

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.220004

考虑小干扰稳定的海上风电经不控整流直流送出系统 控制器参数优化设计

金国彬, 杨明城, 李国庆, 辛业春, 谢飞, 马煜凯

(现代电力系统仿真控制与绿色电能新技术教育部重点实验室(东北电力大学), 吉林 吉林 132012)

摘要: 风机并网逆变器及送电系统的稳定性是大规模海上风力发电系统稳定运行的重要保证。提出一种考虑小干扰稳定的海上风电系统控制器参数优化设计方法。首先, 利用谐波线性化原理推导了直驱风机并网逆变器、送端采用不控整流器的高压直流(diode-rectifier based HVDC, DR-HVDC)输电系统的序阻抗模型。然后, 分析了风场经DR-HVDC 并网互联系统的特点, 讨论了稳定判据的适用性。进而, 从控制器的角度, 确定直驱风机并网逆变器控制系统的控制带宽和阻尼比的取值范围。并在此基础上, 从系统的角度, 综合考虑互联系统的右半平面零极点和控制参数等对阻抗比值的作用。最后, 给出直驱风机并网逆变器的控制系统参数优化设计流程。基于Matlab/Simulink 建立海上风电经DR-HVDC 直流送出系统的时域仿真模型。仿真结果验证了理论分析的正确性和所提方法的有效性。

关键词: 海上风电; 不控整流器; 阻抗稳定; 伯德图; 右半平面零极点; 参数优化

Optimization design of controller parameters for an offshore wind power DC output system by diode rectifier considering small signal stability

JIN Guobin, YANG Mingcheng, LI Guoqing, XIN Yechun, XIE Fei, MA Yukai

(Key Laboratory of Modern Power System Simulation and Control & Renewable Energy Technology, Ministry of Education, (Northeast Electric Power University), Jilin 132012, China)

Abstract: The stability of a wind turbine grid connected inverter and power transmission system is an important component of the stable operation of a large-scale offshore wind power generation system. A method of optimization design of controller parameters for offshore wind power system considering small signal stability is proposed. First, based on the harmonic linearization principle, a sequence impedance model of a direct-drive wind turbine (PMSG) grid-connected inverter and a high voltage direct current (HVDC) transmission system with diode rectifier (DR) is derived. Then, the characteristics of a DR-HVDC interconnected system are analyzed and the applicability of a stability criterion is discussed. The control bandwidth and damping ratio range of the grid-connected inverter control system are determined from the perspective of the controller. From the system point of view, we consider the effect of the right half plane zero-pole and control parameters on the impedance ratio of the interconnected system above. Finally, the parameter optimization design process of the control system for the grid-connected inverter of the PMSG is given. Based on Matlab/Simulink, the time domain simulation model of offshore wind power through the DR-HVDC DC transmission system is established. The simulation results verify the correctness of the theoretical analysis and the effectiveness of the proposed method.

This work is supported by the National Key Research and Development Program of China (No. 2021YFB2400900).

Key words: offshore wind power; diode rectifier; impedance stability; Bode plot; RHP pole-zero; parameter optimization

0 引言

海上风力发电具有风资源丰富、风速稳定、发

电利用小时数高等特点, 一直是大规模风电开发和利用的重点^[1]。近来, 基于不控二极管整流的海上风电直流送出方案, 因具备体积小、成本低、运行控制简单等优势受到广泛关注^[2]。然而, 与高压直流输电系统相连的海上风电场形成了一个以换流器

基金项目: 国家重点研发计划项目资助(2021YFB2400900)

为主的网络，没有其他传统发电单元对电网起到支撑作用；同时，也缺少阻性负载提供足够的阻尼。在这种孤立的海上电网中，风电机组变流器与直流输电变流器之间的相互作用对海上风力发电系统的稳定运行带来挑战^[3-5]。

近年来，针对风电场直流送出系统宽频带振荡问题，国内外学者做了广泛研究，阻抗分析法是主流研究方法之一^[6-9]。文献[10]采用阻抗分析方法建立了风电机组端口阻抗模型，依据传统 Nyquist 判据解释了系统振荡的机理，然而该文献未分析逆变器端口阻抗特性与内部控制器之间的关系，难以揭示振荡过程中机组内部各状态量的传递过程和耦合机理。文献[11]在风电机组端口阻抗模型建模中考虑了电压环，揭示锁相环和电压环控制参数会产生频率耦合特性，但该文献未进一步深入讨论各控制器控制带宽与其时间尺度的数学模型。文献[12]提出了模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)的阻抗模型，充分考虑了各控制器建模并研究了环流控制对离岸系统稳定性的影响，但未讨论各控制器控制带宽等参数引起系统振荡的机理。此外，上述文献的不足之一为均未从互联系统的角度对控制器参数进行设计。

现有的阻抗分析法往往对阻抗模型进行简化处理，并假设子系统总是稳定的^[13-14]。然而，在一些情况下，子系统可能会将右半平面极点引入小信号增益中，在应用奈奎斯特判据前必须对零极点分布及影响情况进行评估。

为此，本文以海上风电经 DR-HVDC 直流送出系统实际工程为研究背景，开展风电场 DR-HVDC 互联系统失稳机理及稳定控制的研究。利用谐波线性化原理推导直驱风机和 DR-HVDC 的交流侧小信号模型，采用阻抗分析方法揭示风电场经 DR-HVDC 直流送出系统的次同步振荡产生机理；从系统的角度，充分考虑系统的右半平面零极点并提出一种提高互联系统稳定性的控制参数优化方法；最后通过仿真验证了该方法的有效性。

1 系统拓扑

典型的基于不控整流的海上风电直流送出系统如图 1 所示。主要包括：基于全功率型的直驱风电场、基于不控整流桥的功率送端整流站、基于 MMC 的岸上逆变站及陆上交流电网^[20]。

当采用该拓扑时，基于不控整流桥的换流站不具有对所联交流电网(即海上风电场)的控制能力。考虑到风力发电机组变流器灵活的控制，可利用海上风电场中直驱风机自身的全功率变流器实现海上

风场交流电压的控制。由于传统风机并网控制拓扑具有简易性、控制环节易于理解等特点，可以通过固定功率角控制代替锁相环控制。文中的风机网侧控制结构将采用上述控制方式。

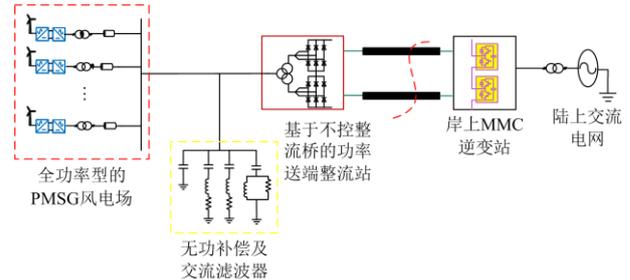


图 1 海上风电经 DR-HVDC 直流送出系统拓扑
Fig. 1 Topology of offshore wind power through DR-HVDC DC transmission system

2 系统序阻抗建模

2.1 风机并网逆变器序阻抗建模

本文分析的直驱风机并网逆变器控制框图与主电路如图 2 所示^[13]。当风机出力采用 MPPT 调控模式，在阻抗稳定性分析过程中，可以将风机和机侧整流器等效为一恒定功率源。图 2 中： θ_0 为海上风电全局统一参考坐标系角度； K_d 为电流环的解耦系数； V_{dc}^{ref} 为直流母线电压给定值； $H_v(s)$ 为电压环

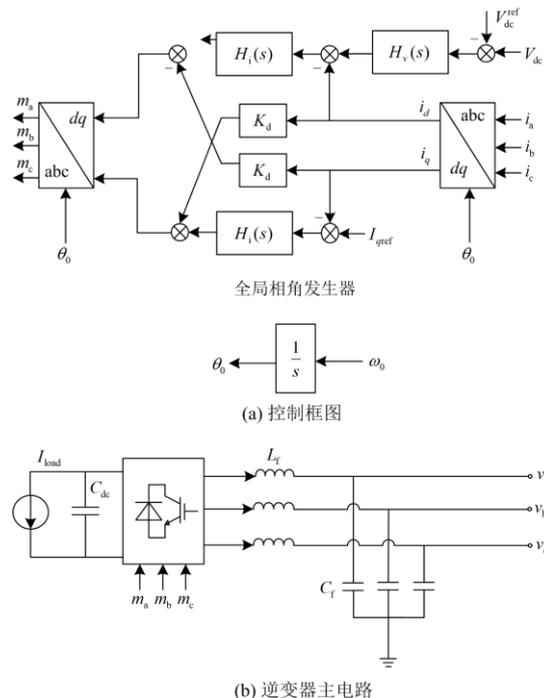


图 2 直驱风电机组逆变器控制框图及主电路
Fig. 2 Grid-connected inverter control block diagram and main circuit of PMSG

开环传递函数; $H_i(s)$ 为电流环开环传递函数; I_{qref} 为 q 轴电流给定值; $m_i (i = a, b, c)$ 为三相调制信号; v_{abc} 、 i_{abc} 分别为机组端口三相瞬时电压、电流; I_{load} 为等效直流电流源的电流值; L_f 、 C_f 为交流侧滤波电感、电容; C_{dc} 为直流母线电容。

通常, 逆变器端口的输出阻抗定义为电压小信号和电流小信号的比值, 满足如式(1)关系^[13]。

$$\begin{bmatrix} Y_p & Y_r \\ Y_c & Y_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{V}_p \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{I}_p \\ \hat{I}_{p2} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: \hat{V}_p 表示频率为 f_p 的电压小信号; \hat{I}_p 表示频率为 f_p 的正序电流小信号; \hat{I}_{p2} 表示频率为 $f_p - 2f_1$ 的负序电流小信号; Y_p 、 Y_n 分别为正序、负序阻抗; Y_r 和 Y_c 为耦合阻抗。

定义导纳矩阵:

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} Y_p & Y_r \\ Y_c & Y_n \end{bmatrix} \quad (2)$$

电流谐波出现在滤波器电感 L_f 的两端, 并网逆变器出口满足式(3)。

$$\begin{bmatrix} \hat{V}_{ip}(f_p) \\ \hat{V}_{ip2}(f_p - 2f_1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{V}_p(f_p) \\ 0 \end{bmatrix} + \mathbf{L} \begin{bmatrix} \hat{I}_{ip}(f_p) \\ \hat{I}_{ip2}(f_p - 2f_1) \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: $\mathbf{L} = \text{diag}[sL_f, (s - j2\omega_1)L_f]$; $\omega_1 = 2\pi f_1$ 。

由于逆变器交直流端口之间的功率平衡, 功率谐波以直流电压谐波 $\hat{V}_{dc}(f_p - f_1)$ 的形式传输到直流母线电容。 \hat{V}_{dc} 可以通过输出端口的电流和电压谐波建模为

$$\hat{V}_{dc} = \mathbf{E}_1 \begin{bmatrix} \hat{V}_{ip} \\ \hat{V}_{ip2} \end{bmatrix} + \mathbf{E}_2 \begin{bmatrix} \hat{I}_{ip} \\ \hat{I}_{ip2} \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: $s_1 = j2\pi(f_p - f_1)$; \mathbf{E}_1 、 \mathbf{E}_2 分别为

$$\mathbf{E}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_1^* & \mathbf{I}_1 \\ -1.5C_{dc}V_{dc}^{ref}s_1 & -1.5C_{dc}V_{dc}^{ref}s_1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\mathbf{E}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{i1}^* & \mathbf{V}_{i1} \\ -1.5C_{dc}V_{dc}^{ref}s_1 & -1.5C_{dc}V_{dc}^{ref}s_1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中: \mathbf{I}_1 和 \mathbf{V}_{i1} 代表逆变器输出端的稳态电流和电压; 上标 “*” 表示共轭运算。

直流电压谐波会参与逆变器的调制过程, 进而在逆变器出口产生输出电压谐波, 此时逆变器输出电压可以表示为

$$\begin{bmatrix} \hat{V}_{ip} \\ \hat{V}_{ip2} \end{bmatrix} = \mathbf{P}_1 \hat{V}_{dc} + \mathbf{P}_2 \begin{bmatrix} \hat{I}_{ip} \\ \hat{I}_{ip2} \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中, 矩阵 \mathbf{P}_1 和 \mathbf{P}_2 详见附录 A。

综上, 并网逆变器谐波传输关系如图 3 所示。

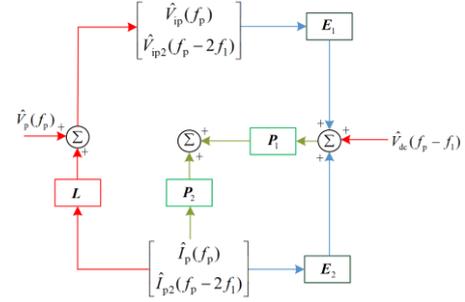


图 3 直驱风机并网逆变器谐波传递关系图

Fig. 3 Harmonic transmission diagram of grid-connected inverter of PMSG

由式(3)一式(7)可以得到直驱风机序导纳表达式为

$$\mathbf{Y} = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_m V_{dc}^{ref} \mathbf{Q}_1) (-\mathbf{K}_m V_{dc}^{ref} \mathbf{Q}_2 + \mathbf{L})^{-1} + \mathbf{C} \quad (8)$$

式中: \mathbf{K}_m 为调制比; \mathbf{I} 表示单位矩阵; $\mathbf{C} = \text{diag}[sC_f, (s - j2\omega_1)C_f]$, 表示滤波电容矩阵; 矩阵 \mathbf{Q}_1 和 \mathbf{Q}_2 详见附录 A。

直驱风机网侧逆变器的正序导纳 Y_p 表达式如式(9)所示, 正序阻抗为 $Z_p = 1/Y_p$ 。

$$Y_p(s) = (1 - \Delta_1 K_m [H_i(s_1)H_v(s_1)V_{dc}^{ref} + \mathbf{M}_1] \mathbf{I}_1^*) / \{sL_f + (\mathbf{K}_m V_{dc}^{ref} [H_i(s_1) - jK_d] - \Delta_1 K_m [H_i(s_1)H_v(s_1)V_{dc}^{ref} + \mathbf{M}_1] - (\Delta_1 K_m)^2 (\mathbf{V}_1 + s_1 L_f \mathbf{I}_1) \mathbf{I}_1^* [H_i(s_1)H_v(s_1)V_{dc}^{ref} + \mathbf{M}_1] \cdot [H_i(s_1)H_v(s_1)V_{dc}^{ref} + \mathbf{M}_1^*])\} + sC_f \quad (9)$$

式中: \mathbf{I}_1 为基波交流相电流矢量; \mathbf{M}_1 为调制信号的稳定状态量; \mathbf{V}_1 为基波交流相电压矢量; $\Delta_1 = 3 / (4I_{load} - 4s_1 C_{dc} V_{dc}^{ref})$ 。

考虑直流母线电压环、电流环均采用 PI 控制, 开环传递函数分别为

$$H_v(s) = K_{vp} + \frac{K_{vi}}{s} \quad (10)$$

$$H_i(s) = K_{ip} + \frac{K_{ii}}{s} \quad (11)$$

2.2 DR-HVDC 序阻抗建模

DR-HVDC 通常由交流滤波器、移相变压器以及不控整流单元构成。由于交流滤波器组起到对谐波抑制的作用, 送入不控整流单元电流电压波形近似于频率为 f_1 的正弦波形。通常, DR-HVDC 靠近风机侧采用 12 脉动整流桥形式。图 4 为 DR-HVDC 直流侧等效电路, 正常运行时岸上 MMC 平台将电压值控制在额定值 V_{DC0} 。12 脉动不控整流桥的总直

流电压 V_{DCDR} 可以用移相变压器一次侧电压 v_d 表示。

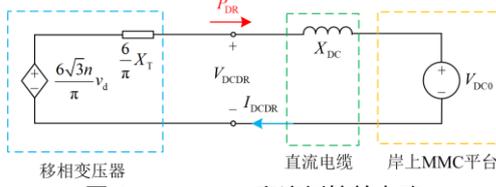


图4 DR-HVDC 直流侧等效电路

Fig. 4 DC side equivalent circuit of DR-HVDC

$$V_{\text{DCDR}} = \frac{6}{\pi} (\sqrt{3}n v_d - X_T \frac{P_{\text{DR}}}{V_{\text{DCDR}}}) \quad (12)$$

式中: n 为移相变压器变比; X_T 为移相变压器漏抗; P_{DR} 为直流传输功率。

岸上 MMC 平台近似等效成电阻 R_{eq} , 正常运行情况下直流传输功率 P_{DC} 、直流电网阻抗 X_{DC} 是已知的且 X_{DC} 数值很小, 可以得到 R_{eq} 表达式为

$$R_{\text{eq}} = (X_{\text{DC}} P_{\text{DR}} + V_{\text{DC0}} \sqrt{X_{\text{DC}} P_{\text{DR}} + 0.25 V_{\text{DC0}}^2 + 0.5 V_{\text{DC0}}^2 - X_{\text{DC}}}) / P_{\text{DR}} \approx V_{\text{DC0}}^2 / P_{\text{DR}} \quad (13)$$

结合上述分析, 采用谐波线性化的方法对 12 脉动整流桥进行建模, 并对阻抗模型积分指数进行截断^[27], 可以得到文中不控整流单元的正序阻抗模型为

$$Z_{\text{ac-p}}(s) \approx \frac{2\pi^2}{9} \left\{ \frac{1}{Z_{\text{dc}}(0)} + \frac{1}{Z_{\text{dc}}(s - j2\pi f_1)} \right\}^{-1} \quad (14)$$

在实际工程中主要存在 3 种类型交流滤波器, 分别是单调谐滤波器(single tuned filter, ST)、双调谐滤波器(double tuned filter, DT)和三调谐滤波器(triple tuned filter, TT)。为简化分析, 本文为不控整流单元交流侧入口配置单调谐滤波器^[15]。通常, 单调谐滤波器由滤波电感 L_{ST} 和滤波电容 C_{ST} 串联构成, 其可以根据调谐频率 ω_n ($\omega_n = n\omega_1$) 和无功功率 Q_0 进行求解。

$$\begin{cases} C_{\text{ST}} = \frac{Q_0 [1 - (1/n)^2]}{\omega_1 U_{\text{ac}}^2} \approx \frac{Q_0}{\omega_1 U_{\text{ac}}^2} \\ L_{\text{ST}} = \frac{U_{\text{ac}}^2}{Q_0 \omega_1 (n^2 - 1)} \approx \frac{U_{\text{ac}}^2}{n^2 \omega_1 Q_0} \end{cases} \quad (15)$$

式中, U_{ac} 为滤波器交流线电压有效值。

记交流滤波器组及无功补偿器的阻抗为 Z_{tot} , 则 DR-HVDC 的交流侧输入的正序阻抗为

$$Z_{\text{DR}} \approx Z_{\text{tot}} // (k^2 Z_{\text{ac-p}}) \quad (16)$$

3 考虑小干扰稳定的控制参数设计

3.1 稳定判据适用性分析

根据阻抗稳定性判据^[8], 在风电场和 DR-HVDC

各自分别稳定的条件下, 即右半平面不包含零点或极点, 该互联系统的稳定性取决于基于阻抗比的最小环增益, 即

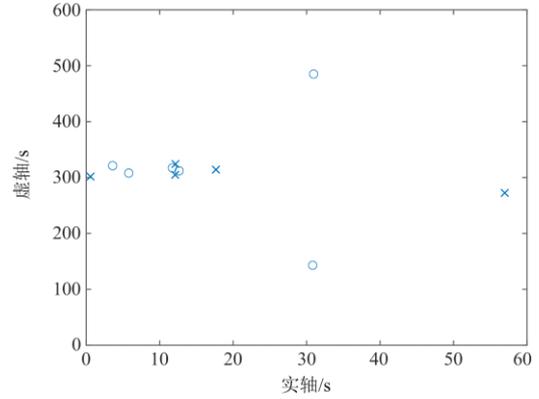
$$T_m = \frac{Z_{\text{DR}}}{Z_{\text{WT}}} \quad (17)$$

式中, Z_{WT} 代表聚合后风电并网逆变器的交流侧等效输出阻抗。

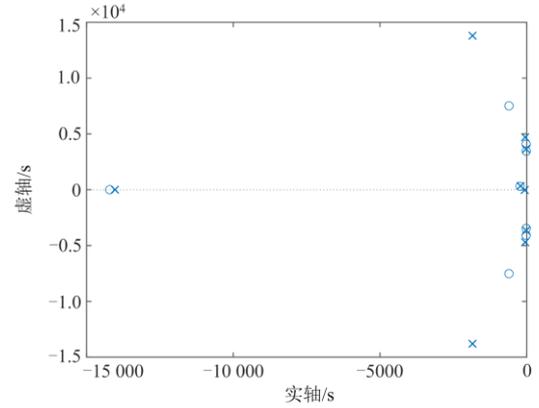
$$Z_{\text{WT}} = Z_p / N_{\text{WT}} \quad (18)$$

式中, N_{WT} 为风电场内风电并网逆变器数量。

然而, 以文献[19]中的实际工程数据为例, 分别绘制 Z_{WT} 和 Z_{DR} 零极点分布图如图 5 所示。从图 5(a)可见, Z_{WT} 存在右半平面零极点分布。



(a) 风电场交流侧输出阻抗 Z_{WT}



(b) DR-HVDC 交流侧输入阻抗 Z_{DR}

图5 小信号阻抗模型的零极点分布图

Fig. 5 Zero-pole plot of the small signal impedance model

此外, 传统的 Nyquist 判据在应用时还需要满足一个前提条件: 子系统开环传递函数的分子阶数应该低于分母的阶数或其无限大频率处的幅频响应增益接近 0。然而, 在实际应用中这个条件可能不成立, 例如: 探讨多风机内部互扰问题。如果阻抗比不合适, 由于频率响应在无限频率处的非零值, Nyquist 判据不能用于稳定性分析。因此, 逆 Nyquist

判据是一个更好的选择^[23]。当采用逆 Nyquist 判据时, 最小环增益可以修改为(以更具有普遍性的 Z_1 和 Z_2 进行说明)

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} T_m(j\omega) = \lim_{\omega \rightarrow \infty} \frac{Z_1(j\omega)}{Z_2(j\omega)} = 0 \quad (19)$$

如图 6 所示的阴影区域, 临界点 $(-1, j0)$ 周围的奈奎斯特图围绕圈数可以由 $T_m(j\omega)$ 的奈奎斯特曲线在 $(-1, j0)$ 的交点数和类型表示。在阴影区域中存在两种类型的交叉点, 记顺时针的交叉点为 CC (clockwise crossing, CC); 逆时针的交叉点为 ACC (anticlockwise crossing, ACC)。

由广义伯德判据(the generalized bode criterion, GBC)^[22-26], 可以直接通过伯德图直接确定图 6(b) 中交叉点类型。图 6(a) 表明所有非零频率的交叉, 但 0 Hz 的交叉点数 N_0 仍需单独计算^[26]。

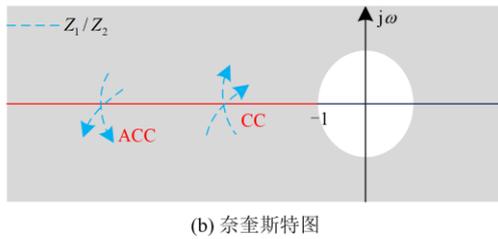
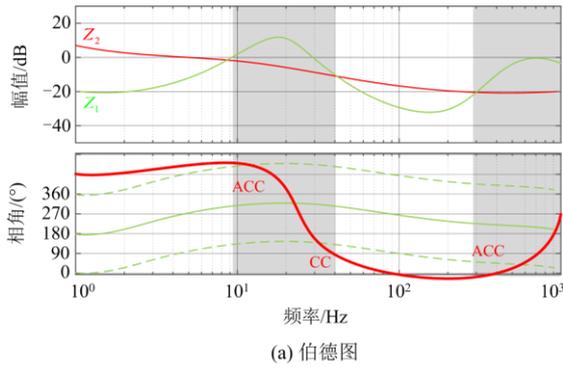


图 6 临界点周围圈数对应关系

Fig. 6 Correspondence of number of turns around the critical point

通过上述分析, Nyquist 稳定性判据可以改写为

$$P(Z_1/Z_2) = N_{CC} - N_{ACC} + N_0 \quad (20)$$

式中: $P(Z_1/Z_2)$ 代表小环路增益的右半平面极点数; N_{CC} 为 CC 点交叉数; N_{ACC} 为 ACC 点交叉数。当且仅当式(20)成立时, 互联系统是稳定的。

3.2 参数设计

实际应用中, 变流器的控制器参数设计一般是从单个装置角度考虑的, 此时所设计的控制器参数能够满足单个装置的动、静态性能; 同时, 还需保证参数配置合理。这是进行装置形成互联系统、各

相关控制器参数优化设计的基础。

从图 2 可以看到, 互联系统中需设计的控制器包括电压环和电流环, DR-HVDC 的电路参数需合理配置。其中 DR-HVDC 的直流侧参数设计可参考文献[16]进行设计; 为使风电机组送出的有功功率得到充分利用, 系统所需的无功功率由交流滤波器组及无功补偿器进行平衡^[17]。

参照图 2, 电压环和电流环的闭环传递函数为

$$T_v(s) = \frac{K_{vp}/C_{dc} \cdot s + K_{vi}/C_{dc}}{s^2 + K_{vp}/C_{dc} \cdot s + K_{vi}/C_{dc}} \quad (21)$$

$$T_i(s) = \frac{K_{ip}/L_f \cdot s + K_{ii}/L_f}{s^2 + K_{ip}/L_f \cdot s + K_{ii}/L_f} \quad (22)$$

式(21)、式(22)为典型二阶系统, 可以求得控制器 PI 参数为

$$\begin{cases} K_{vi} = C_{dc} \omega_{vc}^2 (\sqrt{1 + 4\xi_v^4} - 2\xi_v^2) \\ K_{vp} = 2C_{dc} \xi_v \omega_{vc} \sqrt{\sqrt{1 + 4\xi_v^4} - 2\xi_v^2} \end{cases} \quad (23)$$

$$\begin{cases} K_{ii} = L_f \omega_{ic}^2 (\sqrt{1 + 4\xi_i^4} - 2\xi_i^2) \\ K_{ip} = 2L_f \xi_i \omega_{ic} \sqrt{\sqrt{1 + 4\xi_i^4} - 2\xi_i^2} \end{cases} \quad (24)$$

式中: ξ_i 、 ω_{ic} 分别为电流环阻尼比、控制带宽; ξ_v 、 ω_{vc} 分别为电压环阻尼比、控制带宽。

式(21)一式(24)为 PI 控制器设计提供理论依据, 本文将针对电压环和电流环分别进行设计。

3.2.1 电流环 PI 控制器设计

在对电流环设计时, 通常不考虑系统受直流电压波动的影响。此时逆变器序阻抗模型^[21]可以写为

$$Z_p(s) = \{K_m V_{dc}^{ref} [H_1(s - j2\pi f_1) - jK_d] + sL_f\} // (1/sC_f) \quad (25)$$

考虑到 PWM 采样频率及 LC 滤波器的截止频率等因素, 电流环控制带宽通常选取 100~300 Hz, 此外, 在工程上开环传递函数相位裕度需大于 45° 即阻尼比 $\xi_i > 0.45$ 。为保证系统在快速性和稳定性之间的折衷, 本文选取 $0.45 < \xi_i < 0.8$ 。绘制 $|T_m|$ 与电流环阻尼比和控制带宽的关系图如图 7 所示。

为保证选取 ξ_i 、 f_{ic} 对 $|T_m|$ 的影响较小, 此外还能保证系统的稳定性, 本文选取 $\xi_i = 0.6$, $f_{ic} = 200\text{Hz}$, 此时对应的 $K_{ip} = 0.32$ 。需要指出的是, 在其余参数均确定的情况下, 通过互联系统阻抗比值优化电流控制器的比例系数 K_{ip} 只是使互联系统稳定的一个充分条件。为了更加直观地表明上述控制器参数优化设计方法对改善互联系统稳定性的效果, 图 8 给出了互联系统的相位裕度随电流控

制器比例系数变化的曲线。当 $K_{ip} = 0.32$ 时, $K_{ii} = 242.67$, 相位裕度为 48° ; 满足工程要求。

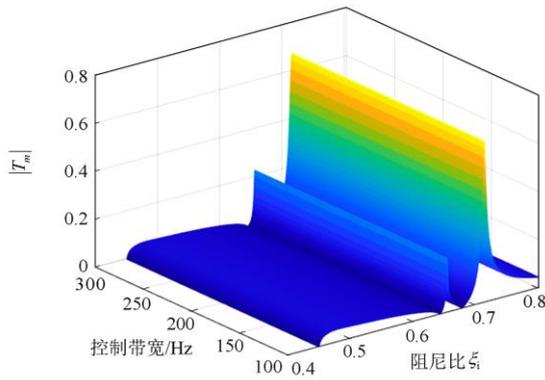


图 7 电流环控制器阻尼比、控制带宽对阻抗比幅频特性的影响

Fig. 7 Effects of damping ratio and control bandwidth of current loop controller on amplitude-frequency characteristics of impedance ratio

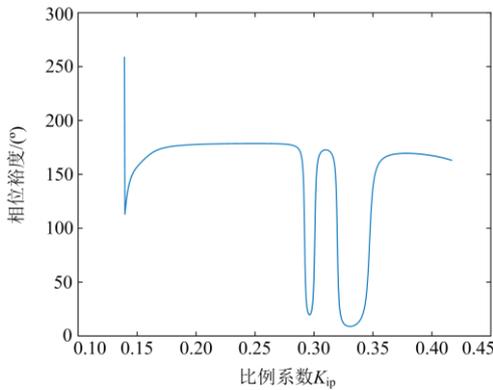


图 8 互联系统的相位裕度与 K_{ip} 的关系曲线

Fig. 8 Relationship between the phase margin of the interconnected system K_{ip}

3.2.2 电压环 PI 控制器设计

当逆变器考虑电压环时, 其阻抗模型采用式(9)形式并将电流环 PI 控制器参数固定。其设计思路与电流环相似。通常电压环控制带宽选取为电流环控制带宽的 1/10。本文选取电压环控制带宽范围为 10~30 Hz, 电压环阻尼比取值范围与电流环阻尼比相同。绘制 $|T_m|$ 与电压环阻尼比和控制带宽的关系图如图 9 所示。

从图 9 中可以观察到电压控制器阻尼比减小对稳定性起到削弱作用。在参数设计时, 应当避免较小的阻尼比, 而控制带宽的影响不大。综合分析后, 选取 $\xi_v = 0.7$, $f_{vc} = 20\text{Hz}$ 。对应的 $K_{vp} = 14.78$,

$K_{ii} = 859.85$ 。图 10 为互联系统的相角裕度与 K_{vp} 的关系曲线, 从图 10 中可以得到此时阻抗比相位裕度为 69° , 满足要求。

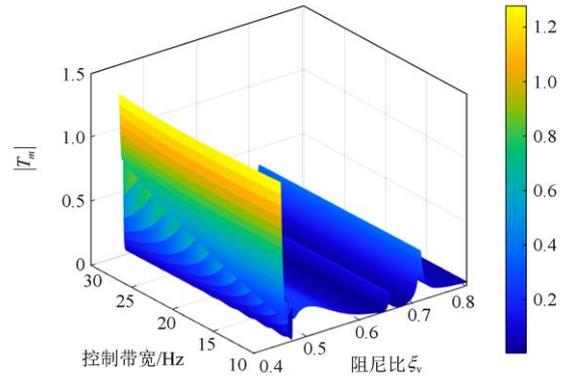


图 9 电压环控制器阻尼比、控制带宽对阻抗比幅频特性的影响

Fig. 9 Effects of damping ratio and control bandwidth of voltage loop controller on amplitude-frequency characteristics of impedance ratio

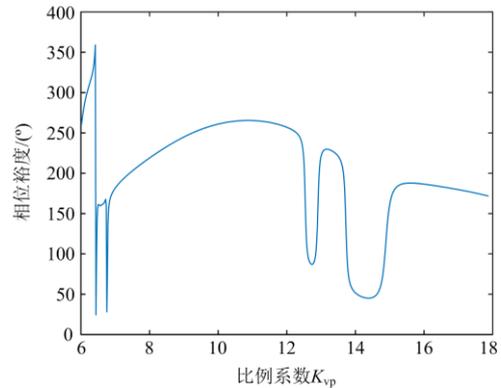


图 10 互联系统的相位裕度与 K_{vp} 的关系曲线

Fig. 10 Relationship between the phase margin of the interconnected system K_{vp}

3.3 系统互联后控制器参数的优化

由于从单个装置角度设计的控制器参数仅能保证各装置单独运行时的动、静态性能, 而无法保证系统互联后的稳定性。因此, 需要在其基础上从系统的角度对控制器参数进行优化设计, 从而保证互联系统的稳定性。

结合上述优化过程可以发现, 电流环控制参数对 $|T_m|$ 的影响不大, 电压环的控制参数中阻尼比对 $|T_m|$ 的影响要强于控制带宽, 较小的阻尼比会恶化互联系统的稳定性。这为互联系统稳定性控制参数优化提供了方向。

由互联系统失稳机理分析可知, $|T_m| < 1$ 仅为互联系统稳定的一个充分条件, 是系统互联后控制器参数优化设计的目标之一。此外, 选取 PI 控制器参数时满足互联系统的相位裕度也是在上述目标情况下做出的改进。在参数选取时还需满足奈奎斯特稳定判据, 考虑阻抗模型会引入右半平面零极点, 可以采用本文提出的改进奈奎斯特判据进行分析。具体地, 直驱风场经 DR-HVDC 互联系统的控制器参数优化设计流程如下:

(1) 确定直驱风机经 DR-HVDC 送出系统的主电路参数、传送功率波动范围以及 DR-HVDC 系统交流侧无源滤波器与无功补偿装置参数。

(2) 根据开环传函稳定判据初步确定风机并网逆变器子系统控制参数范围, 基于式(18)计算聚合的风电并网逆变器的交流侧输出阻抗 Z_{WT} ; 基于公式(16), 计算 DR-HVDC 交流侧输入阻抗 Z_{DR} ; 根据式(17), 计算阻抗比值 T_m 。

(3) 依据图 7—图 10, 综合考虑电流环、电压环的控制带宽和阻尼比与对应 $|T_m|$ 的关系, 以及 T_m 的相角允许裕度, 取两者交集选取控制参数。

(4) 分别绘制 Z_{WT} 与 Z_{DR} 的伯德图和 T_m 零极点分布图, 通过 Z_{WT} 与 Z_{DR} 伯德图判断交叉点类型和数量, 通过 T_m 零极点分布图计算其右半平面极点数量, 依据式(20)对步骤(3)选取的控制参数作进一步筛选, 确定满足互联系统小干扰稳定的控制参数。

4 算例仿真

4.1 系统描述

为验证本文所提出的参数优化设计的正确性, 在 Matlab/Simulink 中搭建电磁仿真模型。仿真建模过程忽略风场内部的相互作用, 采用聚合模型, 将 500 台容量为 2 MW 的并联直驱风电机组等效为单台 1000 MW 的风机, 经升压后通过汇总变压器并入不控整流平台。通过直流海缆传送至电网。现假设风机距离汇总变压器距离较短, 其输电线电缆阻抗小于汇总变压器漏抗, 可忽略不计; 汇总变压器距离不控整流平台的电缆参数也可忽略^[18-19]。附表 A1 给出系统参数以及直驱风机并网逆变器的控制参数。由于电压环控制器阻尼比对系统稳定性影响较大, 本案例仅给出电压环 PI 控制参数优化过程。

4.2 控制器参数优化前

基于附录表 A1 中的控制器参数, 将风电场与 DR-HVDC 互联, 电流内环参数为 $K_{ip} = 0.32$, $K_{ii} = 242.67$ 。在风电场处于额定功率运行时, 互联系统 PCC 点交流电压、电流波形如图 11 所示。

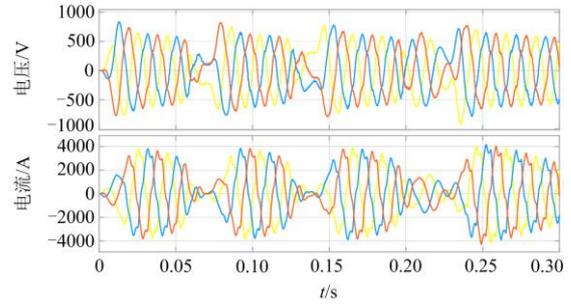


图 11 优化前互联系统仿真结果

Fig. 11 Simulated results of interconnected system without optimized controller parameters

从图 11 中可以看出, 互联系统发生剧烈振荡, 电压和电流波形严重畸变, 系统无法正常运行。分别绘制 Z_{WT} 与 Z_{DR} 的伯德图以及 T_m 右半平面零极点分布图如图 12、图 13 所示。其中, Z_{DR}^1 表示 DR-HVDC 相角曲线向上平移 180° , 点线为 Z_{WT} 经扫频后的

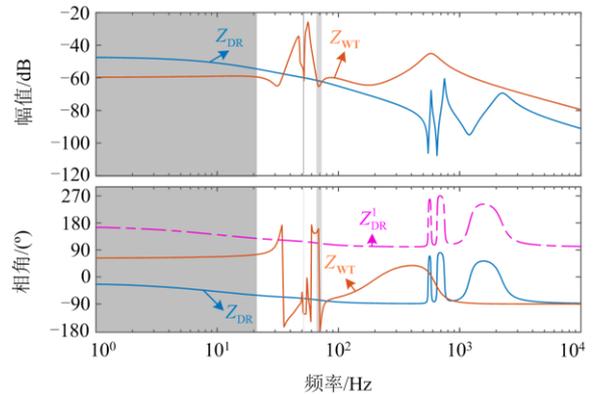


图 12 优化前互联系统各部分伯德图

Fig. 12 Bode plot of interconnected subsystem without optimized controller parameters

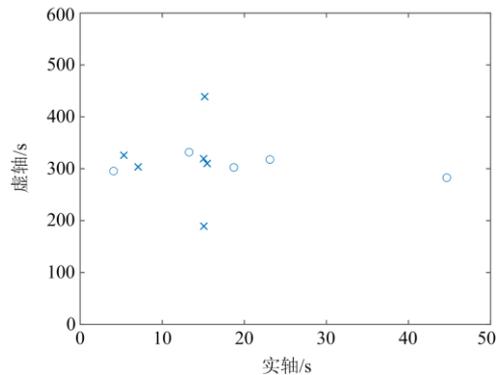


图 13 优化前小环路增益右半平面零极点分布图
Fig. 13 RHP zero pole plot of small loop gain without optimized controller parameters

曲线。由文献[26]可知, $N_0 = -2$ 。从图 12、图 13 中可以观察到 T_m 右半平面存在极点数为 6, $N_{ACC} = N_{CC} = 2 \times 2 = 4$ 。由式(9)可知, 系统处于不稳定状态。

4.3 控制器参数优化后

参照图 9 和图 10, 将电压 PI 控制器阻尼比修改为 0.7, 带宽不变, 即 $K_{vp} = 14.7$, $K_{vi} = 859.85$ 。优化后的波形如图 14 所示。

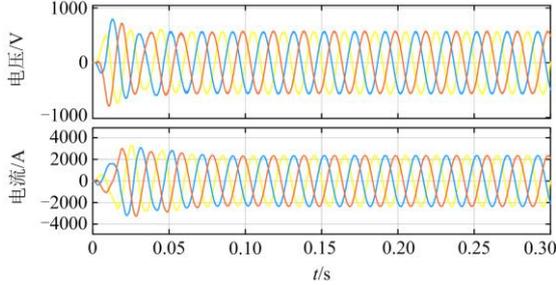


图 14 优化后互联系统仿真结果

Fig. 14 Simulated results of interconnected system with optimized controller parameters

从图 14 中可以看出, 采用优化后的控制器参数, 在额定功率条件下互联系统仍然是稳定的, 且动态性能良好, 电压和电流中的振荡分量含量很小, 说明此时互联系统具有足够的阻尼。通过图 15 和图 16 可以观察到 T_m 右半平面存在极点数为 4, $N_{CC} = 2$, $N_{ACC} = 1$, 故系统处于稳定。仿真结果验证了本文的稳定性理论分析和所提控制器参数优化设计方法的正确性和有效性。

5 结论

本文通过序阻抗建模、子系统控制参数设计以及互联系统的小干扰稳定性分析, 提出考虑小干扰稳定的海上风电经不控整流直流送出系统控制器参数优化设计方法, 为风电场经 DR-HVDC 直流送出系统工程控制器的设计及调试提供直接理论依据和技术支持。结论如下:

(1) 利用谐波线性化原理推导直驱风机并网逆变器和 DR-HVDC 系统的交流侧序阻抗模型准确、有效, 适用于互联系统的小干扰稳定性分析。

(2) 采用的互联系统阻抗判据能够直接适用于互联变流器系统小环路增益存在极点的情况, 可以充分利用伯德图和零极点分布图的优点, 相较于传统的奈奎斯特判据更具有通用性和简易性, 能够更为便利地校验控制参数的选取是否合理。

(3) 直驱风机并网逆变器控制系统涉及电流环、电压环等环节的协调配合, 其中, 电压环 PI 控制器

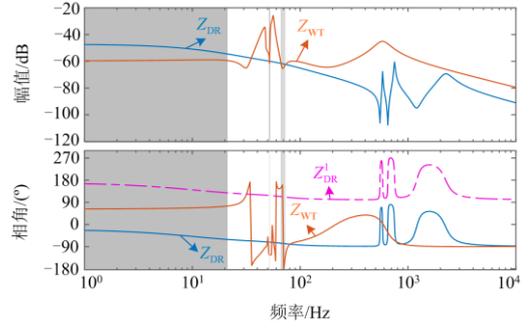


图 15 优化后互联系统各部分伯德图

Fig. 15 Bode plot of interconnected subsystem with optimized controller parameters

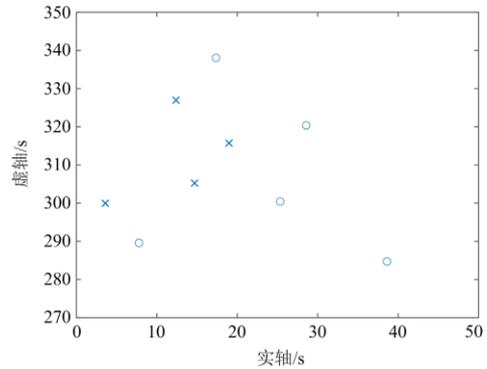


图 16 优化后小环路增益右半平面零极点分布图

Fig. 16 RHP zero pole plot of small loop gain with optimized controller parameters

的阻尼比对互联系统的稳定性起到关键作用; 较小的阻尼比会引起装置端口阻抗出现负阻尼特性, 增加系统振荡的风险。

(4) 经仿真算例验证: 所提出的直驱风场经 DR-HVDC 互联系统的控制器参数优化设计流程合理、有效, 能充分保证互联系统的小干扰稳定性。

对于已建成的海上风电经不控整流直流送出系统, 依照本文提出的控制参数优化设计方法, 可有效保证互联系统的小干扰稳定性。

附录 A

$$P_1 = \begin{bmatrix} 0.5 \times (K_m V_{dc}^{ref} H_i(s_1) H_v(s_1) + K_m M_1) & 0 \\ 0.5 \times (K_m V_{dc}^{ref} H_i(s_1) H_v(s_1) + K_m M_1^*) & 0 \end{bmatrix}$$

$$P_2 = \begin{bmatrix} K_m V_{dc}^{ref} (H_i(s_1) - jK_d) & 0 \\ 0 & -K_m V_{dc}^{ref} (H_i(s_1) + jK_d) \end{bmatrix}$$

$$Q_1 = \begin{bmatrix} \frac{3(K_m V_{dc}^{ref} H_i(s_1) H_v(s_1) + K_m M_1) I_1^*}{4(I_{load} - s_1 C_{dc} V_{dc}^{ref}) V_{dc}^{ref}} & 0 \\ \frac{3(K_m V_{dc}^{ref} H_i(s_1) H_v(s_1) + K_m M_1^*) I_1^*}{4(I_{load} - s_1 C_{dc} V_{dc}^{ref}) V_{dc}^{ref}} & 0 \end{bmatrix}$$

$$Q_2(1,1) = \frac{3[V_{dc}^{ref} H_i(s_1)H_v(s_1) + K_m M_1^*](V_1^* + s_1 L_f I_1^*)}{4(I_{load} - s_1 C_{dc} V_{dc}^{ref})V_{dc}^{ref}} + [jK_d - H_i(s_1)]$$

$$Q_2(1,2) = \frac{3[V_{dc}^{ref} H_i(s_1)H_v(s_1) + K_m M_1^*](V_1^* + s_1 L_f I_1^*)}{4(I_{load} - s_1 C_{dc} V_{dc}^{ref})V_{dc}^{ref}}$$

$$Q_2(2,1) = \frac{3[V_{dc}^{ref} H_i(s_1)H_v(s_1) + K_m M_1^*](V_1 + s_1 L_f I_1)}{4(I_{load} - s_1 C_{dc} V_{dc}^{ref})V_{dc}^{ref}}$$

$$Q_2(2,2) = \frac{3[V_{dc}^{ref} H_i(s_1)H_v(s_1) + K_m M_1^*](V_1 + s_1 L_f I_1)}{4(I_{load} - s_1 C_{dc} V_{dc}^{ref})V_{dc}^{ref}} - [jK_d + H_i(s_1)]$$

表 A1 海上风电经 DR-HVDC 直流送出系统参数
Table A1 Parameters of DR-HVDC of DC transmission system for offshore wind farm

互联系统	参数	数值	
DR-HVDC ^[19]	额定容量; 直流电压	1000 MW; 640 kV	
	移相变压器	66 kV/261.8 kV/ 261.8 kV; 604×2 MVA; 0.18 p.u.	
	平波电抗器	0.06 H	
	直流海缆	0.5968 H; 2.5 Ω; 26.0 μF	
	单调谐滤波器	11次谐波	0.045 Ω; 0.0013 H; 64.31 μF
		13次谐波	0.038 Ω; 0.000 93 H; 64.31 μF
	高通滤波器	23次谐波	6.41 Ω; 0.000 136 8 H; 64.31 μF
		无功补偿容量	88 Mvar
	直驱风机	额定容量	2 MVA
		直流侧电压	1200 V
电压控制器(优化前)		$f_{vc} = 20 \text{ Hz}$; $\xi_v = 0.2$	
电流控制器		$f_{ic} = 200 \text{ Hz}$; $\xi_i = 0.6$	
直流电容		129.6 mF	
LC滤波器		0.3 mH; 0.3 mF	

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 off-shore wind farms[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(31): 5459-5466.

[2] 付艳, 周晓风, 戴国安, 等. 海上风电直流耗能装置和保护配合策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(15): 178-186.
FU Yan, ZHOU Xiaofeng, DAI Guoan, et al. Research on

coordination strategy for an offshore wind power DC chopper device and protection[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(15): 178-186.

[3] 陈剑, 王海风. 模型-数据混合驱动的直接风机 VSC 等效建模方法[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(2): 10-17.
CHEN Jian, WANG Haifeng. A model-data hybrid driven method of VSC equivalent modeling of a permanent magnetic synchronous generator[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(2): 10-17.

[4] 陈宝平, 林涛, 陈汝斯, 等. 直驱风电场经 VSC-HVDC 并网系统的多频段振荡特性分析[J]. 电工技术学报, 2018, 33(增刊 1): 176-184.
CHEN Baoping, LIN Tao, CHEN Rusi, et al. Characteristics of multi-band oscillation for direct drive wind farm interfaced with VSC-HVDC system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(S1): 176-184.

[5] 刘炜, 郭春义, 杨硕, 等. 混合双馈入直流输电系统的交互作用机理研究(一): 等值单馈入直流输电模型[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(18): 5911-5921.
LIU Wei, GUO Chunyi, YANG Shuo, et al. Research on Interaction mechanism of hybrid dual-infeed HVDC system (part I): equivalent single-infeed HVDC model[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(18): 5911-5921.

[6] 张天翼, 王海风. 风电并入弱交流系统引发次同步振荡的研究方法综述[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(16): 177-187.
ZHANG Tianyi, WANG Haifeng. Research methods for subsynchronous oscillation induced by wind power under weak AC system: a review[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(16): 177-187.

[7] 郑黎明, 贾科, 毕天姝, 等. 海上风电接入柔直系统交流侧故障特征及对保护的影响分析[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(20): 20-32.
DENG Liming, JIA Ke, BI Tianshu, et al. AC-side fault analysis of a VSC-HVDC transmission system connected to offshore wind farms and the impact on protection[J]. Power System Technology, 2021, 49(20): 20-32.

[8] 李光辉, 王伟胜, 郭剑波, 等. 风电场经 MMC-HVDC 送出系统宽频带振荡机理与分析方法[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(18): 5281-5297, 5575.
LI Guanghui, WANG Weisheng, GUO Jianbo, et al. Broadband oscillation mechanism and analysis for wind farm integration through MMC-HVDC system[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(18): 5281-5297, 5575.

[9] 年珩, 徐韵扬, 陈亮, 等. 并网逆变器频率耦合特性建模及系统稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(5): 1421-1432.
NIAN Heng, XU Yunyang, CHEN Liang, et al. Frequency coupling characteristic modeling of grid-connected inverter

- and system stability analysis[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(5): 1421-1432.
- [10] CESPEDES M, SUN J. Impedance modeling and analysis of grid-connected voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(3): 1254-1261.
- [11] ALAWASA K M, MOHAMED Y A I, XU W. Modeling, analysis, and suppression of the impact of full-scale wind-power converters on subsynchronous damping, IEEE Systems Journal, 2013, 7(4): 700-712.
- [12] LÜ J, CAI X, MOLINAS M. Frequency domain stability analysis of MMC-based HVDC for wind farm integration[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(1): 141-151.
- [13] 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): 6547-6562.
LI Guanghui, WANG Weisheng, LIU Chun, et al. Mechanism analysis and suppression method of wideband oscillation of PMSG wind farms connected to weak grid (part I): analysis of wideband impedance characteristics and oscillation mechanism[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(22): 6547-6562.
- [14] 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(二): 基于阻抗重塑的宽频带振荡抑制方法[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(23): 6908-6920, 7104
LI Guanghui, WANG Weisheng, LIU Chun, et al. Mechanism analysis and suppression method of wideband oscillation of PMSG wind farms connected to weak grid (part II): suppression method of wideband oscillation based on impedance reshaping[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(23): 6908-6920, 7104.
- [15] 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.
- [16] 黄明煌, 王秀丽, 刘沈全, 等. 分频输电应用于深远海风电并网的技术经济性分析[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(5): 167-174.
HUANG Minghuang, WANG Xiuli, LIU Shenquan, et al. Technical and economic analysis on fractional frequency transmission system for integration of long-distance offshore wind farm[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(5): 167-174.
- [17] 唐英杰, 张哲任, 徐政. 基于二极管不控整流单元的远海风电低频交流送出方案[J]. 中国电力, 2020, 53(7): 44-54, 168.
TANG Yingjie, ZHANG Zheren, XU Zheng. Diode rectifier unit based LFAC transmission for offshore wind farm integration[J]. Electric Power, 2020, 53(7): 44-54, 168.
- [19] BIDADFAR A, SABOR Ó-ROMANO O, CUTULULIS N A, et al. Control of offshore wind turbines connected to diode-rectifier-based HVDC Systems[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2021, 12(1): 514-523.
- [20] TANG Y, ZHANG Z, XU Z. DRU based low frequency AC transmission scheme for offshore wind farm integration[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2021, 12(3): 1512-1524.
- [21] 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.
- [22] LIAO Y, WANG X. Impedance-based stability analysis for interconnected converter systems with open-loop RHP poles[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(4): 4388-4397.
- [23] LIU B, LI Z, ZHANG X, et al. Impedance-based analysis of control interactions in weak-grid-tied PMSG wind turbines[J]. IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems, 2021, 11(1): 90-98.
- [24] LENG M, ZHOU G, LI H, et al. Impedance-based stability evaluation for multibus DC microgrid without constraints on subsystems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(1): 932-943.
- [25] ZHONG Q, ZHANG X. Impedance-sum stability criterion for power electronic systems with two converters/sources[J]. IEEE Access, 2019, 7: 21254-21265.
- [26] LUMBRERAS D, BARRIOS E L, URTASUN A, et al. On the stability of advanced power electronic converters: the generalized bode criterion[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(9): 9247-9262.
- [27] LIU H C, SUN J. Analytical mapping of harmonics and impedance through phase-controlled converters[C] // 2012 IEEE 13th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), June 10-13, 2012, Kyoto, Japan: 1-8.

收稿日期: 2022-01-01; 修回日期: 2022-02-14

作者简介:

金国彬(1977—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为新能源发电及其并网、智能电网技术实现、电能质量治理; E-mail: jgbjgb2005@163.com

杨明城(1995—), 男, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为直驱风机并网系统稳定性分析。E-mail: 1121725221@qq.com

(编辑 魏小丽)