

海上风电柔直送端 MMC 全功率范围电压 稳定控制架构及其参数优化方法

王一振¹, 王之谦¹, 雷鸣^{1*}, 季一润², 徐翔¹, 盛浩¹

- (1. 智能配用电装备与系统全国重点实验室(天津大学), 天津市 南开区 300072;
2. 国网冀北电力有限公司电力科学研究院, 北京市 西城区 100045)

Stability Control Strategy and Parameter Optimization Method for the Offshore Wind Farm Connected MMC Within Full Power Range

WANG Yizhen¹, WANG Zhiqian¹, LEI Ming^{1*}, JI Yirun², XU Xiang¹, SHENG Hao¹

(1. State Key Laboratory of Smart Power Distribution Equipment and System (Tianjin University),

Nankai District, Tianjin 300072, China;

2. Electric Power Research Institute of State Grid Jibei Electric Power Co., Ltd., Xicheng District, Beijing 100045, China)

ABSTRACT: Modular multilevel converter based high voltage direct current transmission system (MMC-HVDC) is one of the most promising solutions to integrate large amount of offshore wind power. However, the power variation range of offshore wind power is large, and the transmitting end is a system with high degree of power electronics. Therefore, the system is prone to small-signal oscillation instability. This paper proposes a stable control strategy and parameter optimization method for the offshore wind farm connected MMC-HVDC system, taking into account both small-signal stability and voltage control capability within the full power range. Firstly, a small-signal model for the offshore wind farm connected MMC is established. Based on modal analysis and participation factor method, the oscillation modes and the related dominant factors of the system are analyzed. Secondly, this paper proposes an AC voltage proportional control strategy suitable for the wind farm connected MMC to ensure the system small-signal stability within the full power range. Then, an optimization design method for control parameters is discussed to ensure the voltage deviation at the grid connection points meets the system requirements within the full power range. Finally, the effectiveness of the proposed AC voltage proportional control strategy and parameter optimization method are validated by simulation.

KEY WORDS: modular multilevel converter; offshore permanent magnet synchronous generator (PMSG) wind farm;

small-signal stability; stable operation within full power range; AC voltage control

摘要: 基于模块化多电平换流器的高压柔性直流输电系统(modular multilevel converter based high voltage direct current transmission system, MMC-HVDC)是海上风电并网的重要方式之一。然而,海上风电功率变化范围大,送端系统电力电子化程度高,易出现小扰动振荡失稳。该文兼顾小信号稳定性和并网点电压控制能力,提出一种海上风电柔直送端 MMC 全功率范围电压稳定控制架构及其参数优化方法。首先,建立海上风电柔直送出系统小信号模型,基于模态分析法及参与因子法,分析系统存在的振荡模式及主导因素;其次,提出适合海上风电柔直送端 MMC 的交流电压比例控制架构,保证系统在全功率范围内运行时的小信号稳定性;进一步,针对所提控制策略提出控制器参数优化设计方法,保证并网点电压偏差在全功率范围内均满足系统要求;最后,通过电磁暂态仿真验证所提策略的有效性。

关键词: 模块化多电平换流器;海上直驱风电;小信号稳定;全功率范围运行;交流电压控制

0 引言

基于模块化多电平换流器的高压柔性直流(简称柔直)输电系统(modular multilevel converter based high voltage direct current transmission system, MMC-HVDC)凭借易实现增压扩容、无换相失败风险、有功无功功率解耦控制等优势,在大规模远距离海上风电并网场景具有广阔应用前景^[1-2]。永磁直驱式风力发电机(简称直驱风机)运行效率高、故障率低、调速范围广,适用于海上风力发电场合^[3-4]。

基金项目: 国家自然科学基金项目(52377119, U22B20109)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (52377119, U22B20109).

然而,海上直驱风电 MMC-HVDC 送出系统电力电子化程度高,风电场与柔直换流器之间的动态交互作用容易导致系统交流电压出现小扰动振荡失稳现象^[5]。为此,国内外针对直驱风电 MMC-HVDC 送出系统小信号稳定性问题展开了广泛研究,研究方法主要包括状态空间法^[6-8]和阻抗法^[9-10]。其中,状态空间法可以结合参与因子法辨识影响振荡的关键因素,进而指导设计振荡抑制措施。如文献[6-7]通过参与因子分析指出,风机锁相环与柔直换流器交流电压控制环节相互作用将引起次同步振荡现象,因此,可分别针对柔直换流器和风机换流器^[11-13]设计次同步振荡抑制措施。但是,风场侧风机数量众多,改变每台风机换流器控制策略并调谐控制参数难以实现,针对柔直换流器设计振荡抑制措施更容易在实际工程中应用^[14]。

与海上风场连接的 MMC(wind farm connected MMC, WFMMC)主要作用是为风机提供稳定的并网电压,采用的典型控制策略包括开环交流电压控制(简称开环控制)和双闭环交流电压控制(简称双闭环控制)。开环控制结构简单、稳定性好,最早在南澳三端柔直风电接入工程中得到应用^[15]。虽然开环控制能够实现全功率范围稳定运行,但由于缺少电流内环控制环节,在交流侧发生故障时难以限制阀侧电流。此外,开环控制对并网点电压的控制能力差,当系统输送功率大范围变化时,并网点电压将出现较大的稳态电压偏差。双闭环控制采用外环交流电压控制与内环交流电流控制级联的结构,利用比例-积分(proportional-integral, PI)控制器可实现交流电压稳态无静差,动态响应速度快且具有限流功能,在张北四端柔直输电工程和如东海上风电柔直送出系统中得到了应用^[16-17]。然而,当 WFMMC 采用双闭环控制时,系统容易出现小扰动振荡失稳现象^[18]。

目前,针对 WFMMC 设计的振荡抑制方法主要基于双闭环控制结构,其中优化控制参数^[7,19]、附加阻尼控制^[6,20-21]因较低成本及较低控制难度得到广泛关注。文献[19]通过优化 WFMMC 电压外环控制参数降低 WFMMC 谐振峰值,避免系统出现次同步振荡。但由于控制参数可调范围较窄,振荡抑制效果有限。在附加阻尼控制方面,文献[6,20]分别针对 WFMMC 电压外环和电流内环设计虚拟阻抗控制策略,增强系统次同步段阻尼。文献[21]设计了基于电容能量的次同步振荡阻尼控制器,利

用电容吸收振荡能量。然而,上述附加阻尼控制需要针对特定工况具体调节控制参数,难以适应海上风电功率变化范围大导致运行状态变化范围广的情况。因此,部分文献研究自适应附加阻尼控制,根据系统运行状态自动调整阻尼控制器,增强系统全功率范围运行时的小信号稳定性。文献[22]基于数据驱动的无模型自适应控制方法设计了次同步阻尼控制器,根据电压误差调整换流器调制信号,抑制小扰动振荡。文献[23]通过子空间方法动态获取系统模型,进而通过基于观测器的状态反馈控制为系统提供阻尼。但上述自适应控制方法相对复杂,且有别于传统的双闭环控制结构,需要对柔直系统进行大规模停机改造,成本较高。文献[24]提出一种适用于高压构网型换流器的交流电压控制策略,将外环比例控制与电流内环级联,但尚未分析其稳定性。因此,研究一种可以保证海上直驱风电 MMC-HVDC 送出系统在全功率范围内运行时电压稳定,且操作简便具有工程应用潜力的控制策略,对于海上风电发展具有重要意义。

综上,本文在稳定机理分析的基础上提出一种海上直驱风电柔直送端 MMC 全功率范围电压稳定控制架构及其参数优化方法。首先,建立海上直驱风机 MMC-HVDC 送出系统模块化小信号模型,对比分析开环控制和双闭环控制下系统小信号稳定性;其次,对比分析开环控制和双闭环控制对并网点电压的控制能力;随后,兼顾小信号稳定性及并网点电压控制能力,提出交流电压比例控制架构及其参数优化方法,保证海上直驱风电柔直送端系统全功率范围运行时的小信号稳定性,同时,保证并网点电压偏差在全功率范围内均满足系统要求;最后,通过仿真验证所提方法的有效性。

1 直驱风电经 MMC-HVDC 系统模块化小信号建模

1.1 直驱风电经 MMC-HVDC 送出系统结构

图1展示直驱风电经 MMC-HVDC 送出系统结构,其中,直驱风电场由多台直驱风机组成,MMC-HVDC 由换流变压器(换流变)、WFMMC、受端 MMC(grid-side MMC, GSMMC)和直流线路组成。直驱风机采用“一机一变”结构,首先通过背靠背换流器和机端变压器接入 35 kV 汇流母线,随后,经换流变压器升压至 110 kV 后接入 MMC-HVDC,最后,MMC-HVDC 将风场输出功率送入交流系统。

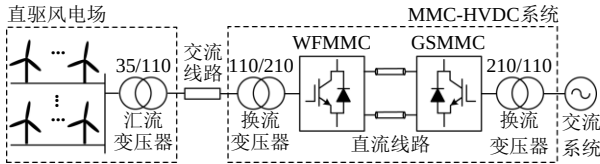


图1 直驱风电经 MMC-HVDC 送出系统结构示意图

Fig. 1 The structure of PMSG-based wind farm connected to MMC-HVDC

本文重点关注直驱风电经 MMC-HVDC 送出系统互联部分小信号稳定性, 因此, 将直驱风电场等效为直驱风机单机聚合模型。由于直驱风机机侧换

流器与网侧换流器(gird-side converter, GSC)通过直流电容解耦, 直驱风机和机侧换流器与 MMC-HVDC 之间的交互影响可以忽略^[5]。为简化分析, 将直驱风机和机侧换流器等效为受控电流源。GSMDC 通常采用定直流电压控制策略, 为 WFMDC 提供恒定直流电压支撑。当受端系统为强交流系统且直流电压控制带宽较小时, GSMDC 可以维持直流电压恒定^[4]。简化等效处理后的直驱风电经 MMC-HVDC 送出系统模型结构如图 2 所示。

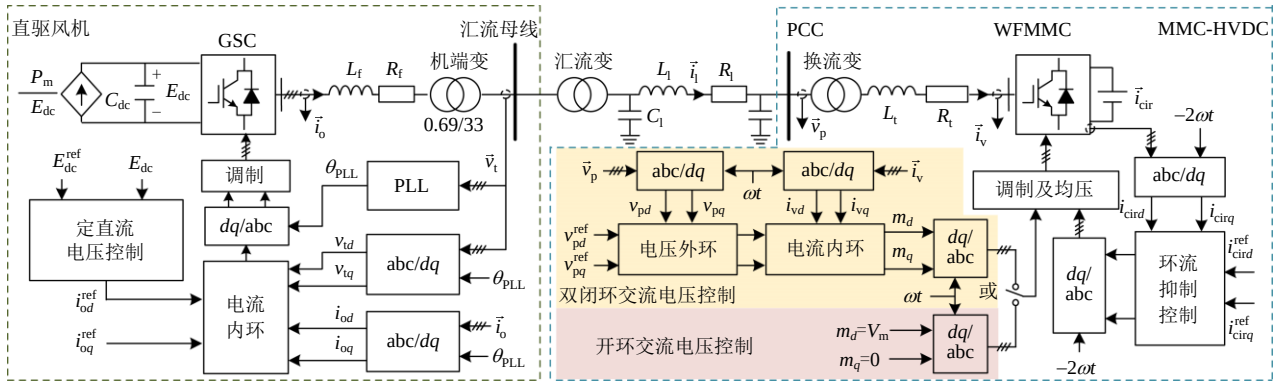


图2 直驱风电经 MMC-HVDC 送出系统简化等效模型

Fig. 2 The equivalent model of PMSG-based wind farm connected to MMC-HVDC

WFMDC 通过设置交流电压控制的坐标变换角度为 ωt , 在交流侧输出工频角频率 ω 的恒定电压, 为直驱风机提供稳定的频率、电压支撑。目前, WFMDC 采用的典型控制策略包括双闭环交流电压控制和开环交流电压控制。当 WFMDC 采用双闭环控制时, 首先, 以相位 ωt 为基准对公共耦合点(point of common coupling, PCC)电压 $\vec{v}_p = [v_{pa}, v_{pb}, v_{pc}]$ 及 WFMDC 阀侧电流 $\vec{i}_v = [i_{va}, i_{vb}, i_{vc}]$ 进行派克变换, 得到 PCC 点电压 dq 轴分量 v_{pd} 、 v_{pq} 和 WFMDC 阀侧电流 dq 轴分量 i_{vd} 、 i_{vq} ; 然后, 根据 dq 轴电压参考值 v_{pd}^{ref} 、 v_{pq}^{ref} , 以 v_{pd} 、 v_{pq} 、 i_{vd} 、 i_{vq} 作为反馈信号, 通过基于 PI 控制器的双闭环控制实现交流电压闭环追踪。当 WFMDC 采用开环控制时, 直接设定 dq 轴电压调制信号 $m_d = V_m$ 、 $m_q = 0$, 控制 WFMDC 上、下桥臂输出恒定电压, 其中, V_m 为 WFMDC 阀侧额定交流电压有效值。此外, WFMDC 通常配置环流抑制器抑制桥臂环流 $\vec{i}_{cir} = [i_{cira}, i_{cirb}, i_{circ}]$, 其坐标变换角度设置为 $-2\omega t$ 。以 $-2\omega t$ 为基准对 $\vec{i}_{cir}$ 进行派克变换得到桥臂环流 dq 轴分量 i_{cird} 、 i_{cirq} , 随后, 环流抑制器以 i_{cird} 、 i_{cirq} 作为反馈信号, 根据 dq 轴环流参考值 i_{cird}^{ref} 、 i_{cirq}^{ref} 利用基于 PI 控制器的闭环控制实现环流抑制功能。换流

变压器阻抗 L_f 、 R_f 已折算至换流器阀侧。

GSC 采用跟网型控制, 通过锁相环(phase locked loop, PLL)追踪汇流母线电压 $\vec{v}_t$ 相位。以锁相相位 θ_{PLL} 为基准对 $\vec{v}_t$ 及 GSC 输出电流 $\vec{i}_o$ 进行派克变换, 得到汇流母线电压 dq 轴分量 v_{td} 、 v_{tq} 及 GSC 输出电流 dq 轴分量 i_{od} 、 i_{oq} 。GSC 定直流电压控制器根据直流电压参考值 E_{dc}^{ref} 控制直流电压 E_{dc} 。电流内环根据 dq 轴电流参考值 i_{od}^{ref} 、 i_{oq}^{ref} , 利用 PI 控制器闭环控制 GSC 输出电流。为满足并网电流谐波要求, GSC 交流侧串联滤波器 L_f 、 R_f 为其等效电阻。汇流变压器及机端变压器阻抗已折算至风机侧, 并分别归算至 L_f 与 R_f 中。图 2 中, P_m 为风机机械功率; C_{dc} 为 GSC 直流电容。

交流线路采用 π 型等效电路进行建模, R_1 、 L_1 、 C_1 分别为交流线路集总电阻、电感、电容参数, $\vec{i}_l$ 为交流线路电流。

规定变量均采用以额定功率和额定电压为基准的标么值。

1.2 等值直驱风机小信号模型

文献[9]建立了等值直驱风机主电路部分及控制系统解析模型, 在稳态运行点对其进行线性化, 可以得到等值直驱风机小信号模型:

$$\begin{cases} \Delta \dot{\mathbf{x}}_w = \mathbf{A}_w \Delta \mathbf{x}_w + \mathbf{B}_w \Delta \mathbf{u}_w \\ \Delta \mathbf{y}_w = \mathbf{C}_w \Delta \mathbf{x}_w \end{cases} \quad (1)$$

式中: $\mathbf{x}_w = [E_{dc}, i_{od}, i_{oq}, x_{Gv}^w, x_{Gid}^w, x_{Giq}^w, x_{PLL}, \theta_{PLL}]^T$ 为直驱风机状态变量; $\mathbf{u}_w = [P_m, v_{td}, v_{tq}]^T$ 为直驱风机输入变量; $\mathbf{y}_w = [i_{od}, i_{oq}]^T$ 为直驱风机输出变量。其中, x_{Gv}^w 、 x_{PLL} 分别为 GSC 定直流电压控制和 PLL 中 PI 控制器积分环节的状态变量; x_{Gid}^w 、 x_{Giq}^w 分别为 GSC 电流内环 dq 轴通道中 PI 控制器积分环节的状态变量, i_{1d} 、 i_{1q} 分别为交流线路电流 dq 轴分量。矩阵表达式 $\mathbf{A}_w$ 、 $\mathbf{B}_w$ 、 $\mathbf{C}_w$ 见附式(A1)—(A3)。

1.3 WFMMC 小信号模型

文献[13]建立了 WFMMC 主电路及控制系统解析模型, 限于文章篇幅, 在此不再赘述。在稳态运行点处对文献[13]中解析模型进行线性化, 得到 WFMMC 小信号模型:

$$\begin{cases} \Delta \dot{\mathbf{x}}_m = \mathbf{A}_m \Delta \mathbf{x}_m + \mathbf{B}_m \Delta \mathbf{u}_m \\ \Delta \mathbf{y}_m = \mathbf{C}_m \Delta \mathbf{x}_m \end{cases} \quad (2)$$

式中: $\mathbf{u}_m = [v_{pd}, v_{pq}]^T$ 为 WFMMC 输入变量; $\mathbf{y}_m = [i_{vd}, i_{vq}]^T$ 为 WFMMC 输出变量; $\mathbf{x}_m$ 为 WFMMC 状态变量, WFMMC 采用双闭环控制时, $\mathbf{x}_m = [v_{c0}, v_{cd}, v_{cq}, v_{c2d}, v_{c2q}, i_0, i_{cird}, i_{cirq}, i_{vd}, i_{vq}, x_{Gvd}^{MMC}, x_{Gvq}^{MMC}, x_{Gid}^{MMC}, x_{Giq}^{MMC}, x_{Gcird}^{MMC}, x_{Gcirq}^{MMC}]^T$; WFMMC 采用开环控制时, $\mathbf{x}_m = [v_{c0}, v_{cd}, v_{cq}, v_{c2d}, v_{c2q}, i_0, i_{cird}, i_{cirq}, i_{vd}, i_{vq}, x_{Gcird}^{MMC}, x_{Gcirq}^{MMC}]^T$; x_{Gvd}^{MMC} 、 x_{Gvq}^{MMC} 分别为电压外环 dq 轴通道中 PI 控制器积分环节状态变量; x_{Gid}^{MMC} 、 x_{Giq}^{MMC} 分别为电流内环 dq 轴通道中 PI 控制器积分环节状态变量; x_{Gcird}^{MMC} 、 x_{Gcirq}^{MMC} 分别为环流抑制器 dq 轴通道中 PI 控制器积分环节状态变量。WFMMC 采用双闭环控制时, 矩阵表达式 $\mathbf{A}_m$ 、 $\mathbf{B}_m$ 、 $\mathbf{C}_m$ 见附式(B1)—(B3)。

1.4 交流线路小信号模型

如图2所示, 交流线路采用 Π 型等值电路建模, 其小信号模型可以表示为

$$\begin{cases} \Delta \dot{\mathbf{x}}_l = \mathbf{A}_l \Delta \mathbf{x}_l + \mathbf{B}_l \Delta \mathbf{u}_l \\ \Delta \mathbf{y}_l = \mathbf{C}_l \Delta \mathbf{x}_l \end{cases} \quad (3)$$

式中: $\mathbf{x}_l = [v_{td}, v_{tq}, v_{pd}, v_{pq}, i_{ld}, i_{lq}]^T$ 为交流线路状态变量; $\mathbf{u}_l = [i_{ad}, i_{aq}, i_{qd}, i_{qk}]^T$ 为交流线路输入变量; $\mathbf{y}_l = [v_{td}, v_{tq}, v_{pd}, v_{pq}]^T$ 表示交流线路输出变量。矩阵表达式 $\mathbf{A}_l$ 、 $\mathbf{B}_l$ 、 $\mathbf{C}_l$ 见附式(C1)—(C3)。

1.5 直驱风机经 MMC-HVDC 送出系统模块化小信号模型

利用模块化建模方法将式(1)—(3)所示的直驱

风机、WFMMC、交流线路小信号模型进行联接, 得到直驱风机经 MMC-HVDC 送出系统小信号模型, 各模块间联接关系如图3所示。

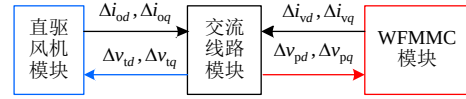


图3 直驱风机经 MMC-HVDC 送出系统整体小信号模型
Fig. 3 The small-signal model of PMSG connected to MMC-HVDC

交流线路模块输出汇流母线 dq 轴电压小信号 Δv_{td} 、 Δv_{tq} 至直驱风机模块, 输出 PCC 处 dq 轴电压小信号 Δv_{pd} 、 Δv_{pq} 至 WFMMC 模块; 直驱风电场模块输出 GSC 阀侧 dq 轴电流小信号 Δi_{od} 、 Δi_{oq} 至交流线路模块; WFMMC 模块输出阀侧 dq 轴电流小信号 Δi_{vd} 、 Δi_{vq} 至交流线路模块。

综上, 直驱风机经 MMC-HVDC 送出系统整体小信号模型可以描述为

$$\Delta \dot{\mathbf{x}}_{\text{sys}} = \mathbf{A}_{\text{sys}} \Delta \mathbf{x}_{\text{sys}} + \mathbf{B}_{\text{sys}} \Delta \mathbf{u}_{\text{sys}} \quad (4)$$

式中: $\mathbf{x}_{\text{sys}} = [\mathbf{x}_w^T, \mathbf{x}_m^T, \mathbf{x}_l^T]^T$ 为系统状态变量; $\mathbf{u}_{\text{sys}} = P_m$ 为系统输入变量。

2 直驱风机经 MMC-HVDC 送出系统小信号稳定性分析

基于上文建立的小信号模型, 本节通过特征根方法研究双闭环和开环交流电压控制作用下直驱风机经 MMC-HVDC 送出系统小信号稳定性, 并利用参与因子方法分析影响系统振荡失稳模态的关键因素^[9]。为简化分析, 本文特征根方法分析结果仅展示主导模态。

2.1 WFMMC 采用双闭环交流电压控制策略

图4展示了双闭环控制系统的特征根轨迹在传输功率、交流线路长度及交流线路 X/R 比值改变时的变化情况。由图4可知, 模态1—3对应的共轭特征根实部始终为负且距离虚轴较远, 不会引起系统小扰动振荡失稳。如图4(a)、(b)所示, 当传输功率增加或交流线路长度增加时, 模态4对应的一组共轭特征根向复平面右半平面移动。当传输功率增加至0.77 pu或交流线路阻抗增加至0.008+j0.265 pu后, 模态4对应的共轭特征根实部由负变为正, 系统出现小扰动振荡失稳现象。如图4(c)所示, 交流线路 X/R 比值变化对系统稳定性影响较小。

进一步, 利用参与因子方法对模态4进行分析, 分析结果如图5所示。模态4中参与程度较高的状

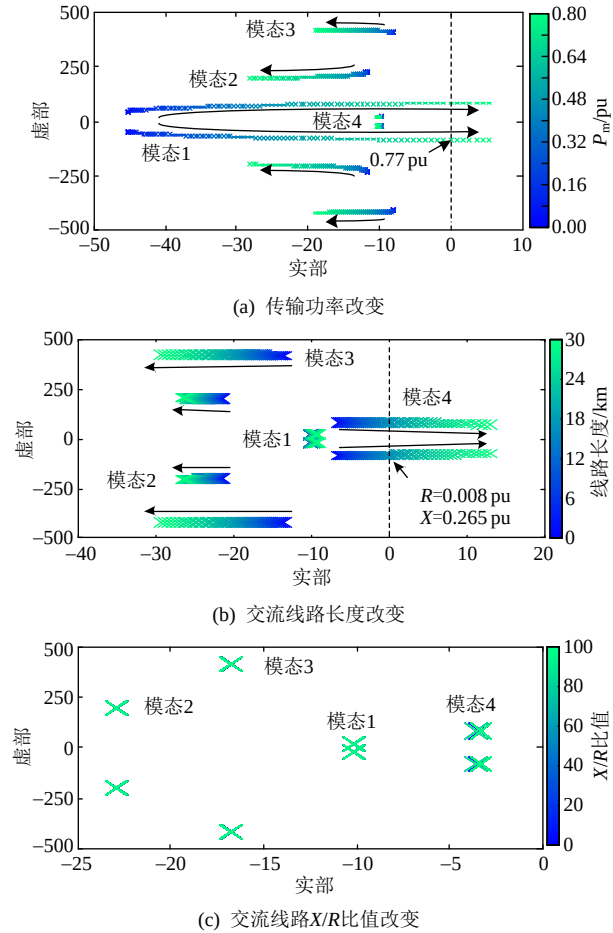


图 4 系统特征根轨迹(双闭环控制)

Fig. 4 System eigenvalues locus (dual closed-loop control)

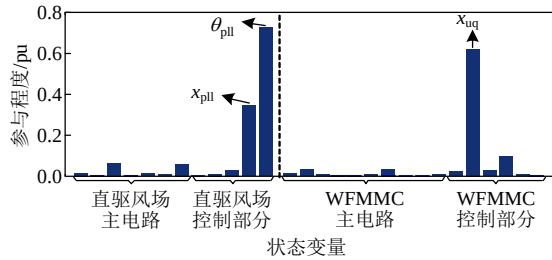


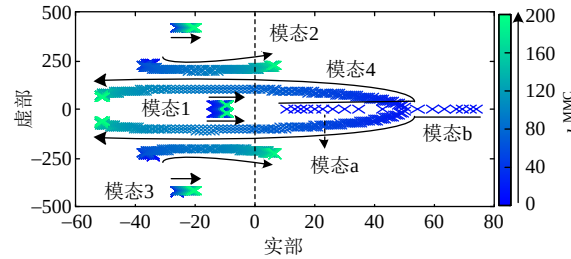
图 5 模式 4 参与因子分析结果

Fig. 5 Participation factor analysis results of mode 4

态变量为 WFMCC 交流电压外环控制 q 轴通道相关状态变量(x_{uq})和风场侧锁相环相关状态变量(x_{pll} 、 θ_{pll}), 因此, WFMCC 交流电压外环控制 q 轴通道与风场侧锁相环的交互作用对模式 4 诱发的系统小扰动振荡失稳现象具有关键影响作用。

改变 WFMCC 电压外环 PI 控制器的积分系数 $k_{L_{Gv}}^{MMC}$, 绘制系统特征根轨迹如图 6 所示。当 $k_{L_{Gv}}^{MMC}$ 较小时, 系统中存在 5 种模态(模式 1—3、模式 a、b)。其中, 非振荡模式 a、b 对应的特征根位于复平面右半平面实轴, 系统存在小扰动不稳定现象。随着 $k_{L_{Gv}}^{MMC}$ 增加, 非振荡模式 a、b 在实轴相遇后变为

振荡模式 4, 随后逐渐向复平面左半平面移动。当 $k_{L_{Gv}}^{MMC}$ 增加至 78 后, 模式 4 进入复平面左半平面, 系统小扰动失稳现象消失。然而, 随 $k_{L_{Gv}}^{MMC}$ 进一步增大至 127 后, 模式 2 越过虚轴进入复平面右半平面, 系统小扰动失稳现象重新出现。由于 $k_{L_{Gv}}^{MMC}$ 选取过大或过小均将导致系统出现小扰动失稳现象, 因此通过优化控制参数抑制振荡的效果有限。

图 6 系统特征根轨迹— $k_{L_{Gv}}^{MMC}$ 增加(双闭环控制)Fig. 6 System eigenvalues locus-increasing $k_{L_{Gv}}^{MMC}$

(dual closed-loop control)

2.2 WFMCC 采用开环交流电压控制策略

图 7 展示了开环控制系统特征根轨迹在传输功率及交流线路长度改变时的变化情况。模式 1~3 始终位于复平面左半平面, 系统小扰动失稳现象消失。相较于双闭环控制, 开环控制不包含内外环控制回路, 交流电压系统闭环传递函数分母中减少了两对由内外环的 PI 控制器引入的闭环极点, 从而提升了系统在全功率范围内运行时的小信号稳定性。

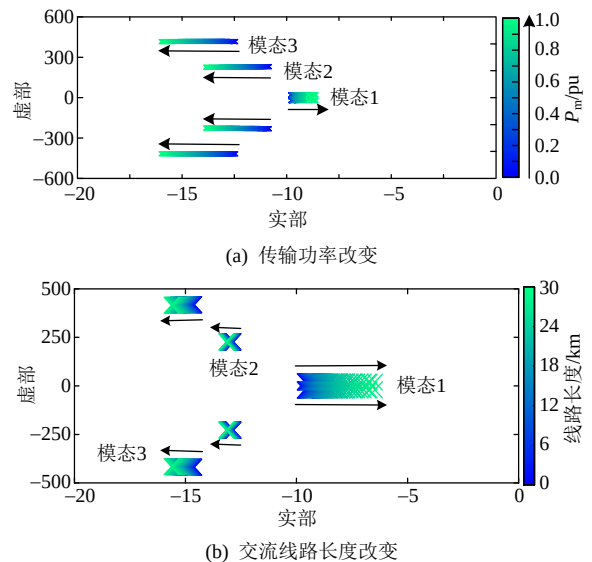


图 7 系统特征根轨迹(开环控制)

Fig. 7 System eigenvalues locus (open loop control)

3 汇流母线及 PCC 点电压控制能力分析

本节根据 dq 坐标系下的潮流方程和交流线路稳态模型, 计算汇流母线及 PCC 点电压幅值, 分析

开环和双闭环交流电压控制作用下 WFMMC 对汇流母线及 PCC 点电压的控制能力。

3.1 WFMMC 采用双闭环交流电压控制策略

由于双闭环控制利用基于 PI 控制器的闭环控制可实现 PCC 点电压稳态无静差控制,因此可以认为 PCC 点电压恒定,即有 $\vec{v}_p = V_m e^{j\omega t}$ 。

根据图 2 所示电路结构, dq 坐标系下汇流母线与 PCC 点间的交流线路稳态模型可描述为

$$\begin{cases} v_{td} = R_t i_{td} - \omega L_t i_{tq} + V_m \\ v_{tq} = R_t i_{tq} + \omega L_t i_{td} \end{cases} \quad (5)$$

dq 坐标系下的潮流方程(标么值形式)可表示为

$$\begin{cases} P = v_d i_d + v_q i_q \\ Q = v_q i_d - v_d i_q \end{cases} \quad (6)$$

式中: P 、 Q 分别为线路节点传输功率; v_d 、 v_q 分别为线路节点电压 dq 轴分量; i_d 、 i_q 分别为线路节点电流 dq 轴分量。

结合 dq 坐标系下潮流方程和式(6)所示的 dq 坐标系下汇流母线与 PCC 点间的交流线路稳态模型,可以计算汇流母线稳态电压幅值 V_t :

$$V_t = \sqrt{\frac{1}{2} + P_t R_t + \frac{\sqrt{1 + 4P_t R_t - 4(P_t \omega L_t)^2}}{2}} \quad (7)$$

式中 P_t 为汇流母线节点传输的有功功率。由于直驱风机运行于单位功率因数模式,汇流母线传输无功功率为 0。

如图 8 所示,当 WFMMC 采用双闭环控制时,汇流母线电压幅值 V_t 随功率 P_t 增加出现短暂抬升,随后逐渐降低至 0.993 pu。当风场输出 1 pu 功率时, V_t 出现最大偏差 0.7%。此外, PCC 点电压幅值恒定,不会因系统传输功率 P_t 改变而出现较大偏差。

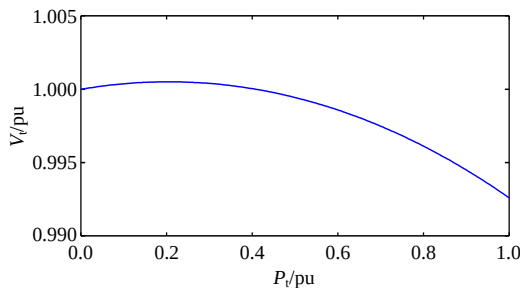


图 8 V_t - P_t 曲线(双闭环控制)

Fig. 8 V_t - P_t curve (dual closed-loop control)

3.2 WFMMC 采用开环交流电压控制策略

区别于双闭环控制,开环控制直接给定调制

波,控制 WFMMC 上、下桥臂子模块输出恒定电压,因此可以认为 WFMMC 桥臂内电势 $\vec{e}_v$ 恒定,即有 $\vec{e}_v = V_m e^{j\omega t}$ 。然而,如图 9 所示,由于 WFMMC 内电势与 PCC 点之间存在换流变压器阻抗和 WFMMC 交流侧等效阻抗,汇流母线电压 $\vec{v}_t$ 和 PCC 点电压 $\vec{v}_p$ 在系统传输功率大范围变化时将出现较大偏差。图 9 中, L_{arm} 为 WFMMC 桥臂串联电感; R_{arm} 为 WFMMC 桥臂等效电阻; P_p 、 Q_p 分别为 PCC 点传输有功、无功功率。

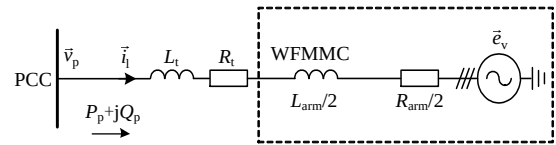


图 9 WFMMC 交流侧等效电路

Fig. 9 AC-side equivalent circuit of WFMMC

根据图 9 所示电路, dq 坐标系下 WFMMC 内电势节点与 PCC 点之间的交流线路稳态模型可以描述为

$$\begin{cases} v_{pd} = R_{eq} i_{td} - \omega L_{eq} i_{tq} + V_m \\ v_{pq} = R_{eq} i_{tq} + \omega L_{eq} i_{td} \end{cases} \quad (8)$$

式中: $R_{eq} = R_t + R_{arm}/2$; $L_{eq} = L_t + L_{arm}/2$ 。

结合式(5)、(8)及 dq 坐标系下潮流方程,可以计算开环控制作用下汇流母线电压幅值 V_t 和 PCC 点电压幅值 V_p :

$$V_t = \sqrt{\frac{1}{2} + P_t(R_t + R_{eq}) + \frac{\sqrt{1 + 4P_t(R_t + R_{eq}) - 4[P_t \omega(L_t + L_{eq})]^2}}{2}} \quad (9)$$

$$V_p = \sqrt{\frac{\frac{1}{2} + (R_{eq} P_p + \omega L_{eq} Q_p) + \sqrt{1 + 4R_{eq} P_p + 4\omega L_{eq} Q_p - 4(\omega L_{eq} P_p - R_{eq} Q_p)^2}}{2}} \quad (10)$$

根据式(9)、(10),计算并绘制汇流母线电压幅值 V_t 和 PCC 点电压幅值 V_p 随直驱风机输出有功功率 P_t 变化曲线如图 10 所示。当 WFMMC 采用开环

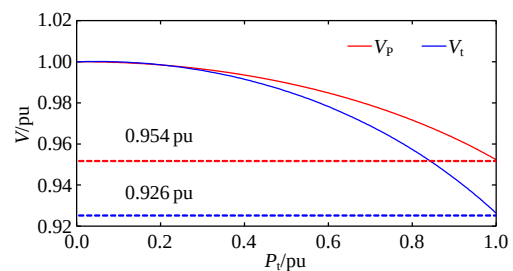


图 10 V_p 、 V_t - P_t 变化曲线(开环控制)

Fig. 10 V_p 、 V_t - P_t curve (open loop control)

控制时, V_t 、 V_p 随功率 P_t 增加逐渐降低。当系统处于满功率运行状态时($P_t=1\text{ pu}$), V_t 、 V_p 分别降低为 0.926 和 0.954 pu。此时, V_t 、 V_p 分别出现最大电压偏差 7.4% 和 4.6%。

4 交流电压比例控制架构及参数优化方法

针对双闭环控制容易出现小扰动振荡失稳现象、开环控制对 PCC 点电压和汇流母线电压控制能力弱的问题, 本节提出适合 WFMMC 的交流电压比例控制架构及其控制器参数优化方法。

4.1 交流电压比例控制架构

图 11 展示了交流电压比例架构结构示意图, 交流电压比例控制仍采用电压外环与电流内环级联的控制结构。区别于常规电压外环结构, 交流电压比例控制的电压外环利用比例控制器实现对并网点电压 $\bar{v}_t$ 的控制功能。PCC 点电压 dq 轴分量 v_{pd} 、 v_{pq} 分别与 dq 轴电压参考值 v_{pd}^{ref} 、 v_{pq}^{ref} 作差, 得到 PCC 点 dq 轴电压误差信号 Δv_{pd} 、 Δv_{pq} 。随后, Δv_{pd} 、 Δv_{pq} 与电压外环比例系数 $k_{p_Gv}^{\text{MMC}}$ 相乘后, 生成 dq 轴电流参考值 i_{vd}^{ref} 、 i_{vq}^{ref} 。

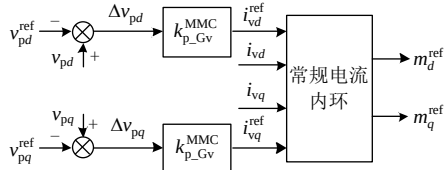


图 11 交流电压比例控制结构

Fig. 11 The structure of AC voltage proportional control

根据图 11 所示结构, 交流电压比例控制电压外环解析模型可以描述为

$$\begin{cases} i_{vd}^{\text{ref}} = k_{p_Gv}^{\text{MMC}} (v_{pd} - v_{pd}^{\text{ref}}) \\ i_{vq}^{\text{ref}} = k_{p_Gv}^{\text{MMC}} (v_{pq} - v_{pq}^{\text{ref}}) \end{cases} \quad (11)$$

4.2 交流电压比例控制稳定性分析

基于前文所建立的小信号模型, 结合式(11)所示的交流电压比例控制电压外环解析模型, 建立 WFMMC 采用交流电压比例控制时的直驱风机经 MMC-HVDC 送出系统小信号模型。随后, 利用特征根方法对 WFMMC 采用交流电压比例控制时的系统小信号稳定性进行分析。

图 12 展示了 WFMMC 采用交流电压比例控制时, 系统特征根轨迹在传输功率及交流线路长度改变时的变化情况。由图 12 可知, 系统存在 3 类靠近虚轴且始终位于复平面左半平面的衰减振荡模式。相较于双闭环控制, 交流电压比例控制不包含

电压外环 PI 控制器的积分环节, 使交流电压系统闭环传递函数分母中减少了一对闭环极点, 因此双闭环控制系统中的振荡失稳模式 4 不会出现在开环控制系统中。虽然模式 2 和 1 分别随系统传输功率增加和交流线路长度的增加而向复平面右半平面移动, 但始终位于虚轴左侧且距离虚轴较远, 系统具有充足稳定裕度。因此, 系统在全功率范围内运行时均不会出现小扰动失稳现象。

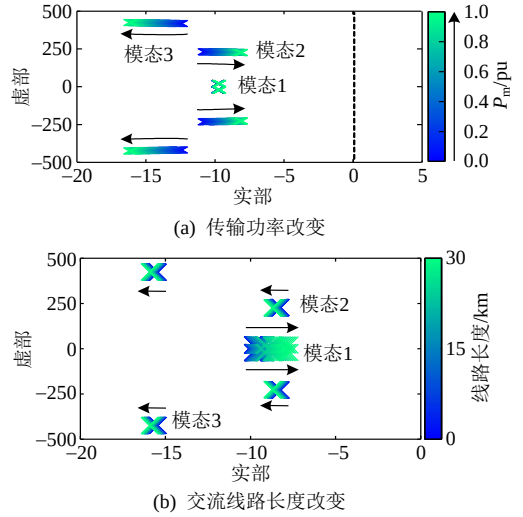


图 12 系统特征根轨迹(交流电压比例控制)

Fig. 12 System eigenvalues locus (AC voltage proportional control)

进一步, 研究交流电压比例控制参数的选取对系统小信号稳定性的影响, 绘制系统特征根轨迹在改变外环比例系数 $k_{p_Gv}^{\text{MMC}}$ 时的变化情况如图 13 所示。模式 1 和模式 3 受外环比例系数 $k_{p_Gv}^{\text{MMC}}$ 影响较小。模式 2 随 $k_{p_Gv}^{\text{MMC}}$ 增加向复平面右半平面移动。然而, 当 $k_{p_Gv}^{\text{MMC}}$ 增加至 40 后, 模式 2 的共轭特征根稳定于 $-7.56 \pm j230$, 不再随 $k_{p_Gv}^{\text{MMC}}$ 增大而出现明显变化。由于模式 2 距虚轴较远, 系统具有充足稳定裕度。

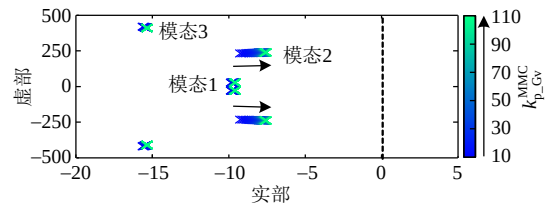


图 13 系统特征根轨迹— $k_{p_Gv}^{\text{MMC}}$ 增加(交流电压比例控制)

Fig. 13 System eigenvalues locus - increasing $k_{p_Gv}^{\text{MMC}}$ (AC voltage proportional control)

4.3 交流电压比例控制电压控制能力分析 & 电压外环控制参数优化方法

4.3.1 汇流母线电压和 PCC 点电压控制能力分析

由于交流电压比例控制调节交流电压的过程

属于有差调节, PCC 点电压不能表示为恒定电压。为分析交流电压比例控制电压控制能力, 需要建立交流电压比例控制电压外环控制特性模型。

交流电压比例控制电流内环利用 PI 控制器可实现交流电流稳态无静差控制, 系统稳态时刻有:

$$\begin{cases} i_d = i_{vd}^{\text{ref}} \\ i_q = i_{vq}^{\text{ref}} \end{cases} \quad (12)$$

将交流电压比例控制电压外环解析表达式(11)代入式(12), 可以得到交流电压比例控制电压外环控制特性:

$$\begin{cases} i_d = k_{p_Gv}^{\text{MMC}}(v_{pd} - v_{pd}^{\text{ref}}) \\ i_q = k_{p_Gv}^{\text{MMC}}(v_{pq} - v_{pq}^{\text{ref}}) \end{cases} \quad (13)$$

WFMMC 采用交流电压比例控制时, dq 坐标系下汇流母线与 PCC 点间的交流线路稳态模型与式(5)相同, 结合式(13), 得到汇流母线电压 dq 轴分量表达式:

$$\begin{cases} v_{td} = (R_l + \frac{1}{k_{p_Gv}^{\text{MMC}}})i_d - \omega L_l i_q + v_{pd}^{\text{ref}} \\ v_{tq} = (R_l + \frac{1}{k_{p_Gv}^{\text{MMC}}})i_q + \omega L_l i_d + v_{pq}^{\text{ref}} \end{cases} \quad (14)$$

式中: d 轴电压参考值通常设置为 $v_{pd}^{\text{ref}}=1$; q 轴电压参考值通常设置为 $v_{pq}^{\text{ref}}=0$ 。

进一步, 结合 dq 坐标系下潮流方程, 计算交流电压比例控制作用下的汇流母线电压幅值 V_t 和 PCC 点电压幅值 V_p :

$$V_t = \sqrt{\frac{1}{2} + P_t(R_l + \frac{1}{k_{p_Gv}^{\text{MMC}}}) + \frac{\sqrt{1 + 4P_t(R_l + 1/k_{p_Gv}^{\text{MMC}}) - 4(P_t\omega L_l)^2}}{2}} \quad (15)$$

$$V_p = \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{P_p}{k_{p_Gv}^{\text{MMC}}} + \sqrt{1 + 4\frac{P_p}{k_{p_Gv}^{\text{MMC}}} - 4(\frac{Q_p}{k_{p_Gv}^{\text{MMC}}})^2}} / 2 \quad (16)$$

利用式(15)和(16)计算并绘制汇流母线电压幅值 V_t 和 PCC 点电压幅值 V_p 随风场输出有功功率 P_t 变化的曲线如图 14 所示。由图 14 可知, 在交流电压比例控制作用下, WFMMC 通过适当抬升 PCC 点电压幅值避免风场汇流母线电压出现较大偏差。当系统处于满功率运行状态时($P_t=1$ pu), V_t 出现最小电压 0.987 pu, V_p 出现最大电压 1.02 pu。尽管交流电压比例控制无法实现 PCC 点电压无偏差控制, 但交流电压比例控制作用下的 PCC 点最大电压偏差(2%)和汇流母线电压 V_t 的最大电压偏差(1.3%)均

分别小于开环控制作用下 PCC 点最大电压偏差(4.6%)和汇流母线电压 V_t 最大电压偏差(7.4%)。

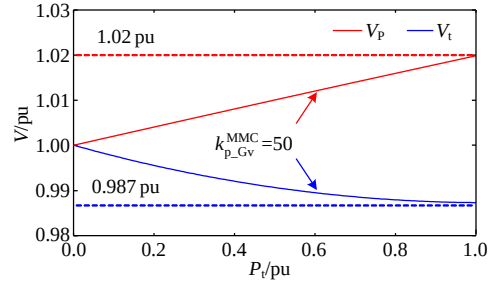


图 14 V_p V_p - P_t 曲线(交流电压比例控制)

Fig. 14 V_p V_p - P_t curves (AC voltage proportional control)

4.3.2 交流电压比例控制电压外环参数优化方法

当系统处于满功率运行状态时, 汇流母线电压和 PCC 点电压偏差最大, 因此, 可根据式(15)、(16)计算汇流母线电压和 PCC 点最大电压偏差 ΔV_{tmax} 和 ΔV_{pmax} 。假定系统所允许的汇流母线交流电压最大偏差和 PCC 点电压最大偏差分别为 ξ_t 和 ξ_p , 则 ΔV_{tmax} 和 ΔV_{pmax} 应满足:

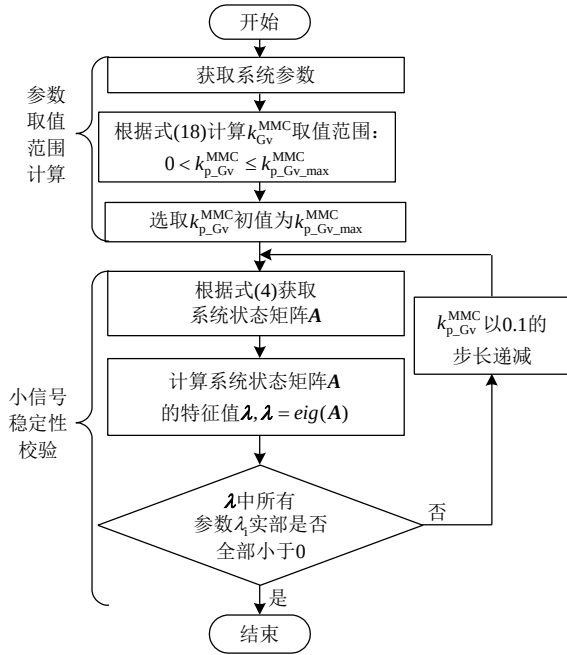
$$\begin{cases} \Delta V_{tmax} < \xi_t \\ \Delta V_{pmax} < \xi_p \end{cases} \quad (17)$$

求解式(17), 可得汇流母线最大电压偏差和 PCC 点最大电压偏差约束下的 $k_{p_Gv}^{\text{MMC}}$ 取值范围:

$$k_{p_Gv}^{\text{MMC}} < \max[k_{p_Gv_tmax}^{\text{MMC}}, k_{p_Gv_pmax}^{\text{MMC}}] \quad (18)$$

由于 $d(\Delta V_{tmax})/d(k_{p_Gv}^{\text{MMC}})$ 和 $d(\Delta V_{pmax})/d(k_{p_Gv}^{\text{MMC}})$ 均小于 0, 汇流母线最大电压偏差 ΔV_{tmax} 和 PCC 点最大电压偏差 ΔV_{pmax} 均随 $k_{p_Gv}^{\text{MMC}}$ 的增大而减小, 因此, 应在满足汇流母线和 PCC 点最大电压偏差约束式(18)的条件下应选择较大 $k_{p_Gv}^{\text{MMC}}$ 参数。

据此, 提出交流电压比例控制架构电压外环参数优化方法, 其流程图如图 15 所示。由图 15 可知, 交流电压比例控制架构电压外环参数优化方法流程分为 $k_{p_Gv}^{\text{MMC}}$ 参数取值范围计算和系统小信号稳定性校验两部分。首先, 获取系统主电路参数及控制参数, 根据式(18)计算出 $k_{p_Gv}^{\text{MMC}}$ 取值范围为 $0 < k_{p_Gv}^{\text{MMC}} \leq k_{p_Gv_max}^{\text{MMC}}$, 然后, 选取 $k_{p_Gv}^{\text{MMC}}$ 初始参数为 $k_{p_Gv_max}^{\text{MMC}}$, 并对系统小信号稳定性进行校验: 将 $k_{p_Gv}^{\text{MMC}}$ 和系统参数代入式(4)获得系统状态矩阵 $\mathbf{A}$, 根据系统状态矩阵 $\mathbf{A}$ 计算系统特征值 λ , 若 λ 中所有特征值 λ_i 实部均小于 0, 则系统满足小信号稳定性, 选取该 $k_{p_Gv}^{\text{MMC}}$ 作为最终参数; 若 λ 中存在任意一个特征值元素 λ_i 实部大于 0, 则系统不满足小信号稳定性, 需要以

图 15 k_{p-Gv}^{MMC} 参数优化流程图Fig. 15 Parameter optimization flowchart of k_{p-Gv}^{MMC}

0.1 的步长减小 k_{p-Gv}^{MMC} 并重新校验系统小信号稳定性,直至选取出同时满足最大电压偏差约束和小信号稳定性约束的 k_{p-Gv}^{MMC} 。

5 模型验证及案例分析

5.1 小信号模型验证

基于 PSCAD/EMTDC 软件搭建直驱风机经 MMC-HVDC 送出系统电磁暂态仿真模型,验证 1 节建立直驱风机经 MMC-HVDC 送出系统小信号模型的准确性。系统参数如附表 D1—D3 所示。

设置初始时刻等值直驱风机输出 0.5 pu 有功功率,5.1 s 时刻,令等值直驱风机输出的有功功率阶跃至 0.57 pu。图 16 展示发生功率阶跃后,直驱风

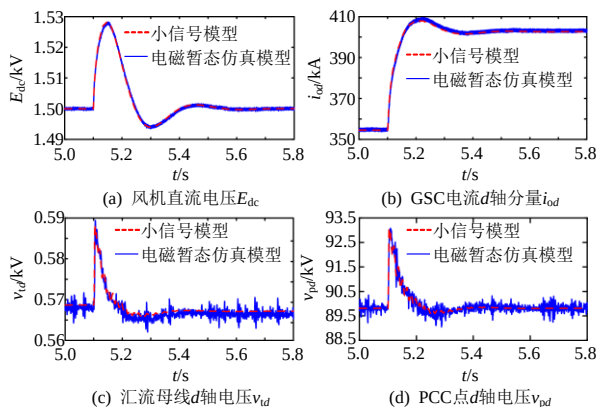


图 16 直驱风机经 MMC-HVDC 送出系统小扰动模型验证

Fig. 16 Validation of small-signal model of PMSG connected to MMC-HVDC

机直流电压 E_{dc} 、GSC 输出电流 d 轴分量 i_{od} 、汇流母线电压 d 轴分量 v_{id} 及 PCC 点电压 d 轴电压 v_{pd} 动态响应仿真结果。由图 16 可知,电磁暂态仿真结果与 1 节建立的小信号模型仿真结果吻合,证明建立的小信号模型的准确性。

5.2 案例 1—所提控制策略小信号稳定性验证

本节对比分析 WFMMC 分别采用双闭环控制和交流电压比例控制时,系统传输功率和 PCC 点电压在功率阶跃及线路长度变化扰动下的动态响应仿真结果,验证交流电压比例控制相较于双闭环控制在小信号稳定性方面的优越性。

系统初始时刻输送 0.733 pu 有功功率,交流线路长度为 10 km(阻抗为 $0.005+j0.156$ pu)。

5.2.1 功率阶跃扰动

0.1 s 时刻,令等值直驱风机输出的有功功率阶跃至 1 pu,绘制系统传输有功功率和 PCC 点电压幅值的动态响应仿真结果如图 17 所示。当 WFMMC 采用双闭环控制时,PCC 点电压和系统传输有功功率在传输功率增大时会出现小扰动振荡失稳现象。当 WFMMC 采用交流电压比例控制时,PCC 点电压经过短暂的暂态过渡过程后稳定于 1.035 pu,系统稳定传输 1 pu 有功功率,系统在全功率范围内运行时均不会出现小扰动失稳现象。

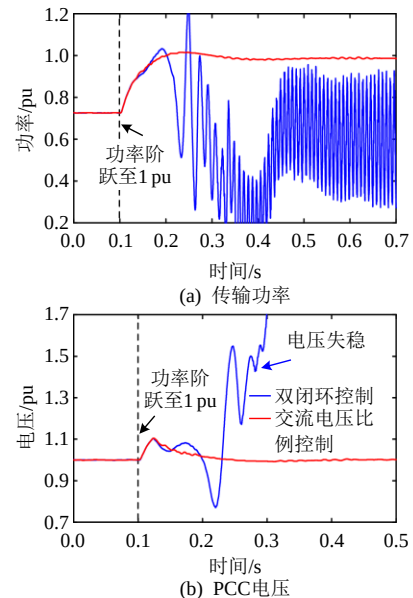


图 17 功率阶跃后的电磁暂态仿真波形

Fig. 17 Electromagnetic transient simulation waveform after a power step

5.2.2 交流线路长度变化扰动

0.1 s 时刻,令交流线路长度增加至 20 km(阻抗变化为 $0.01+j0.312$ pu),绘制系统传输有功功率和

PCC点电压幅值的动态响应仿真结果如图18所示。当WFMMC采用双闭环控制时,系统传输有功功率和PCC点电压在传输功率增大时会出现小扰动振荡失稳现象。而当WFMMC采用交流电压比例控制时,系统不会出现小扰动失稳现象。

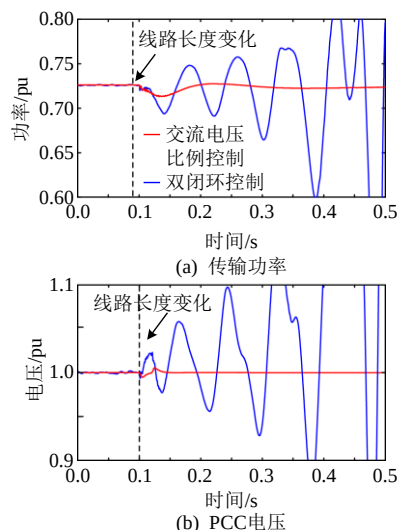


图18 交流线路长度变化后的电磁暂态仿真波形

Fig. 18 Electromagnetic transient simulation waveform after changing the length of AC line

综上,交流电压比例控制可以避免由于直驱风机锁相环与WFMMC控制交互作用引起的小扰动振荡失稳现象,从而保证系统在全功率范围内运行时的小信号稳定性。

5.3 案例2—所提控制策略电压控制能力验证

通过对比分析开环控制和交流电压比例控制作用下,PCC点电压和汇流母线电压在系统输送功率大范围变化及交流线路长度变化时的仿真结果,验证交流电压比例控制相较于开环控制在并网点电压控制能力方面的优越性。

5.3.1 功率阶跃扰动

设置系统初始时刻传输0 pu有功功率,0.1 s时刻,令直驱风机输出有功功率阶跃至1.0 pu,绘制开环控制和交流电压比例控制作用下,PCC点电压和汇流母线电压在功率扰动下的动态响应仿真波形如图19所示。

在电压偏差方面,开环控制作用下的PCC点电压和汇流母线电压分别稳定于0.956和0.925 pu,交流电压比例控制作用下的PCC点电压和汇流母线电压分别稳定于1.018和0.985 pu。交流电压比例控制作用下的PCC点稳态电压偏差(1.8%)和汇流母线稳态电压偏差(1.5%)明显小于开环控制作用下PCC点稳态电压偏差(4.4%)和汇流母线稳态电压偏

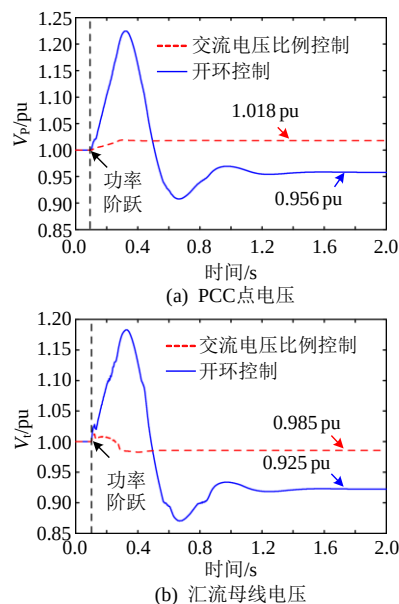


图19 功率阶跃后的交流电压动态响应仿真波形

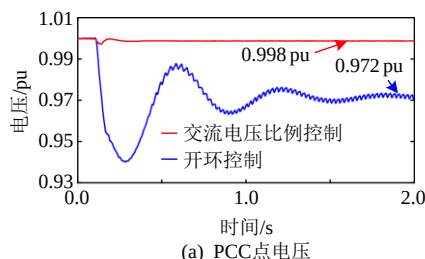
Fig. 19 AC voltage dynamic response simulation waveform after a power step

差(7.5%)。

在电压动态过程方面,开环控制作用下的PCC点电压和汇流母线电压均出现较大超调,动态过程中的最大电压偏差均超过18%,并且扰动后电压需要经过较长时间恢复至稳态(>1.1 s)。相较而言,当WFMMC采用交流电压比例控制时,动态过程中的PCC点电压和汇流母线电压偏差始终维持在2%以内,并且电压暂态过渡时间大幅缩短(<0.3 s)。因此,交流电压比例控制对并网点电压的暂态电压控制能力也优于开环控制。

5.3.2 交流线路长度变化扰动

设置系统初始时刻传输1 pu有功功率,0.1 s时刻,令交流线路长度由10 km增加至20 km(阻抗由 $0.005+j0.156$ pu增加至 $0.01+j0.312$ pu),绘制开环控制和交流电压比例控制作用下,PCC点电压和汇流母线电压在功率扰动下的动态响应仿真波形如图20所示。交流电压比例控制作用下的PCC点电压和汇流母线电压稳态偏差分别为0.002和0.062 pu,明显小于开环控制作用下的PCC点电压偏差(0.028 pu)和汇流母线点电压偏差(0.098 pu)。同



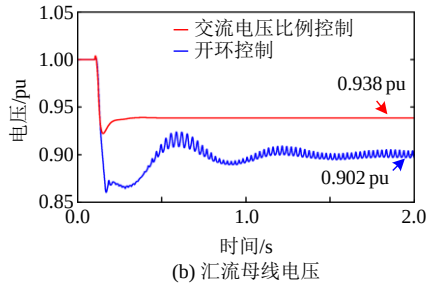


图 20 交流线路长度变化后的交流电压动态响应仿真波形

Fig. 20 AC voltage dynamic response simulation waveform after changing the AC line length

时, 交流电压比例控制作用下电压暂态过度时间 ($<0.2\text{ s}$) 显著短于开环控制 ($>1.2\text{ s}$)。

5.4 案例 3—所提控制策略参数优化方法验证

设置系统所允许的汇流母线电压最大偏差率与所允许的 PCC 点电压最大偏差率相等, 即有 $\xi=\xi_{\text{r}}=\xi_{\text{p}}$ 。

选取 $\xi_1=5\%$ 、 $\xi_2=3\%$ 、 $\xi_3=2\%$ 3 种电压最大偏差率约束条件, 利用式(18)计算 3 种电压最大偏差率约束条件下的 $k_{\text{Gv}}^{\text{MMC}}$ 取值范围分别为 $k_{\text{Gv1}}^{\text{MMC}} \leq 19$ 、 $k_{\text{Gv2}}^{\text{MMC}} \leq 32.3$ 、 $k_{\text{Gv3}}^{\text{MMC}} \leq 48.8$ 。

为减小最大稳态电压偏差, 选取 $k_{\text{Gv1}}^{\text{MMC}}=19$ 、 $k_{\text{Gv2}}^{\text{MMC}}=32.3$ 、 $k_{\text{Gv3}}^{\text{MMC}}=48.8$ 。经特征根方法验证, 在上述 $k_{\text{Gv}}^{\text{MMC}}$ 参数条件下, 系统均具有小信号稳定性。

基于 5.1 节建立的直驱风机经 MMC-HVDC 送出系统电磁暂态仿真模型, 设置 WFMMC 采用交流电压比例控制, 且初始时刻系统传输 0 pu 有功功率。在系统处于稳态运行状态时, 令风机输出功率分别在上述 3 种 $k_{\text{Gv}}^{\text{MMC}}$ 参数条件下发生 1 pu 阶跃, 记录 3 种 $k_{\text{Gv}}^{\text{MMC}}$ 参数下汇流母线稳态电压和 PCC 点稳态电压仿真结果如表 1 所示。

表 1 较大功率波动下稳态交流电压仿真结果

Table 1 Steady-state AC voltage simulation results under a large power fluctuation.

$k_{\text{Gv}}^{\text{MMC}}$	19	32.3	48.8
V_{max}/pu	1.017	0.998	0.986
ΔV_{max}	1.7%(<5%)	0.2%(<3%)	1.4%(<2%)
$V_{\text{pmax}}/\text{pu}$	1.046	1.028	1.018
ΔV_{pmax}	4.6%(<5%)	2.8%(<3%)	1.8%(<2%)

由表 1 可知, 汇流母线稳态电压最大偏差 ΔV_{tmax} 和 PCC 点稳态电压最大偏差 ΔV_{pmax} 均满足系统电压偏差约束要求, 并且 ΔV_{pmax} 均略小于系统所允许的最大电压偏差。因此, 利用 4.3.2 节提供的交流电

压比例控制策略外环参数优化方法选取参数, 可以保证汇流母线节点和 PCC 点均满足系统电压偏差要求。

6 结论

本文聚焦大规模海上风电经 MMC-HVDC 送出系统在全功率范围运行时的小信号稳定性问题, 兼顾小信号稳定性及并网点电压控制能力, 提出适用于海上直驱风电柔直送端 MMC 的交流电压比例控制架构及其参数优化方法, 为实际工程提供一种操作简单、经济的控制策略, 主要结论如下:

1) 当 WFMMC 采用双闭环交流电压控制时, 直驱风机经 MMC-HVDC 送出系统在系统传输功率增大时会出现小扰动振荡失稳现象, 该现象主要由直驱风机锁相环与 WFMMC 交流电压外环控制 q 轴通道交互作用引起;

2) 当 WFMMC 采用开环交流电压控制时, 对并网点电压控制能力较弱, 当系统输送功率大范围变化时, 并网点电压将出现较大稳态偏差和暂态超调, 经历较长时间暂态过渡过程;

3) 相较于双闭环交流电压控制, WFMMC 采用交流电压比例控制时, 系统在全功率范围内运行时均不会出现小扰动振荡失稳现象。相较于开环控制, 交流电压比例控制具有更良好的并网点电压控制能力。利用本文提出的交流电压比例控制电压外环控制参数优化方法, 可以保证并网点电压在全功率范围内均满足系统电压偏差要求, 为实际工程参数选取提供理论指导。

参考文献

- [1] 徐政. 海上风电送出主要方案及其关键技术问题[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(21): 1-10.
XU Zheng. Main schemes and key technical problems for grid integration of offshore wind farm[J]. Automation of Electric Power Systems, 2022, 46(21): 1-10(in Chinese).
- [2] 黄文轩, 熊小玲, 汪笑妮, 等. 大规模新能源经并联柔直送出系统中高低压阀组均压控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2024, 45(24): 9530-9540.
HUANG Wenxuan, XIONG Xiaoling, WANG Xiaoni, et al. Voltage balancing control strategy of high and low voltage valves in large-scale renewable energy transmission system via parallel VSC-HVDC[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 45(24): 9530-9540(in Chinese).

- [3] 张兴. 新能源发电变流技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2018: 175.
ZHANG Xing. New energy generation and converter technology[M]. Beijing: China Machine Press, 2018: 175(in Chinese).
- [4] 王爽, 陈小月, 郑智慧, 等. 永磁直驱型风机海上风电送出系统不对称接地及甩负荷电磁暂态研究[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(2): 827-837.
WANG Shuang, CHEN Xiaoyue, ZHENG Zhihui, et al. Electromagnetic transient research of asymmetrical grounding and load rejection of offshore wind power transmission system of permanent magnet synchronous generator[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(2): 827-837(in Chinese).
- [5] 邵冰冰, 赵书强, 高本锋, 等. 基于反馈线性化滑模控制的直驱风电场经柔直并网系统次同步振荡抑制策略[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(9): 3090-3105.
SHAO Bingbing, ZHAO Shuqiang, GAO Benfeng, et al. Sub-synchronous oscillation mitigation strategy of direct-drive wind farms via VSC-HVDC system based on feedback linearization sliding mode control [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(9): 3090-3105(in Chinese).
- [6] 郭贤珊, 李云丰, 谢欣涛, 等. 直驱风电场经柔直并网诱发的次同步振荡特性[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(4): 1149-1160.
GUO Xianshan, LI Yunfeng, XIE Xintao, et al. Sub-synchronous oscillation characteristics caused by PMSG-based wind plant farm integrated via flexible HVDC system[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(4): 1149-1160(in Chinese).
- [7] WANG Yifan, ZHAO Chengyong, GUO Chunyi, et al. Dynamics and small signal stability analysis of PMSG-based wind farm with an MMC-HVDC system [J]. CSEE Journal of Power and Energy Systems, 2020, 6(1): 226-235.
- [8] SHAO Bingbing, ZHAO Shuqiang, YANG Yongheng, et al. Sub-synchronous oscillation characteristics and analysis of direct-drive wind farms with VSC-HVDC systems[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2021, 12(2): 1127-1140.
- [9] 罗永捷, 黄鹏, 段修超, 等. 考虑海上风电与 MMC 阻抗耦合的柔性直流送出系统等效阻抗建模方法[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(7): 2655-2669.
LUO Yongjie, HUANG Peng, DUAN Xiuchao, et al. Equivalent impedance modeling method for MMC-HVDC considering coupling of offshore wind power and MMC impedance[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(7): 2655-2669(in Chinese).
- [10] XUE Tao, LYU Jing, WANG Han, et al. A complete impedance model of a PMSG-based wind energy conversion system and its effect on the stability analysis of MMC-HVDC connected offshore wind farms[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(4): 3449-3461.
- [11] 李浩志, 谢小荣, 刘芮彤, 等. 新能源经柔直送出系统的次同步振荡分析与抑制[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(8): 2945-2954.
LI Haozhi, XIE Xiaorong, LIU Ruitong, et al. Analysis and mitigation of the subsynchronous oscillation in renewable energy system connected to the MMC- HVDC [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(8): 2945-2954(in Chinese).
- [12] SHAO Bingbing, ZHAO Shuqiang, YANG Yongheng, et al. Nonlinear subsynchronous oscillation damping controller for direct-drive wind farms with VSC-HVDC systems[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(3): 2842-2858.
- [13] 狄依容, 甄永赞, 胡永强. 基于扩展 PID 控制的次同步振荡附加阻尼控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2024, 45(8): 2865-2875.
DI Yirong, ZHEN Yongzan, HU Yongqiang. Additional sub-synchronous damping control method based on generalized PID control[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 45(8): 2865-2875(in Chinese).
- [14] 吕敬, 蔡旭. 风电场柔性直流并网系统镇定器的频域分析与设计[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(14): 4074-4085.
LYU Jing, CAI Xu. Frequency-domain analysis and design of stabilization controllers for wind farm integration through VSC-HVDC system[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(14): 4074-4085(in Chinese).
- [15] FU Jiao, YUAN Zhichang, WANG Yizhen, et al. Control strategy of system coordination in Nanao multi-terminal VSC-HVDC project for wind integration[C]//Proceedings of the 2014 IEEE PES General Meeting | Conference & Exposition. National Harbor: IEEE, 2014: 1-5.
- [16] 郭铭群, 梅念, 李探, 等. ± 500 kV 张北柔性直流电网

- 工程系统设计[J]. 电网技术, 2021, 45(10): 4194-4204.
- GUO Mingqun, MEI Nian, LI Tan, et al. System design of ± 500 kV Zhangbei VSC-based DC grid project [J]. Power System Technology, 2021, 45(10): 4194-4204(in Chinese).
- [17] 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(in Chinese).
- [18] LIN Hongfei, XUE Tao, LYU Jing, et al. Impact of different ac voltage control modes of wind-farm-side MMC on stability of MMC-HVDC with offshore wind farms[J]. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, 2023, 11(5): 1687-1699.
- [19] LYU Jing, CAI Xu, MOLINAS M. Optimal design of controller parameters for improving the stability of MMC-HVDC for wind farm integration[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(1): 40-53.
- [20] 李云丰, 赵文广, 孔明, 等. 直驱风电场经柔直并网的虚拟并联阻抗次同步振荡抑制策略[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(17): 6326-6337.
- LI Yunfeng, ZHAO Wenguang, KONG Ming, et al. Virtual paralleled-impedance control strategy of flexible HVDC connecting to the PMSG-based wind farm for sub-synchronous oscillation suppression [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(17): 6326-6337(in Chinese).
- [21] 朱蜀, 刘开培, 王庆, 等. 基于电容能量的模块化多电平换流器次同步振荡抑制及其阻抗分析[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(6): 2230-2244.
- ZHU Shu, LIU Kaipei, WANG Qing, et al. Sub-synchronous oscillation suppression of modular multilevel converter based on capacitance energy and its impedance analysis[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(6): 2230-2244(in Chinese).
- [22] WU Xi, YANG Han, ZHENG Chaohang, et al. Model-free adaptive control for mitigation of SSO in PMSG-based wind farms with VSC-HVDC[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(2): 3684-3696.
- [23] LEON A E, MAURICIO J M. Mitigation of subsynchronous control interactions using multi-terminal

DC systems[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2021, 12(1): 420-429.

- [24] 管敏渊, 沈建良, 楼平, 等. 无交流电容的构网型换流器电压电流比例控制及故障限流[J]. 电力自动化设备, 2023, 43(7): 197-203.

GUAN Minyuan, SHEN Jianliang, LOU Ping, et al. Voltage and current proportional control for AC capacitor-less grid-forming converter with fault current limitation[J]. Electric Power Automation Equipment, 2023, 43(7): 197-203(in Chinese).

附录 A 直驱风机小信号模型矩阵表达式

$$\mathbf{A}_w = \mathbf{G}_1 + \mathbf{G}_2 \mathbf{G}_3 \quad (\text{A1})$$

式中:

$$\mathbf{G}_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-3u_{od}}{2C_{dc}E_{dc}} & \frac{-3u_{oq}}{2C_{dc}E_{dc}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-R_t}{L_t} & \omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\omega & -R_t/L_t & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ k_{p_Gv}^w & -1 & 0 & k_{l_Gv}^w & 0 & 0 & 0 & -i_{oq} \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & i_{od} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -v_{td} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & k_{l_Gpll} & -k_{p_Gpll}v_{td} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{G}_2 = \begin{bmatrix} -1.5i_{od}/C_{dc}/E_{dc} & 1/L_t & 0 \\ -1.5i_{oq}/C_{dc}/E_{dc} & 0 & 1/L_t \end{bmatrix}^T;$$

$$\mathbf{G}_3 = \begin{bmatrix} k_{p_Gi}^w k_{p_Gv}^w & -k_{p_Gi}^w & -\omega L_t & k_{p_Gi}^w k_{l_Gv}^w & k_{l_Gi}^w & 0 & 0 & (v_{iq} + \omega L_t i_{od}) \\ & & & & & & & -k_{p_Gi}^w i_{oq} - v_{oq} \\ 0 & \omega L_t & -k_{p_Gi}^w & 0 & 0 & k_{l_Gi}^w & 0 & (v_{td} + \omega L_t i_{oq}) \\ & & & & & & & +k_{p_Gi}^w i_{od} - v_{od} \end{bmatrix}.$$

式中: u_{od} 、 u_{oq} 分别为 GSC 端口电压 dq 轴分量; $k_{p_Gv}^w$ 、 $k_{l_Gv}^w$ 分别为 GSC 定直流电压控制中 PI 控制器的比例、积分系数; $k_{p_Gi}^w$ 、 $k_{l_Gi}^w$ 分别为 GSC 电流内环中 PI 控制器的比例、积分系数; k_{p_Gpll} 、 k_{l_Gpll} 分别为 GSC 锁相环中 PI 控制器的比例、积分系数, 其余变量与正文描述的变量相同。

$$\mathbf{B}_w = \mathbf{G}_4 + \mathbf{G}_2 \mathbf{G}_5 \quad (\text{A2})$$

$$\text{式中: } \mathbf{G}_4 = \begin{bmatrix} 1/C_{dc}/E_{dc} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1/L_t & 0 & \mathbf{0}_{3 \times 3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/L_t & 1 & k_{p_Gpll} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{G}_5 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

$$\mathbf{C}_w = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 5} \quad (\text{A3})$$

附录 B WFMCC 小信号模型矩阵表达式

$$\mathbf{A}_m = \mathbf{G}_6 + \mathbf{G}_7 \mathbf{G}_8 \quad (\text{B1})$$

当 WFMCC 采用双闭环交流电压控制时,

$$\begin{aligned}
\mathbf{G}_6 = & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2C_{eq}} & \frac{m_{2d}}{4C_{eq}} & \frac{m_{2q}}{4C_{eq}} & \frac{m_d}{8C_{eq}} & \frac{m_q}{8C_{eq}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega & 0 & 0 & \frac{m_d}{2C_{eq}} & \frac{m_d}{4C_{eq}} & \frac{-m_q}{4C_{eq}} & \frac{m_{2d}-2}{8C_{eq}} & \frac{-m_{2q}}{8C_{eq}} & 0 & 0 \\ 0 & -\omega & 0 & 0 & 0 & \frac{m_q}{2C_{eq}} & \frac{-m_q}{4C_{eq}} & \frac{-m_d}{4C_{eq}} & \frac{-m_{2q}}{8C_{eq}} & \frac{-m_{2d}+2}{8C_{eq}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -2\omega & \frac{m_{d2}}{2C_{eq}} & \frac{-1}{2C_{eq}} & 0 & \frac{m_d}{8C_{eq}} & \frac{-m_q}{8C_{eq}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2\omega & 0 & \frac{m_{q2}}{2C_{eq}} & 0 & \frac{-1}{2C_{eq}} & \frac{-m_q}{8C_{eq}} & \frac{-m_d}{8C_{eq}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{2L_a} & \frac{-m_d}{4L_a} & \frac{-m_q}{4L_a} & \frac{-m_{2d}}{4L_a} & \frac{-m_{2q}}{4L_a} & -\frac{R_a}{L_a} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{m_{2d}}{2L_a} & \frac{-m_d}{4L_a} & \frac{m_q}{4L_a} & \frac{1}{2L_a} & 0 & 0 & -\frac{R_a}{L_a} & -2\omega & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{m_{2q}}{2L_a} & \frac{m_q}{4L_a} & \frac{m_d}{4L_a} & 0 & \frac{1}{2L_a} & 0 & 2\omega & -\frac{R_a}{L_a} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{m_d}{2L_{eq}} & \frac{2-m_{2d}}{4L_{eq}} & \frac{m_{2q}}{4L_a} & \frac{-m_d}{4L_{eq}} & \frac{m_q}{4L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & \omega & 0 & 0 \\ -\frac{m_q}{2L_{eq}} & \frac{m_{2q}}{4L_{eq}} & \frac{2+m_{2d}}{4L_{eq}} & \frac{m_q}{4L_{eq}} & \frac{m_d}{4L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & -\omega & -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & k_{i_Gv}^{MMC} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & k_{i_Gv}^{MMC} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{0}_{16 \times 4} \\
\mathbf{G}_7 = & \begin{bmatrix} \frac{i_{vd}}{8C_{eq}} & \frac{2i_0+i_{cird}}{4C_{eq}} & \frac{-i_{cirq}}{4C_{eq}} & \frac{i_{vd}}{8C_{eq}} & \frac{-i_{vq}}{8C_{eq}} & \frac{-u_{cd}}{4L_a} & \frac{-u_{cd}}{4L_a} & \frac{u_{cq}}{4L_a} & \frac{-2u_{c0}-u_{c2d}}{4L_{eq}} & \frac{u_{c2q}}{4L_{eq}} \\ \frac{i_{vq}}{8C_{eq}} & \frac{-i_{cirq}}{4C_{eq}} & \frac{2i_0-i_{cird}}{4C_{eq}} & \frac{-i_{vq}}{8C_{eq}} & \frac{-i_{vd}}{8C_{eq}} & \frac{-u_{cq}}{4L_a} & \frac{u_{cq}}{4L_a} & \frac{u_{cd}}{4L_a} & \frac{u_{c2q}}{4L_{eq}} & \frac{u_{c2d}-2u_{c0}}{4L_{eq}} \\ \frac{i_{cird}}{4C_{eq}} & \frac{i_{vd}}{8C_{eq}} & \frac{-i_{vq}}{8C_{eq}} & \frac{-i_0}{2C_{eq}} & 0 & \frac{-u_{c2d}}{4L_a} & \frac{-u_{c0}}{2L_a} & 0 & \frac{-u_{cd}}{4L_{eq}} & \frac{u_{cq}}{4L_{eq}} \\ \frac{i_{cirq}}{4C_{eq}} & \frac{-i_{vq}}{8C_{eq}} & \frac{-i_{vd}}{8C_{eq}} & 0 & \frac{i_0}{2C_{eq}} & \frac{-u_{c2q}}{4L_a} & 0 & \frac{-u_{c0}}{2L_a} & \frac{u_{cq}}{4L_{eq}} & \frac{u_{cd}}{4L_{eq}} \end{bmatrix}^T \mathbf{0}_{4 \times 6} \\
\mathbf{G}_8 = & \frac{2}{V_{dc}} \mathbf{0}_{4 \times 6} \begin{bmatrix} 0 & 0 & k_{p_Gi}^{MMC} & \omega L_{eq} & -k_{p_Gi}^{MMC} k_{i_Gv}^{MMC} & 0 & -k_{i_Gi}^{MMC} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega L_{eq} & k_{p_Gi}^{MMC} & 0 & -k_{p_Gi}^{MMC} k_{i_Gv}^{MMC} & 0 & -k_{i_Gi}^{MMC} & 0 & 0 \\ k_{p_Gcir}^{MMC} & -2\omega L_a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -k_{i_Gcir}^{MMC} & 0 \\ 2\omega L_a & k_{p_Gcir}^{MMC} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -k_{i_Gcir}^{MMC} \end{bmatrix}^T
\end{aligned}$$

式中: m_{2d} 、 m_{2q} 分别为环流抑制器输出的二倍频电压调制信号 dq 轴分量; $C_{eq}=C_a/6$, C_a 为 WFMMC 子模块电容; L_a 为 WFMMC 桥臂串联电感, $L_{eq}=L_t+L_a/2$; R_a 为 WFMMC 桥臂等效电阻, $R_{eq}=R_t+R_a/2$; $k_{p_Gi}^{MMC}$ 、 $k_{i_Gv}^{MMC}$ 分别为 WFMMC 电压外环中 PI 控制器的比例、积分系数; $k_{p_Gi}^{MMC}$ 、 $k_{i_Gi}^{MMC}$ 分别为 WFMMC 电流内环中 PI 控制器的比例、积分系数; $k_{p_Gcir}^{MMC}$ 、 $k_{i_Gcir}^{MMC}$ 分别为 WFMMC 环流抑制器中 PI 控制器的比例、积分系数, 其余变量与正文描述的变量相同。

$$\mathbf{B}_m = \mathbf{G}_9 + \mathbf{G}_7 \mathbf{G}_{10} \quad (\text{B2})$$

式中:

$$\mathbf{G}_9 = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 8} & 1/L_{eq} & 0 & 1 & 0 & k_{p_Gv}^{MMC} & 0 & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ 0 & 1/L_{eq} & 0 & 1 & 0 & k_{p_Gv}^{MMC} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \end{bmatrix}^T,$$

$$\mathbf{G}_{10} = \frac{2}{V_{dc}} \begin{bmatrix} 1-k_{p_Gv}^{MMC} k_{p_Gi}^{MMC} & 0 \\ 0 & 1-k_{p_Gv}^{MMC} k_{p_Gi}^{MMC} \end{bmatrix}^T \mathbf{0}_{2 \times 2}.$$

$$\mathbf{C}_m = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 8} & 1 & 0 \\ 0 & 1 & \mathbf{0}_{2 \times 6} \end{bmatrix} \quad (\text{B3})$$

附录 C 交流线路小信号模型矩阵表达式

$$\mathbf{A}_1 =$$

$$\begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 & 0 & -1/C_1 & 0 \\ \omega & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_1 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega & 1/C_1 & 0 \\ 0 & 0 & \omega & 0 & 0 & 1/C_1 \\ 1/L_1 & 0 & -1/L_1 & 0 & -R_1/L_1 & -\omega \\ 0 & 1/L_1 & 0 & -1/L_1 & \omega & -R_1/L_1 \end{bmatrix}$$

(C1)

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 1/C_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/C_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/C_1 \end{bmatrix}^T \mathbf{0}_{4 \times 2}$$

(C2)

$$\mathbf{C}_1 = [\mathbf{I}_{4 \times 4} \quad \mathbf{0}_{4 \times 2}]$$

(C3)

式中 $\mathbf{I}_{4 \times 4}$ 为 4 阶单位矩阵。

附录 D 系统参数

表 D1 风电场直驱风机台数及单台直驱风机参数设置

Table D1 Number of PMSG in wind farm and parameters of single PMSG

参数	数值	参数	数值
风机数量/台	300	直驱风机额定容量/MVA	2
额定直流电压/kV	1.5	直流电容/mF	30
滤波电阻/pu	0.002	滤波电感/pu	0.15
机端变压器变比	0.69/33	机端变压器等值电感	0.16
外环控制参数 (比例/积分系数)	1/50	内环控制参数 (比例/积分系数)	0.5/20
锁相环控制参数(比例/积分系数)	89/3948	—	—

表 D2 WFMMC 参数设置

Table D2 Parameters of WFMMC

参数	数值	参数	数值
额定容量/MVA	600	换流变压器额定容量/MVA	650
额定直流电压/kV	±200	换流变压器变比	110/210
桥臂子模块数	200	子模块电容/mF	12
桥臂电感/电阻/(Ω/mH)	1/45	换流变压器等值电感/pu	0.1
外环控制参数 (比例/积分系数)	0.5/50	内环控制参数 (比例/积分系数)	0.4/50
环流控制参数 (比例/积分系数)	0.8/50	定直流电压控制参数 (比例/积分系数)	3/50

表 D3 送端交流线路参数

Table D3 Parameters of transmission line

参数	数值	参数	数值
汇流变压器变比	33/110	汇流变压器等值电感/pu	0.02
线路单位长度电阻/ (Ω/km)	0.01	线路单位长度电感/ (mH/km)	1
线路单位长度电容/ (pF/km)	100	—	—



王一振

在线出版日期：2025-03-11。

收稿日期：2024-11-18。

作者简介：

王一振(1987)，男，博士，副教授，主要从事新能源接入、柔性直流输配电系统控制保护技术研究工作，yizhen.wang@tju.edu.cn；

*通信作者：雷鸣(1990)，男，博士，副教授，主要从事大功率电力电子变流器拓扑及控制，ming.lei@tju.edu.cn。

(责任编辑 邱丽萍)