

极弱电网下全功率风电机组振荡失稳机理分析与 稳定控制

高磊¹, 吕敬^{1*}, 王伟岸¹, 王晗¹, 陈国栋², 蔡旭¹

- (1. 电力传输与功率变换控制教育部重点实验室(上海交通大学), 上海市 闵行区 200240;
2. 上海电气集团输配电装备有限公司, 上海市 青浦区 200072)

Oscillatory Instability Mechanism Analysis and Stabilization Control of Full-power Wind Turbine System Under Ultra-weak Grids

GAO Lei¹, LYU Jing^{1*}, WANG Wei'an¹, WANG Han¹, CHEN Guodong², CAI Xu¹

- (1. Key Laboratory of Control of Power Transmission and Conversion, Ministry of Education(Shanghai Jiao Tong University),
Minhang District, Shanghai 200240, China;
2. Shanghai Electric Group Power Transmission and Distribution Equipment Co., Ltd., Qingpu District, Shanghai 200072, China)

ABSTRACT: To address the oscillatory instability of grid-following(GFL)-based full-power wind turbine systems under ultra-weak grid conditions, this paper visualizes the control loops of the machine-side converter(MSC) and grid-side converter(GSC) as virtual impedances composed of circuit components. From the perspective of circuit theory, the oscillatory instability mechanism of full-power wind turbine systems under ultra-weak grid conditions is revealed. On this basis, considering the limitations of existing active damping control methods, this paper proposes a reactive power hybrid synchronization control(RPHSC) approach to ensure stable operation of full-power wind turbine systems under ultra-weak grid conditions with a short-circuit ratio(S_{CR}) of 1.1. Meanwhile, the reactive power output by full-power wind turbine systems can be reduced. Finally, the effectiveness of the proposed method is validated through Matlab/Simulink simulation results and experimental results obtained from a hardware-in-the-loop platform using the Modeling Tech StarSim.

KEY WORDS: full-power wind turbine systems; ultra-weak power grid; oscillatory stability; reactive power hybrid synchronization; equivalent circuit

摘要:为解决跟网型全功率风电机组在极弱电网条件下的振荡失稳问题,该文将全功率风电机组机侧变流器和网侧变流器的控制环节可视化为虚拟阻抗元件,从电路原理的角度揭示极弱电网条件下全功率风电机组的振荡失稳机理;在此基

础上,针对现有阻尼控制的不足,提出一种基于无功功率混合同步的稳定控制方法,可使全功率风电机组在短路比(short-circuit ratio, S_{CR})为1.1的极弱电网条件下稳定运行,同时减少无功功率输出;最后,通过 Matlab/Simulink 仿真和远宽 StarSim 控制器硬件在环实验验证了所提稳定控制方法的效果。

关键词: 全功率风电机组; 极弱电网; 振荡稳定性; 无功功率混合同步; 等效电路

0 引言

风电、光伏等可再生能源的分散分布需要使用大量变压器和长输电线路从偏远地区传输功率,导致交流电网呈现低短路比(short-circuit ratio, S_{CR})的弱电网特征^[1]。跟网型(grid following, GFL)变流器采用锁相环检测并网点电压的相位,在弱电网环境下,锁相环会恶化控制性能,易产生次/超同步振荡问题^[2]。

新能源发电机组振荡机理研究面临多控制环节耦合带来的建模与机理分析挑战。目前对该问题的研究主要有两种思路: 1) 基于特征值法^[3]和阻抗法^[2]的详细建模方法,通过构建状态空间模型或宽频阻抗模型,分别采用模态分析和 Nyquist 判据评估振荡风险; 2) 基于主导模态的关键影响因素建立降阶简化模型^[4],从而揭示振荡机理及演变特性。文献[4]针对直驱风电机组建立锁相环主导的二阶振荡模型,利用阻尼系数法揭示了次同步振荡机

基金项目: 国家自然科学基金项目(52277195)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (52277195).

理。然而,与特征值法类似,阻尼路径分析法也依赖于数值计算,在物理机理阐释方面存在不足。

阻抗分析法能够表征变流器整体阻抗特性,通过新能源机组在特定频段的阻抗相位特性揭示振荡产生机理,但难以区分各控制环节对负电阻的具体贡献。此外,文献[5]采用降阶简化方法将变流器整体等效为 RLC 谐振电路,仍属于阻抗层面的“整体等效”,这种整体阻抗表征方式掩盖了各控制环节动态交互本质。

为了解决阻抗法难以揭示负电阻物理本质的瓶颈,现有文献通过将变流器关键控制环节的数学模型可视化为等效电路模型^[6-7],从而从电路原理的角度揭示其物理本质。文献[6]对逆变器电压环和电流环的比例积分(proportional-integral, PI)或比例谐振(proportional resonant, PR)控制器进行电路等效,但未考虑锁相环影响。文献[7]对仅考虑电流内环和锁相环的逆变器进行电路等效,揭示了负电阻的电路本质及其与控制环节的关联关系。但未考虑外环控制策略及机侧变流器等关键环节的影响。因此,如何建立能够反映风电机组各控制环节物理特性的等效电路模型,仍需进一步研究。

在振荡抑制方面,现有方法分为以下 3 类:控制参数优化^[8]、附加振荡抑制装置^[9]和附加阻尼控制^[5,10-12]。其中,附加阻尼控制通常采用低通滤波器(low-pass filter, LPF)^[11]、高通滤波器(high-pass filter, HPF)^[7]、带通滤波器(band-pass filter, BPF)^[12]或带阻滤波器(band-stop filter, BSF)^[5]等。上述振荡抑制措施在一定程度上均可以提升跟网型变流器在弱电网条件下的振荡稳定性,但在 S_{CR} 接近于 1.1 的极弱电网条件下能否有效抑制振荡尚不明确。

近年来,构网型控制技术被用于提升变流器在弱电网条件下的稳定运行能力^[13-14]。然而,一方面,构网型变流器在强电网条件下存在低频振荡风险^[15];另一方面,构网型变流器耐受短路电流能力较弱^[16],且暂态同步失稳风险较高,短期内难以规模化应用。现有研究表明,对于跟网型变流器,锁相环与电流内环或直流电压外环控制之间的相互作用是其在弱电网条件下振荡失稳的主要原因^[7,17-18]。鉴于此,部分学者结合跟网和构网型控制的特点,提出混合同步策略以提升变流器在强/弱电网条件下的稳定运行能力。文献[19-20]提出用于提升构网型变流器稳定性的有功功率混合同步控制策略,采用锁相环和有功功率同步控制共同生

成相位角,锁相环的固有特性有助于提高强电网条件下构网型变流器的性能并增加系统阻尼。但是,采用有功功率混合同步控制的变流器直流侧等效为直流电压源,对于全功率风电机组,需要修改机侧变流器的控制用于维持直流电压恒定,增加了机组改造的复杂性和成本。此外,如果同步机制所需的有功功率不可控,采用有功功率-频率控制可能难以维持系统的稳定^[21]。

除了有功功率同步外,相关学者提出了无功功率同步控制策略^[22-23]。无功功率同步控制可以提供类似于有功功率同步控制器的惯性^[24]。与锁相环相比,弱电网条件下采用无功功率同步控制有利于减小负电阻^[25]。文献[26]提出一种有功功率与无功功率相结合的复合功率同步方法替代传统锁相环,以改善变流器在弱电网条件下的稳定性。在极弱电网条件下,并网变流器通过增加无功功率输出可以提升并网电压,进而提高系统稳定性^[27-28]。然而,输出无功功率增加会导致功率因数降低,同时,增大对变流器额定容量的需求。此外,无功功率同步控制能否在强电网条件下适用尚待研究。

针对上述不足,本文提出一种锁相环+无功功率混合同步控制策略,以提升跟网型全功率风电机组在极弱电网条件下的振荡稳定性。首先,将跟网型全功率风电机组机侧和网侧变流器的控制环节可视化为虚拟阻抗构成的电路模型,从电路的角度阐明控制环节交互引入负电阻的原因,揭示极弱电网条件下跟网型全功率风电机组振荡失稳的机理;然后,分析现有阻尼控制方法在提升振荡稳定性方面的不足,进一步提出一种基于锁相环和无功功率混合同步的全功率风电机组稳定控制策略,并给出其参数设计方法和等效电路模型;最后,通过离线仿真和控制器硬件在环实验验证该方法的有效性。

1 全功率风电机组的等效电路模型

跟网型全功率风电机组主电路及控制结构如图 1 所示,机侧包括风力机、永磁同步发电机、机侧变流器及其控制,永磁同步发电机连接到机侧变流器(machine side converter, MSC),以便将电力传输到电网侧。MSC 在内环中使用零 d 轴控制,在 q 轴外环中使用定转矩控制。网侧变流器(grid side converter, GSC)采用内环和外环的矢量控制,外环为直流电压控制和无功功率控制,直流电压控制用于维持直流侧电压恒定,无功功率控制用于控制无

功率的输出。此外,锁相环用于提供派克变换的相位角。图中: R_m 为机侧定子电阻; L_R 为同步电抗; n_p 为极对数; ω_R 为转子角速度; ψ_r 为磁链; T_e 为转矩; i_{mabc_s} 为从永磁同步发电机流向机侧变流器的三相电流; i_{md_c} 和 i_{mq_c} 分别为其 dq 轴分量; u_{mabc_s} 为机侧变流器的交流侧三相电压; u_{md_c} 和 u_{mq_c} 分别为其 dq 轴分量; u_{Rd} 和 u_{Rq} 分别为机侧变流器的调制电压在 dq 轴的分量; i_{mdref} 和 i_{mqref} 分别为机侧变流器 dq 轴电流参考值; $H_{mc}(s)$ 为机侧变流器电流内环控制的 PI 参数; $H_l(s)$ 为机侧变流器外环控制的 PI 参数; u_{GSC_s} 为网侧变流器的输出电压; u_{GSCd_c} 和 u_{GSCq_c} 分别为网侧变流器 dq 轴调制电压;

u_{s_s} 为 PCC 处的三相电压; u_{sd_c} 和 u_{sq_c} 分别为其 dq 轴分量; i_{sabc_s} 为交流侧三相电流; i_{sd_c} 和 i_{sq_c} 分别为其 dq 轴分量; I_{Gdref} 和 I_{Gqref} 分别为网侧变流器 dq 轴电流参考值; 网侧变流器的滤波器电感为 L_f ; 直流电容为 C_{dc} ; u_{dcref} 为直流电压参考值; u_{dc} 为直流电压; Q_{Gref} 为无功功率参考值; Q_G 为无功功率; $H_{dc}(s)$ 为网侧变流器直流电压外环控制 PI 参数; $H_q(s)$ 为网侧变流器无功功率外环控制 PI 参数; $H_l(s)$ 为网侧变流器电流内环控制 PI 参数; 下标为“0”的量表示电压或电流的稳态值; 下标“ $_s$ ”的量表示电气坐标下的分量; 下标“ $_c$ ”量表示控制坐标下的分量。

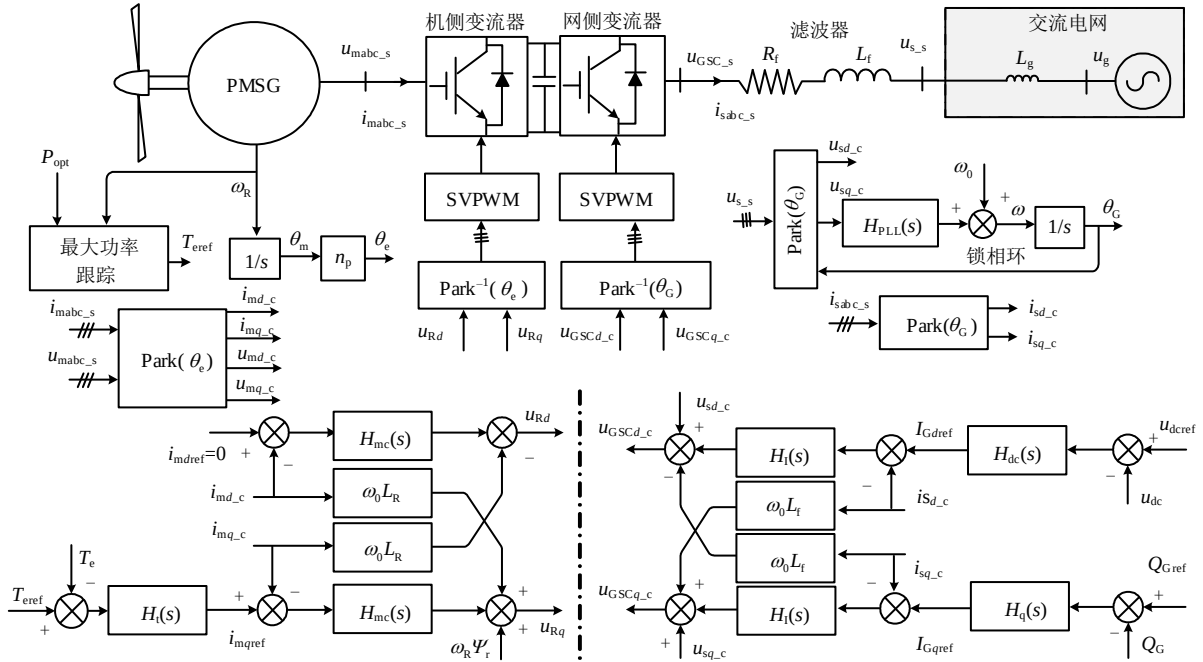


图1 全功率风电机组主电路及控制系统

Fig. 1 Topology and control diagram of the full-power wind turbine system

1.1 网侧变流器在 dq 域下的等效电路模型

根据文献[29]的阻抗建模过程可知,并网点处可以反映全功率风电机组电气和控制动态的电压和电流之间的关系如式(1)所示。由式(1)可知,主

电路电流 Δi_{sdq_s} 由各子电路的电流并联而成,风电机组控制环节可被可视化各个控制环节主导的子电路模型,从而组成风电机组整体 dq 域等效电路。

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \Delta i_{sd_s} \\ \Delta i_{sq_s} \end{bmatrix} &= -Y_{WTSdq} \begin{bmatrix} \Delta u_{sd_s} \\ \Delta u_{sq_s} \end{bmatrix} = -\begin{bmatrix} Y_{WTSdd}(s) & Y_{WTSdq}(s) \\ Y_{WTSqd}(s) & Y_{WTSqq}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u_{sd_s} \\ \Delta u_{sq_s} \end{bmatrix} = -Y_{in} \begin{bmatrix} \Delta u_{sd_s} \\ \Delta u_{sq_s} \end{bmatrix} - Y_{in_Q} \begin{bmatrix} \Delta u_{sd_s} \\ \Delta u_{sq_s} \end{bmatrix} - \\
 (1-k_m)Y_{in_Qdc} \begin{bmatrix} \Delta u_{sd_s} \\ \Delta u_{sq_s} \end{bmatrix} - Y_{in_PLL} \begin{bmatrix} \Delta u_{sd_s} \\ \Delta u_{sq_s} \end{bmatrix} - k_m Y_{in_m} \begin{bmatrix} \Delta u_{sd_s} \\ \Delta u_{sq_s} \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta i_{sdL_s} \\ \Delta i_{sqL_s} \end{bmatrix}}_{\Delta i_{sdqL_s}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta i_{sdoutQ_s} \\ \Delta i_{sqoutQ_s} \end{bmatrix}}_{\Delta i_{sdqoutQ_s}} + \\
 (1-k_m) \begin{bmatrix} \Delta i_{sdoutdc_s} \\ \Delta i_{sqoutdc_s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta i_{sdPLL_s} \\ \Delta i_{sqPLL_s} \end{bmatrix} + k_m \begin{bmatrix} \Delta i_{sdm_s} \\ \Delta i_{sqm_s} \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta i_{sdoutdc_s} \\ \Delta i_{sqoutdc_s} \end{bmatrix}}_{\Delta i_{sdqoutdc_s}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta i_{sdPLL_s} \\ \Delta i_{sqPLL_s} \end{bmatrix}}_{\Delta i_{sdqPLL_s}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta i_{sdm_s} \\ \Delta i_{sqm_s} \end{bmatrix}}_{\Delta i_{sdqm_s}}
 \end{aligned} \quad (1)$$

式中： $\mathbf{Y}_{\text{WTS}}$ 为可以反映全功率风电机组动态特性的导纳矩阵，可以分为不同控制环节主导的导纳矩阵； $\mathbf{Y}_{dd}$ 、 $\mathbf{Y}_{dq}$ 、 $\mathbf{Y}_{qd}$ 、 $\mathbf{Y}_{qq}$ 为矩阵 $\mathbf{Y}_{\text{WTS}}$ 的 4 个元素； $\mathbf{Y}_{\text{in}}$ 为仅考虑网侧变流器电流内环控制时的导纳矩阵； $\mathbf{Y}_{\text{in}_Q}$ 为仅考虑网侧变流器电流内环控制与无功功率外环控制时的导纳矩阵； $\mathbf{Y}_{\text{in}_Q\text{dc}}$ 为仅考虑网侧变流器电流内环控制、无功功率外环控制及直流电压外环控制时的导纳矩阵； $\mathbf{Y}_{\text{in_PLL}}$ 为网侧变流器锁相环主导的导纳矩阵； $\mathbf{Y}_{\text{in}_m}$ 为考虑机侧变流器的导纳矩阵； k_m 为 0 或 1，代表是否考虑机侧变流器控制动态； $\Delta \mathbf{i}_{\text{sd}l_s}$ 为网侧变流器电流内环控制主导的电流矩阵； $\Delta \mathbf{i}_{\text{sd}q\text{out}Q_s}$ 为网侧变流器无功功率控制主导的电流矩阵； $\Delta \mathbf{i}_{\text{sd}q\text{out}dc_s}$ 为网侧变流器直流电压控制主导的电流矩阵； $\Delta \mathbf{i}_{\text{sd}qm_s}$ 为机侧变流器的控制主导的电流矩阵。

1.1.1 电流内环控制等效电路模型

基于全功率风电机组阻抗模型^[30]，仅考虑网侧变流器电流内环控制，并网点电压与电流关系如式(2)所示。

$$\begin{bmatrix} \Delta \mathbf{i}_{\text{sd}l_s} \\ \Delta \mathbf{i}_{\text{sq}l_s} \end{bmatrix} = -\mathbf{Z}_{\text{in}}^{-1} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_{\text{sd}_s} \\ \Delta \mathbf{u}_{\text{sq}_s} \end{bmatrix} = \Delta \mathbf{i}_{\text{sd}qI_s} - \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_{\text{indd}}(s) & 0 \\ 0 & \mathbf{Z}_{\text{inqq}}(s) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_{\text{sd}_s} \\ \Delta \mathbf{u}_{\text{sq}_s} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中： $\Delta \mathbf{i}_{\text{sd}l_s}$ 和 $\Delta \mathbf{i}_{\text{sq}l_s}$ 分别为网侧变流器电流内环控制主导的 dq 轴电流； $\Delta \mathbf{u}_{\text{sd}_s}$ 和 $\Delta \mathbf{u}_{\text{sq}_s}$ 分别为网侧变流器并网点电压的 dq 轴分量； $\mathbf{Z}_{\text{in}}$ 反映了仅考虑电流内环控制时的阻抗特性； $\mathbf{Z}_{\text{indd}}$ 和 $\mathbf{Z}_{\text{inqq}}$ 分别为矩阵 $\mathbf{Z}_{\text{in}}$ 的对角线元素， $\mathbf{Z}_{\text{in}}$ ^[30] 如附式(A1)所示。

对于 PI 控制器，比例系数 K_{pi} 可以等效为电阻，积分系数 K_{ii} 可以等效为电容^[7]，如图 2(a)所示。根据式(2)，电流内环控制的 dq 轴电路如图 2(b)所示。 dq 轴电路由电阻、电感和电容构成，主电路参数如图 2(b)所示。

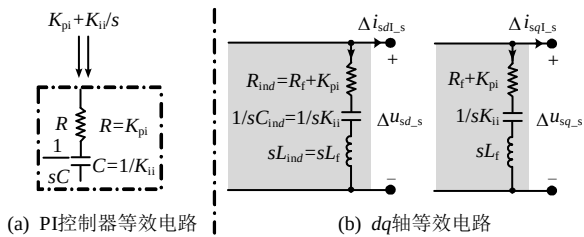


图 2 电流内环控制等效电路模型

Fig. 2 Equivalent circuit of current inner loop control

1.1.2 无功功率外环控制等效电路模型

无功功率控制影响下，网侧变流器 dq 参考电流如式(3)所示^[30]。

$$\begin{bmatrix} \Delta \mathbf{I}_{\text{Gdref}} \\ \Delta \mathbf{I}_{\text{Gqref}} \end{bmatrix} = \mathbf{A}_{\text{udcq}} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{i}_{\text{sd}_s} \\ \Delta \mathbf{i}_{\text{sq}_s} \end{bmatrix} + \mathbf{A}_{\text{idcq}} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_{\text{sd}_s} \\ \Delta \mathbf{u}_{\text{sq}_s} \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中矩阵 $\mathbf{A}_{\text{udcq}}$ 和 $\mathbf{A}_{\text{idcq}}$ 代表无功功率控制影响，如附式(A2)所示。

同时考虑无功功率控制和电流内环控制后，式(2)所示电流内环主导的 $\mathbf{Z}_{\text{in}}$ 如式(4)中 $\mathbf{Z}_{\text{in}_Q}$ 所示， $\mathbf{Z}_{\text{in}_Q}$ 参数如附式(A3)所示。

$$\begin{bmatrix} \Delta \mathbf{i}_{\text{sd}l_s} \\ \Delta \mathbf{i}_{\text{sq}l_s} \end{bmatrix} = -\mathbf{Z}_{\text{in}_Q}^{-1} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_{\text{sd}_s} \\ \Delta \mathbf{u}_{\text{sq}_s} \end{bmatrix} = \Delta \mathbf{i}_{\text{sd}qI_s} - \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_{\text{in}_Q\text{dd}}(s) & 0 \\ \mathbf{Z}_{\text{in}_Q\text{qd}}(s) & \mathbf{Z}_{\text{in}_Q\text{qq}}(s) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_{\text{sd}_s} \\ \Delta \mathbf{u}_{\text{sq}_s} \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中 $\Delta \mathbf{i}_{\text{sd}q\text{out}Q_s}$ 和 $\Delta \mathbf{i}_{\text{sq}q\text{out}Q_s}$ 分别为网侧变流器无功功率控制主导的 dq 轴电流。

无功功率控制影响下电流内环控制主导的 q 轴电路等效为电阻、电感、电容和 d 轴电压控制的电流源，如图 3(a)所示， d 轴等效电路与图 2(b)左侧图相同，电路参数如附式(A4)所示。

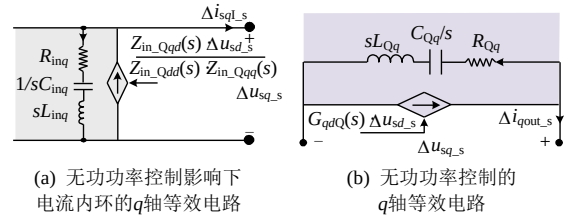


图 3 无功功率控制等效电路模型

Fig. 3 Equivalent circuit of reactive power control

在无功功率外环控制的影响下，并网点 dq 电压和电流之间的关系如式(5)所示。

$$\Delta \mathbf{i}_{\text{sd}q\text{out}Q_s} = -\mathbf{Z}_{\text{in}_Q}^{-1} \mathbf{H}_I(s) \mathbf{A}_{\text{idcq}} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_{\text{sd}_s} \\ \Delta \mathbf{u}_{\text{sq}_s} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ G_{\text{qd}Q}(s) & -1.5k_q H_I(s) H_q(s) i_{\text{sd}0} \mathbf{Z}_{\text{in}_Q\text{qq}}^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_{\text{sd}_s} \\ \Delta \mathbf{u}_{\text{sq}_s} \end{bmatrix} \quad (5)$$

根据式(5)，无功功率外环控制的 q 轴电路等效为电阻、电感、电容和 d 轴电压控制的电流源，如图 3(b)所示，电路参数及 $G_{\text{qd}Q}(s)$ 分别如附式(A5)、(A6)所示。

1.1.3 直流电压外环控制等效电路模型

网侧变流器考虑直流电压控制影响后， dq 轴电流参考值如式(6)所示^[30]。矩阵 $\mathbf{H}_{\text{dc}}$ 由直流电压外环

PI 控制器 $H_{dc}(s)$ 构成, $H_{dc}(s)=K_{pdc}+K_{idc}/s$ 。

$$\begin{bmatrix} \Delta I_{Gdref} \\ \Delta I_{Gqref} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} H_{dc}(s) \\ 0 \end{bmatrix}}_{H_{dc}} \Delta u_{dc} \quad (6)$$

反映直流控制动态的 dq 轴电压和电流之间的关系如式(7)所示。

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{sdoutdc_s} \\ \Delta i_{sqoutdc_s} \end{bmatrix} = -Z_{in_Q}^{-1} G \begin{bmatrix} \Delta u_{sd_s} \\ \Delta u_{sq_s} \end{bmatrix} = \underbrace{\Delta i_{sdoutdc_s}}_{\Delta i_{sdqoutdc_s}} \quad (7)$$

$$- \begin{bmatrix} \frac{1}{Z_{in_Qdd}} & \frac{1}{Z_{in_Qqq}} \\ \frac{Z_{in_Qqd} G_{dd}}{Z_{in_Qdd} Z_{in_Qqq}} & \frac{Z_{in_Qqd} G_{dq}}{Z_{in_Qdd} Z_{in_Qqq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u_{sd_s} \\ \Delta u_{sq_s} \end{bmatrix}$$

式中 $\Delta i_{sdoutdc_s}$ 和 $\Delta i_{sqoutdc_s}$ 分别为网侧变流器直流电压控制主导的 dq 轴电流。

式(7)中矩阵 G 主要由直流电压控制和直流侧电容决定, 如附式(A7)所示。根据式(7)可得直流电压控制的电路等效模型如图4所示, d 轴电路由电阻、电感、电容和 q 轴电压控制的电流源构成, 如附式(A9)所示。

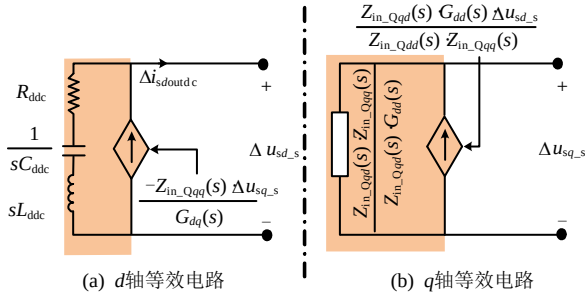


图4 直流电压控制等效电路模型

Fig. 4 Equivalent circuit of DC voltage control

1.1.4 锁相环等效电路模型

反映锁相环控制动态的 dq 轴电压和电流之间的关系如式(8)所示^[30]。根据式(8), 锁相环 dq 轴等效电路如图5所示, d 轴电路等效于 q 轴电压控制的电流源。 q 轴电路等效于电阻、电感和电容和阻抗 Z_{dqPLL} , q 轴电阻、电感和电容如附式(A13)所示。

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \Delta i_{sdPLL_s} \\ \Delta i_{sqPLL_s} \end{bmatrix}}_{\Delta i_{sdqPLL_s}} = -Z_{in_Q}^{-1} (H_i G_{IPLL} + G_{VPLL}) \begin{bmatrix} \Delta u_{sd_s} \\ \Delta u_{sq_s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & G_{PLLd}(s) \cdot Z_{in_Qqq}^{-1} \\ 0 & G_{PLLq}(s) \cdot Z_{in_Qqq}^{-1} + Z_{dqPLL}^{-1}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u_{sd_s} \\ \Delta u_{sq_s} \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中: Δi_{sdPLL_s} 和 Δi_{sqPLL_s} 分别为网侧变流器锁相环主导的 dq 轴电流; 矩阵 G_{IPLL} 和 G_{VPLL} 如附式(A10)所示。

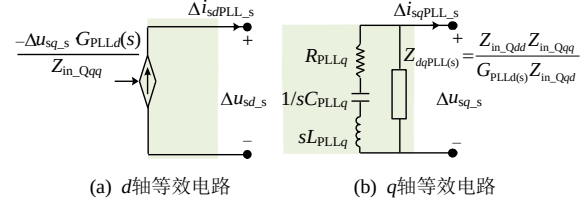


图5 锁相环等效电路模型

Fig. 5 Equivalent circuit of the PLL

1.2 机侧变流器在 dq 域下的等效电路模型

在机侧变流器控制的影响下, dq 轴电压和电流之间的关系如式(9)所示。考虑机侧控制后, 式(7)的矩阵 G 改写为 G_M , $G_M=C[-Y_{dcGM}I-H]^{-1}M$, Y_{dcGM} 如附式(A14)所示。

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \Delta i_{sdm_s} \\ \Delta i_{sqm_s} \end{bmatrix}}_{\Delta i_{sdqm_s}} = -Z_{in_Q}^{-1} G_M \begin{bmatrix} \Delta u_{sd_s} \\ \Delta u_{sq_s} \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中 Δi_{sdm_s} 和 Δi_{sqm_s} 分别为机侧变流器主导的 dq 轴电流。机侧变流器转矩外环控制的 PI 控制器 $H_i(s)=K_{pi}+K_{ii}/s$, 电流内环的 PI 控制器 $H_{mc}(s)=K_{pimc}+K_{imc}/s$ 。机侧变流器控制动态主要影响 Y_{dcGM} , 因此, 其等效电路模型与 1.1.3 节中直流电压控制等效电路模型相同, 仅电路参数不同。

根据各个控制环节的等效电路模型, 可以获得 dq 域下跟网型全功率风电机组与交流电网 L_g 的整体等效电路模型, 如图6所示。

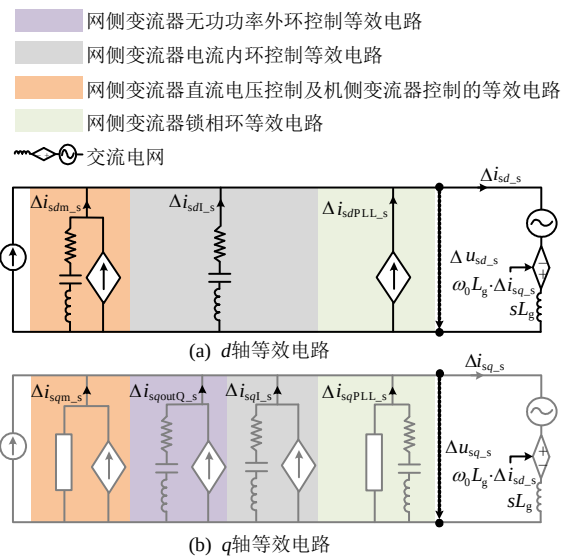


图6 全功率风电机组 dq 域的等效电路模型

Fig. 6 Equivalent circuit model of full-power wind turbine system under dq domain

2 极弱电网下全功率风电机组振荡失稳机理分析

2.1 负电阻出现的电路本质

2.1.1 网侧变流器锁相环与电流内环控制交互

如果仅考虑电流内环控制, R_{ind} (或 R_{inq})、 C_{ind} (或 C_{inq})和 L_{ind} (或 L_{inq})均为正, 系统不存在负电阻特性^[7]。由于解耦项和滤波电感的寄生电阻 R_f 对系统阻抗影响较小^[7,31], 因此忽略其影响。另外, 忽略外环控制仅保留电流内环与锁相环, 从而可以忽略式(30)中的 $Z_{in_Qdd}(s)$ 及式(8)中的 $Z_{dqPLL}(s)$ 。根据图 5 中锁相环的等效电路可知, d 轴电路中不会出现负电阻, 电感元件 $sL_f/G_{PLLq}(s)$ 不会引入负电阻, 在本节中被忽略。锁相环和电流内环控制之间的相互作用引入的 q 轴负电阻如式(10)所示。电阻 $R_{PLLq}(s)$ 和电容 $C_{PLLq}(s)$ 是 q 轴等效电路形成负电阻的根本原因, 如式(10)所示。

$$R_{PLLq}(s) + \frac{1}{sC_{PLLq}(s)} = \frac{K_{pi} + \frac{K_{ii}}{s}}{G_{PLLq}(s)} = \frac{R_{PLL-}(s) + \frac{G_{in}^*(s)}{G_{PLL}(s) \cdot i_{sd0}}}{G_{PLL}(s) \cdot i_{sd0}} \quad (10)$$

式(10)中锁相环主导的 $R_{PLL-}(s)$ 决定了负电阻是否存在, 同时, 影响负电阻的大小及覆盖频段, $R_{PLL-}(s)$ 如式(11)所示。

$$R_{PLL-}(s) = -1 \cdot \frac{1}{G_{PLL}(s) \cdot i_{sd0}} \quad (11)$$

式(10)中, 电流内环控制通过改变 $G_{in}^*(s)$ 的大小影响负电阻, $G_{in}^*(s)$ 如式(12)所示。 $G_{in}^*(s)$ 的实部 $G_{inR}(j\omega)$ 如式(13)所示, 恒为正。电流内环控制参数改变正电阻 $G_{inR}(j\omega)$ 的大小, 从而影响式(10)中负电阻的大小及覆盖频段。

$$\frac{Z_{in_Qdd}}{G_{dd}} = \frac{Z_{in_Qdd}}{-i_{sq0}\omega_0 L_f + i_{sd0}H_1(s) - u_{sd0}} \approx \frac{i_{sd0}(R_f + sL_f) + i_{sq0}\omega_0 L_f + [G_M(s)u_{dc0}Z_{in_Qdd}]/[1.5H_{dc}(s)H_1(s)] + u_{sd0}}{H_1(s) + sL_f} \quad (14)$$

$$\frac{H_1(s) + sL_f}{[H_1(s) - u_{sd0}/i_{sd0}]/[i_{sd0}sL_f + [G_M(s)u_{dc0}]/[1.5i_{sd0}H_{dc}(s)] + u_{sd0}/i_{sd0}]} = G_1(s) + G_2(s) + G_3(s)$$

式中 $G_1(s)$ 主要由电流内环控制主导, 如式(15)所示。

$$G_1(s) = [H_1(s) + sL_f](u_{sd0}/i_{sd0} + sL_f)/[H_1(s) - u_{sd0}/i_{sd0}] \quad (15)$$

$G_2(s)$ 主要由直流电压控制、电流内环、直流侧电容影响, 如式(16)所示。

$$G_2(s) = \frac{[H_1(s) + sL_f]^2 sC_{dc}u_{dc0}/i_{sd0}}{1.5[H_1(s) - u_{sd0}/i_{sd0}]H_{dc}(s)H_1(s)} \quad (16)$$

$G_3(s)$ 引入机侧控制动态的影响, 如式(17)

$$|G_{in}^*(s)| = \frac{u_{sd0}/i_{sd0}}{u_{sd0}/i_{sd0} + K_{pi} + K_{ii}/s} < 1 \quad (12)$$

$$G_{inR}(j\omega) = \text{real}(G_{in}^*) =$$

$$\frac{u_{sd0}/i_{sd0}}{(K_{pi} + u_{sd0}/i_{sd0}) + \frac{K_{ii}^2}{\omega^2(K_{pi} + u_{sd0}/i_{sd0})}} \quad (13)$$

电流内环控制和锁相环引入负电阻如图7中粉色曲线所示, dq 域等效电路对应二维阻抗或导纳元素 Z_{WTSdd} 、 Z_{WTSdq} 、 Z_{WTSqd} 和 Z_{WTSqq} (Y_{WTSdd} 、 Y_{WTSdq} 、 Y_{WTSqd} 和 Y_{WTSqq})。 R_{WTSdd} 、 R_{WTSdq} 、 R_{WTSqd} 和 R_{WTSqq} 分别是阻抗元素 Z_{WTSdd} 、 Z_{WTSdq} 、 Z_{WTSqd} 和 Z_{WTSqq} 的实部。

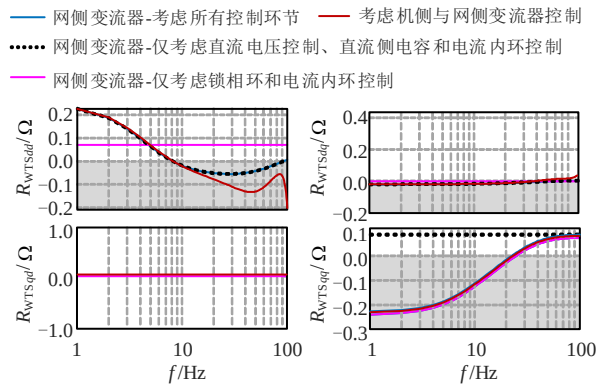


图 7 全功率风电机组 dq 域阻抗实部

Fig. 7 dq -domain impedance of full power wind system

2.1.2 网侧变流器直流电压控制与电流内环交互

考虑直流电压控制和无功功率控制后, 会在 R_{WTSdd} 和 R_{WTSdq} 引入负电阻, 如图 7 蓝色曲线所示。 R_{WTSdd} 和 R_{WTSdq} 的负电阻不受锁相环和无功功率控制的影响, 如图 7 中蓝色和黑色虚线所示。

图 7 中对角线元素 R_{WTSdd} 的负电阻占主导, 本节忽略 R_{WTSdq} 的负电阻。式(7)中 Z_{in_Qdd}/G_{dd} 如式(14)所示, 因此, 图 4(a)中的等效电路可以分为 3 部分。

所示。

$$G_3(s) = \{[H_1(s) + sL_f]^2 (-1.5 \left[\frac{u_{md0}}{u_{dc0}} \frac{u_{mq0}}{u_{dc0}} \right] c -$$

$$d \cdot e \cdot c) \frac{u_{dc0}}{i_{sd0}}\} / \{1.5[H_1(s) - u_{sd0}/i_{sd0}]H_{dc}(s)H_1(s)\} \quad (17)$$

其中, 直流电压控制与电流内环控制主导的 $G_1(s)$ 和 $G_2(s)$ 是阻抗对角线元素中 Z_{WTSdd} 出现负电

阻的根本原因。

2.1.3 机侧变流器内外环控制对负电阻的影响

基于图7所示的直流电压与电流内环交互对负电阻的影响,考虑机侧控制动态后,负电阻曲线如图7红色曲线所示。机侧控制动态主导的 $G_3(s)$ 仅影响 R_{WTSdd} 和 R_{WTSdq} ,且会恶化 R_{WTSdd} 的负电阻。机侧变流器转矩外环或电流内环带宽降低都会导致负电阻加剧,如图8(a)和(b)所示。其中,机侧变流器电流内环带宽对负电阻的影响更加明显。

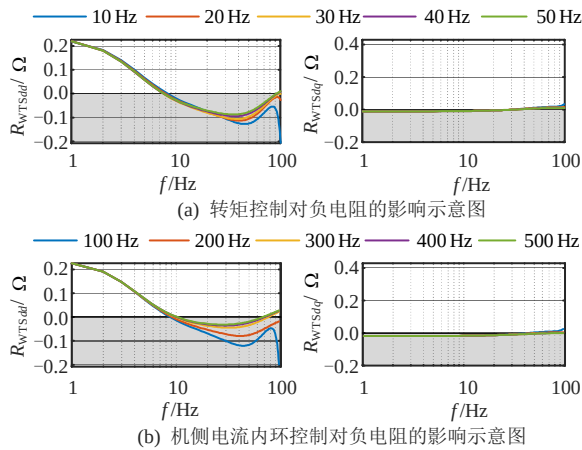


图8 机侧变流器控制对负电阻的影响

Fig. 8 Negative resistance affected by the MSC control

2.2 极弱电网下全功率风电机组振荡失稳机理

考虑交流电网阻抗影响,忽略非对角线元素幅值较小的负电阻,风电机组 dq 域对角线阻抗元素 Z_{WTSdd} 和 Z_{WTSdq} 的负电阻导致传统序域等效电路出现容性负电阻,其中 dq 域阻抗向传统序域阻抗转换如附录(A17)–(A19)所示^[7]。根据坐标变换,全功率风电机组和交流电网在改进序域以及传统序域下的等效电路模型分别如图9(a)和(b)所示。

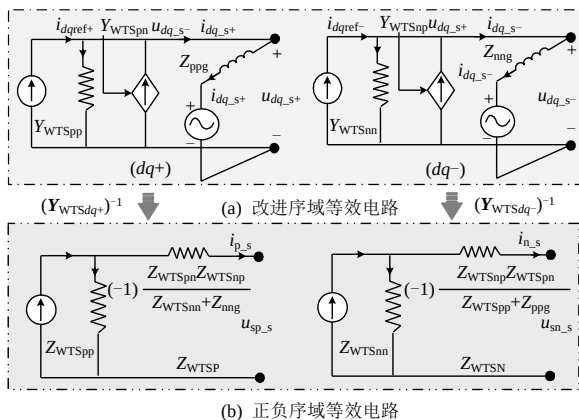


图9 全功率风电机组和交流电网在改进序域以及传统序域下的等效电路模型

Fig. 9 Equivalent circuit model of full-power wind turbine system and AC grid under the improved sequence domain and traditional sequence domain

根据图9所示等效电路模型,可得不同 S_{CR} 全功率风电机组与交流电网的正序阻抗曲线如图10所示,随着 S_{CR} 降低,全功率风电机组和交流电网阻抗的交点逐渐向基频移动,在 S_{CR} 为1.1的极弱电网条件下,互联系统相位裕度为负,导致全功率风电机组极易振荡失稳,振荡频率接近基频会给振荡抑制带来挑战。

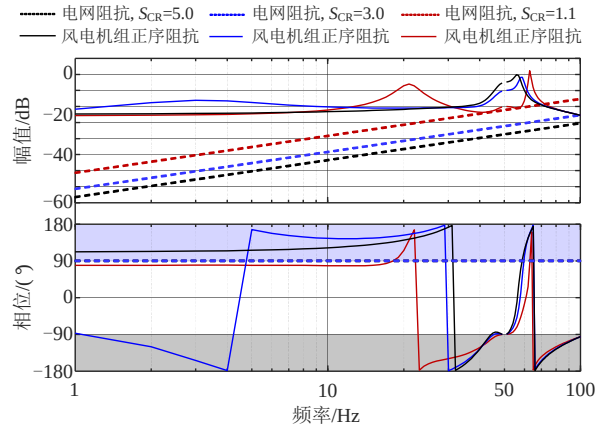


图10 不同 S_{CR} 下全功率风电机组的正序阻抗特性

Fig. 10 Positive sequence impedance of the full-power wind turbine system under different grid S_{CR}

3 极弱电网下现有振荡抑制措施的不足

3.1 增发无功功率提升振荡稳定性的不足

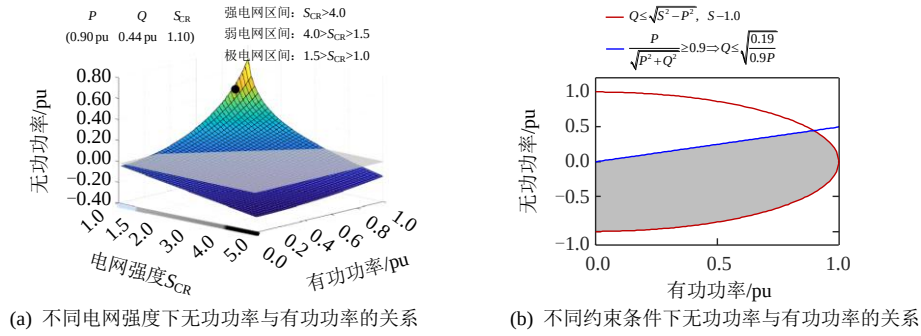
在极弱电网条件下,风电机组应发出一定的无功功率以满足稳态工作点的要求^[28]。根据式(18)所示的有功功率和无功功率的表达式,可以求得不同 S_{CR} 下无功和有功功率的关系,如式(19)所示。

$$P = \frac{EU}{X_g} \sin \delta, Q = \frac{E^2}{X_g} - \frac{EU}{X_g} \cos \delta \quad (18)$$

$$Q \geq \frac{E^2}{X_g} - (EU \sqrt{1 - \frac{P^2 X_g^2}{E^2 U^2}}) / X_g \quad (19)$$

式中: E 为电网电压; U 为PCC处的电压; X_g 为电网阻抗; δ 为 E 和 U 之间的相位差。

考虑风电机组额定容量(S)、最小功率因数(power factor, P_F)的约束,不同 S_{CR} 下无功功率和有功功率之间的关系如图11所示。图11(a)中,在弱电网条件下,随着有功功率的增加,为了满足稳态工作点的要求,无功功率必须增加。例如,如果 S_{CR} 为1.1且最小 P_F 为0.9 pu,则至少需要0.44 pu的无功功率。考虑到风电机组额定容量和最小功率因数(如不小于0.9)的约束,无功功率的大小必须限制在灰色区域内,如图11(b)所示。

图 11 不同 S_{CR} 下无功和有功功率的关系图Fig. 11 Diagram of the relationship between P and Q under different SCR s

全功率风电机组发出不同无功功率时的序阻抗如图 12 所示, 随着无功功率的增加, 全功率风电机组序阻抗和电网阻抗在负电阻范围内的交点向正电阻范围偏移, 系统稳定裕度得到提升。此外, 容性负电阻的大小随着无功功率的增加而减小。

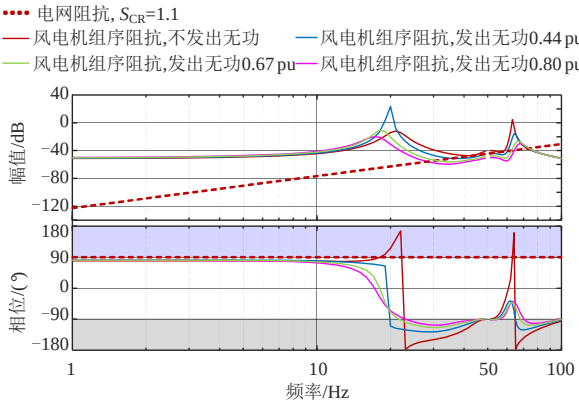


图 12 全功率风电机组发出不同无功功率时的序阻抗
Fig. 12 Sequence Impedance of the full-power wind turbine system with generating different reactive power

然而, 根据图 11, 无功功率通常受到额定容量和最小功率因数的限制。例如, 当功率因数为 0.9 时, 允许产生的最大无功功率为 0.44 pu。然而, 在没有任何振荡抑制措施的条件下, 0.44 pu 的无功功率并不能使系统在极弱电网下维持稳定。因此, 仅通过产生更多无功功率解决极弱电网下的振荡稳定性存在局限性。

3.2 附加有源阻尼提升振荡稳定性的不足

根据 2.1 节负电阻产生原因的分析, 机侧和网侧变流器电流内环均影响系统的负电阻, 现有文献通过在电流内环添加有源阻尼控制解决振荡问题。本节以高通滤波器型有源阻尼^[7]和带阻滤波器型有源阻尼^[5]为例, 在极弱电网条件下, 仅在网侧变流器的电流内环添加有源阻尼。图 13 为阻尼控制对全功率风电机组稳定性的影响分析, 全功率

风电机组发出 0.44 pu 无功功率时, 两种有源阻尼控制都难以改善振荡稳定性, 全功率风电机组序阻抗与电网阻抗在基频附近存在交点, 且稳定裕度小于 0。即使在机侧变流器电流内环控制同时添加带阻滤波器型有源阻尼控制, 全功率风电机组仍旧存在振荡失稳风险。因此, 全功率风电机组发出 0.44 pu 无功功率的条件下, 仅依靠附加有源阻尼控制难以在极弱电网下使全功率风电机组稳定运行。

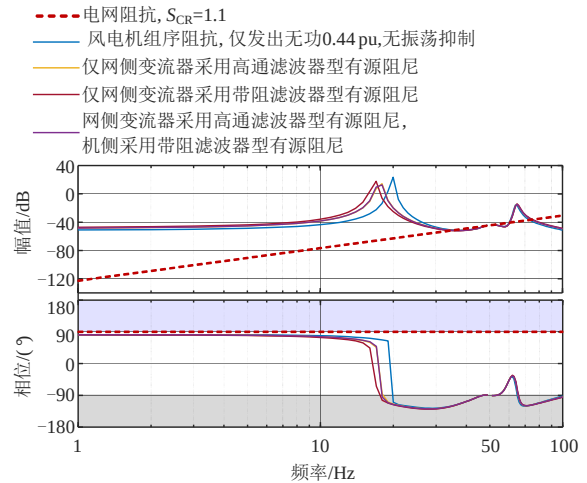


图 13 阻尼控制对全功率风电机组稳定性的影响
Fig. 13 Diagram of the oscillatory stability of full-power wind turbine system affected by active damping methods

利用 Nyquist 稳定判据进行稳定性分析, 得到不同附加有源阻尼控制下风电机组在不同 S_{CR} 下的相位裕度, 如表 1 所示。可以看出, 随着 S_{CR} 降低, 3 种典型有源阻尼控制下系统的相位裕度逐渐减小。具体地, 在 $S_{CR}=2.0$ 的弱电网工况下, HPF 型和 BSF 型有源阻尼可分别提供 12° 和 10° 的相位裕度, 能有效提升系统稳定性, 而 BPF 型有源阻尼下系统的相位裕度仍为负, 无法使系统稳定; 当 S_{CR} 进一步降低 ($S_{CR} \leq 1.5$) 时, 3 种典型有源阻尼策略均无法提供正的相位裕度。

采用 RPHSC 的风电机组 S_{CR} 有效控制范围为 $S_{CR} \in [1.01, \infty]$ 。

4.3 无功功率混合同步控制等效电路模型

由图 15 可知, RPHSC 中无功功率同步控制环节补偿了锁相环输出的角度, RPHSC 输出的角度最终由控制坐标系下的 d 轴电流决定, 如式(21)所示。根据 RPHSC 产生的相角, 控制坐标系与电气坐标系下的电压关系如式(22)所示, 电流的关系如式(23)所示。 q 轴电流被控制为 0, 结合式(21)和(23)可得, RPHSC 产生的相角最终主要由电气坐标系 d 轴电流主导, 如式(24)所示。

$$\Delta\theta_{RPHSC} = -\frac{H_{RPHSC}(s)u_{sq0}}{s}\Delta i_{sd,c} \quad (21)$$

$$\begin{bmatrix} u_{sd,c} \\ u_{sq,c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{sq0} \\ -u_{sd0} \end{bmatrix} \Delta\theta_{RPHSC} + \begin{bmatrix} \Delta u_{sd,s} \\ \Delta u_{sq,s} \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sd,c} \\ i_{sq,c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sq0} \\ -i_{sd0} \end{bmatrix} \Delta\theta_{RPHSC} + \begin{bmatrix} i_{sd,s} \\ i_{sq,s} \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$\Delta\theta_{RPHSC} = \frac{1}{s} \Delta i_{sd,s} \approx -\frac{H_{RPHSC}(s)u_{sq0}}{H_{RPHSC}(s)u_{sq0} - i_{sq0}} \Delta i_{sd,s} \approx 0 \quad (24)$$

因此, 联立式(22)和(24), 可得控制系统坐标系下的电压如式(25)所示, 联立式(23)和(24)可得控制系统坐标系下的电流如式(26)所示。

$$\begin{bmatrix} \Delta u_{sd,c} \\ \Delta u_{sq,c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -H_{RPHSC}(s)u_{sq0}^2 & 0 \\ H_{RPHSC}(s)u_{sq0}u_{sd0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{sd,s} \\ \Delta i_{sq,s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta u_{sd,s} \\ \Delta u_{sq,s} \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{sd,c} \\ \Delta i_{sq,c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -H_{RPHSC}(s)u_{sq0}i_{sq0} & 0 \\ H_{RPHSC}(s)u_{sq0}i_{sd0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{sd,c} \\ \Delta i_{sq,c} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta i_{sd,s} \\ \Delta i_{sq,s} \end{bmatrix} \quad (26)$$

忽略机侧控制动态、网侧变流器的外环控制以及解耦和前馈项, 网侧变流器控制输出的调制电压如式(27)所示。

$$H_1 \begin{bmatrix} \Delta I_{Gdref} - \Delta i_{sd,c} \\ \Delta I_{Gqref} - \Delta i_{sq,c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta u_{GSCd,c} \\ \Delta u_{GSCq,c} \end{bmatrix} \quad (27)$$

联立式(25)~(27), 式(27)可等效为式(28)。因此, 计及网侧变流器交流侧滤波器影响, 仅考虑电流内环控制和 RPHSC 时, 能反映网侧变流器控制动态的电压电流关系如式(29)所示, G_{RPHSCI} 和 G_{RPHSCU} 如附式(A20)所示。根据式(29), 采用 RPHSC

后网侧变流器等效电路与电路参数如图 17 所示。

由图 17 可知, 采用 RPHSC 后, q 轴等效电路主要由电流内环主导的线性电路元件组成, 锁相环在 q 轴引入的负电阻被消除。 d 轴等效电路中 u_{sq0} 较小, 负电阻可以被忽略。

$$\begin{bmatrix} \Delta u_{GSCd,s} \\ \Delta u_{GSCq,s} \end{bmatrix} = -H_1 \begin{bmatrix} -H_{RPHSC}(s)u_{sq0}i_{sq0} & 0 \\ H_{RPHSC}(s)u_{sq0}i_{sd0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{sd,s} \\ \Delta i_{sq,s} \end{bmatrix} - H_1 \begin{bmatrix} \Delta i_{sd,s} \\ \Delta i_{sq,s} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -H_{RPHSC}(s)u_{sq0}^2 & 0 \\ H_{RPHSC}(s)u_{sq0}u_{sd0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{sd,s} \\ \Delta i_{sq,s} \end{bmatrix} \quad (28)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta u_{sd,s} \\ \Delta u_{sq,s} \end{bmatrix} = -(H_1 + Z_{dqf} + H_1 G_{RPHSCI} + G_{RPHSCU}) \begin{bmatrix} \Delta i_{sd,s} \\ \Delta i_{sq,s} \end{bmatrix} \quad (29)$$

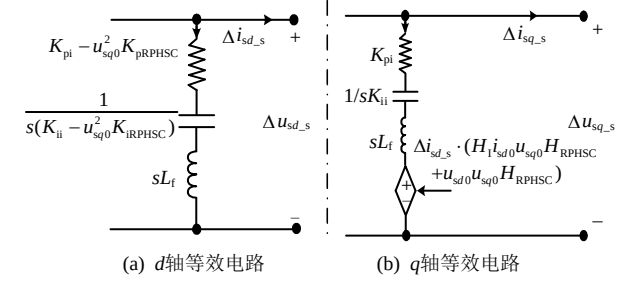


图 17 采用 RPHSC 的网侧变流器等效电路

Fig. 17 Equivalent circuit diagram of GSC with RPHSC

考虑机侧和网侧控制动态, 含有 RPHSC 的全功率风电机组在极弱电网下的序阻抗如图 18 所示。当 $H_{RPHSC}(s)$ 采用 PI 控制时, 全功率风电机组的阻抗曲线如图 18 中黄色曲线所示。此时, 在输出 0.44 pu 的无功功率水平下, 基频附近的容性负电阻得到改善, 系统振荡稳定性得到提升。当 $H_{RPHSC}(s)$ 采用比例控制时, 全功率风电机组的阻抗曲线如图 18 中黑色曲线所示, 在变流器发出 0.72 pu 无功

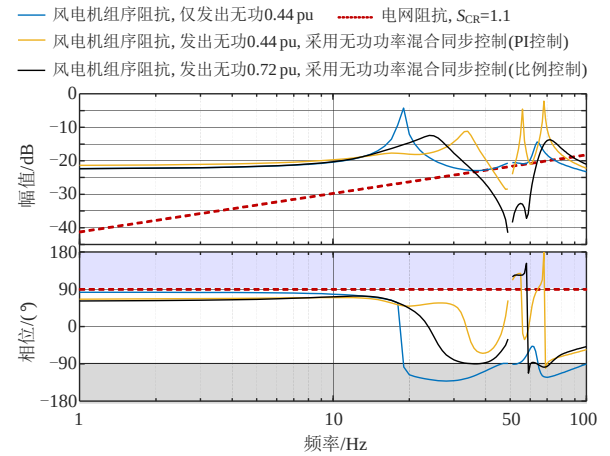


图 18 采用 RPHSC 的全功率风电机组序阻抗图

Fig. 18 Diagram of sequence impedance of full-power wind turbine system using RPHSC

功率条件下，基频附近的容性负电阻才可被抑制。

表 2 为基于 RPHSC 的风电机组在不同 S_{CR} 下的相位裕度。所提 RPHSC 策略在不同 S_{CR} 下均能提供正的相位裕度，且相位裕度较大，验证了 RPHSC 策略在不同 S_{CR} 条件下的适用性。

表 2 RPHSC 在不同 S_{CR} 下的相位裕度
Table 2 Phase margin affected by RPHSC under different S_{CR}

RPHSC 策略	短路比及相位裕度				
	S_{CR}	S_{CR}	S_{CR}	S_{CR}	S_{CR}
RPHSC(PI 控制)	30°	32°	31°	29°	35°
RPHSC(比例控制)	35°	37°	30°	25°	33°

5 仿真及实验验证

5.1 仿真验证

基于 Matlab/Simulink 搭建图 1 所示全功率风电系统的仿真模型，额定功率为 4.5 MW，直流侧电压为 1.12 kV，交流侧电压为 0.69 kV。机侧定子电阻 R_m 为 46.1 mΩ，同步电抗 L_R 为 17.2 mH，极对数 n_p 为 32，转子角速度 ω_R 为 2 rad/s，磁链 ψ_f 为 8.4 Wb。网侧变流器的滤波器电感 L_f 为 30 μH，直流电容 C_{dc} 为 32 640 μF，控制系统参数如表 3 所示。

表 3 全功率风电机组控制系统参数

Table 3 Parameters of control system in full-power wind turbine system

变流器	控制参数	数值
机侧变流器	电流内环 PI(K_{pim}, K_{iim})	0.148 5, 64.118 8
	转矩外环 PI(K_{pt}, K_{it})	0.000 130 2, 0.163 6
	电流内环 PI(K_{pi}, K_{ii})	0.039, 25.16
网侧变流器	锁相环 PI(K_{pPLL}, K_{iPLL})	130, 8 388
	直流电压外环 PI(K_{pvdc}, K_{ivdc})	3.731, 161.085
	无功功率外环 PI(K_{ppq}, K_{ipq})	0.000 095, 0.120

设定 S_{CR} 为 1.1，如果全功率风电机组不采取任何振荡抑制措施，系统振荡失稳，功率波形如图 19(a)所示。如果发出 0.8 pu 的无功功率，系统可以维持稳定运行，但会导致全功率风电机组的额定容量增加，功率因数降低为 0.747，如图 19(b)所示。如果机侧变流器采用带阻滤波器型有源阻尼控制、网侧变流器采用高通滤波器型有源阻尼控制，在极弱电网条件下，为了使功率因数不低于 0.9，仅发出 0.44 pu 无功功率时，由图 19(c)可以看出，虽然系统阻尼得到一定改善，但仍无法使系统稳定运行。在极弱电网条件下，不对机侧变流器做任何改动，仅在网侧变流器使用 RPHSC，RPHSC 采用 PI

控制时，发出 0.44 pu 无功功率情况下，系统可以稳定运行，如图 19(d)所示。RPHSC 采用比例控制时，系统可以稳定运行，但变流器发出 0.72 pu 无功功率，难以准确跟踪 0.44 pu 的参考值，如图 19(e)所示，与理论分析吻合。如果 S_{CR} 降低为临界值 1.01，采用 RPHSC(PI 控制)的全功率风电机组的功率波形如图 19(f)所示，发出 0.44 pu 无功功率情况下，系统仍稳定运行。

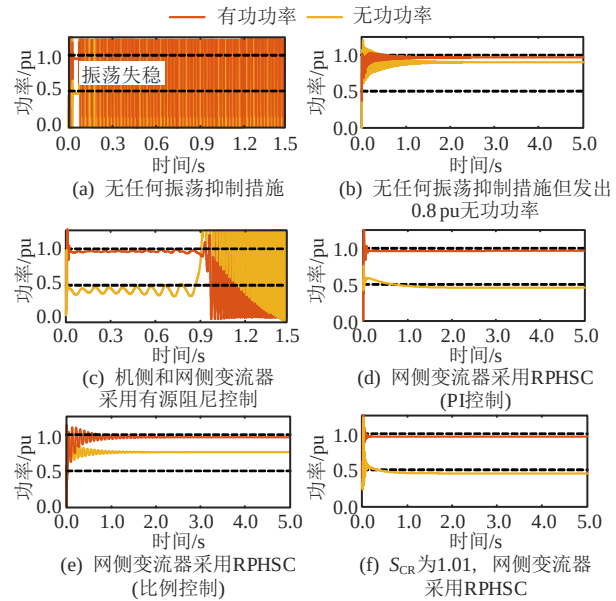


图 19 极弱电网下全功率风电机组功率波形

Fig. 19 Power waveforms of full-power wind turbine system under the ultra-weak grid condition

图 20 验证了 S_{CR} 为 1.1 的极弱电网条件下采用 RPHSC 的全功率风电机组的动态特性，分别设置有功功率参考值和无功功率参考值在不同时刻阶跃变化，系统均可以维持稳定运行，证明采用 RPHSC 的全功率风电机组具有良好的动态性能。

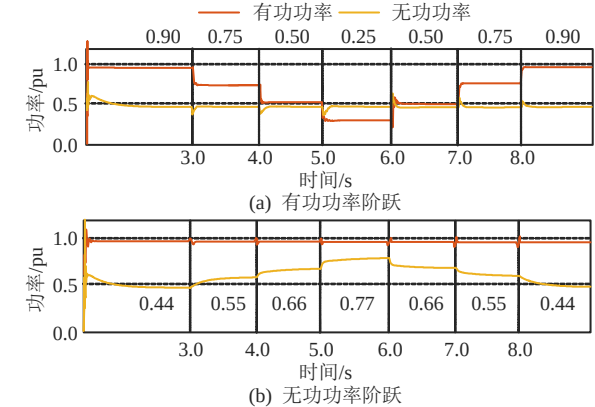


图 20 功率阶跃波形

Fig. 20 Power step waveform

5.2 实验验证

为了进一步验证所提方法的有效性，基于远宽

MT 8020 实时仿真器构建全功率风电机组的控制器硬件在环实验平台, 如图 21 所示。主电路由主机 PC 通过 StarSim HIL 软件导入 MT 8020 实时仿真器的 FPGA 中运行, 控制算法在 MT 1070 快速控制原型机(数字控制器, 双核 ARM Cortex-A9 CPU, 主频 800MHz, Xilinx Zynq FPGA)中执行, 实时仿真器通过接线盒与快速控制原型机进行信号连接。

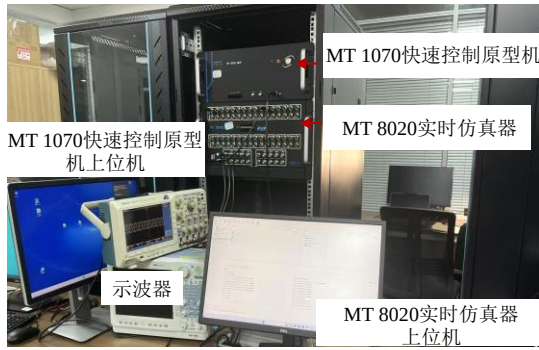


图 21 控制器硬件在环实验平台

Fig. 21 HIL experimental platform

实验结果如图 22 所示, S_{CR} 为 1.1。未加任何振荡抑制措施且发出 0.44 pu 无功功率的情况下, 系统振荡失稳, 如图 22(a)所示。在相同 S_{CR} 和无功功率水平下, 在网侧变流器添加有源阻尼控制, 系统的阻尼得到一定提升, 但仍无法使得系统稳

定, 如图 22(b)所示。在网侧变流器采用 RPHSC 且发出 0.44 pu 无功功率的情况下, 系统维持稳定, 如图 22(c)所示。

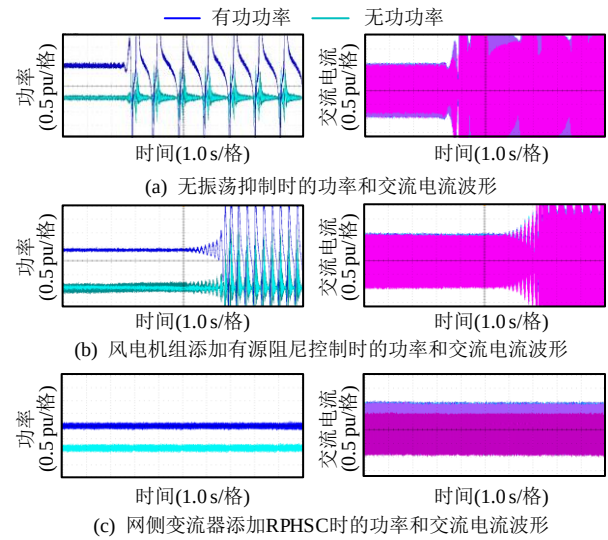


图 22 极弱电网下实验波形

Fig. 22 Experimental waveforms under ultra-weak grid condition

为了进一步对比典型有源阻尼控制与所提 RPHSC 策略在不同 S_{CR} 条件下的稳定性能, 分别设置 $S_{CR}=1.5$ 、2.0、3.0, 通过改变机组有功功率大小来观察系统稳定状态, 如图 23 所示。

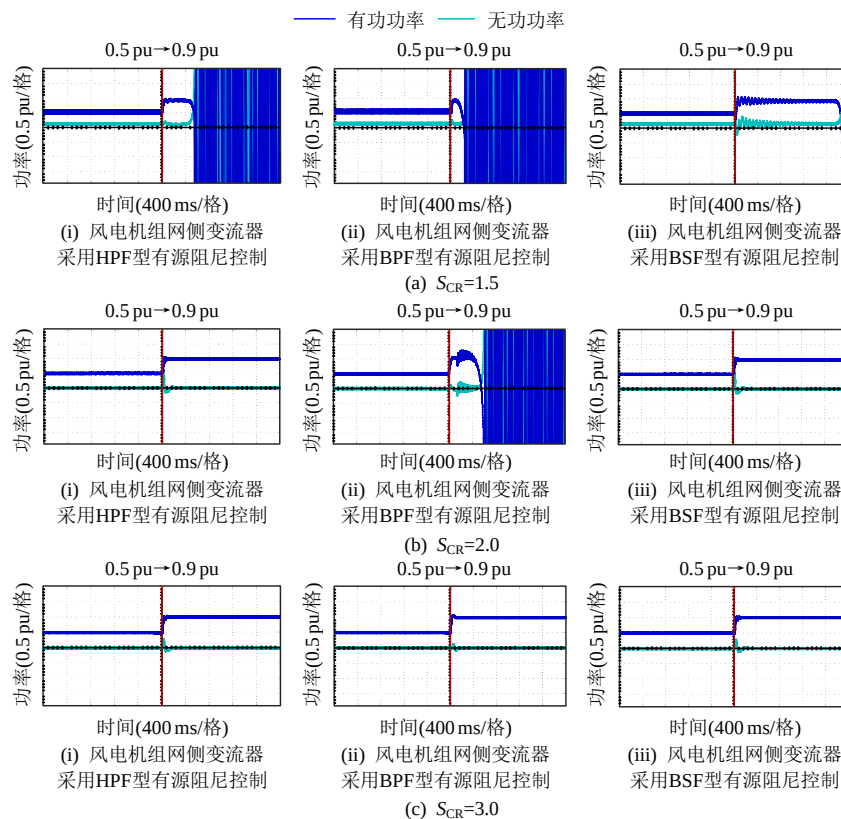


图 23 3 种典型有源阻尼控制的风电机组在不同 S_{CR} 条件下的实验波形

Fig. 23 Experimental waveforms under different S_{CR} when WTS adopts the active damping method

当 $S_{CR}=1.5$ 时,风电机组输出有功功率由 0.5 pu 提升至 0.9 pu,采用 3 种典型有源阻尼控制的风电机组仍会出现振荡失稳现象,如图 23(a)所示。当 $S_{CR}=2.0$ 时,风电机组输出功率由 0.5 pu 提升至 0.9 pu,采用 HPF 和 BSF 型有源阻尼控制方案可以使系统稳定运行,而采用 BPF 型有源阻尼时,系统仍会出现振荡失稳现象,如图 23(b)所示;当 $S_{CR}=3.0$ 时,风电机组输出功率由 0.5 pu 提升至 0.9 pu,采用 3 种典型有源阻尼控制的风电机组均可以稳定运行,如图 23(c)所示。 $S_{CR}=5.0$ 时,功率波形与 $S_{CR}=3.0$ 类似,不再重复给出,实验结果与表 1 的理论分析结果一致。

图 24 所示为基于 RPHSC 的风电机组在 S_{CR} 下的实验波形。可以看出,采用所提 RPHSC 策略的风电机组在不同 S_{CR} 下均能够稳定运行,验证了表 2 中系统相位裕度的理论分析结果。

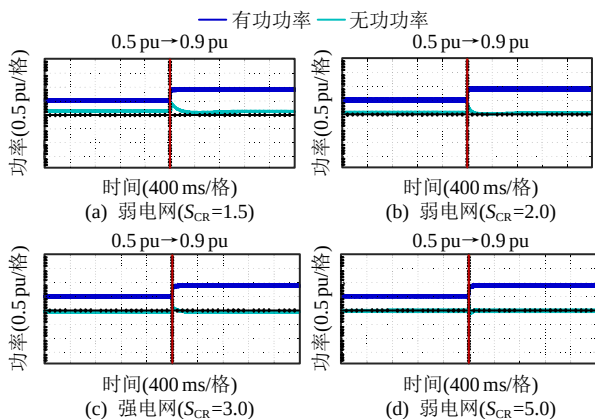


图 24 基于 RPHSC 的风电机组
在不同 S_{CR} 条件下的实验波形

Fig. 24 Experimental waveforms under different grid condition when the WTS adopts RPHSC

实验结果证明,有源阻尼控制可以在 S_{CR} 为 2.0 左右的弱电网条件下提升系统稳定性,但在极弱电网条件下难以维持系统稳定。RPHSC 控制策略具有优异的电网适应性,能够确保风电机组在从极弱电网到强电网的全工况范围内稳定运行。

6 结论

本文将跟网型全功率风电机组的机侧和网侧变流器控制环节可视化为由虚拟阻抗构成的电路模型,从电路的角度揭示了极弱电网条件下跟网型全功率风电机组的振荡失稳机理,并提出一种基于锁相环和无功功率混合同步的控制方法,有效改善了极弱电网条件下跟网型全功率风电机组的并网稳定性。与现有典型有源阻尼控制进行实验对比,

验证了所提方法在不同 S_{CR} 条件下的适用性。主要结论如下:

1) 基于等效电路模型分别揭示了网侧变流器锁相环、直流电压控制以及机侧控制动态在 q 轴和 d 轴等效电路中引入负电阻的主要原因。 dq 域出现的负电阻导致全功率风电机组在序阻抗的基频附近呈现出容性负电阻特性。在极弱电网条件下,全功率风电机组与交流电网的阻抗曲线相交于基频附近,导致现有的阻尼控制方法难以在最小无功功率水平下提升系统的振荡稳定性。

2) 提出的无功功率混合同步控制策略能够消除弱电网下锁相环引入的负电阻,从而增强系统的振荡稳定性。同时,该策略不会损害全功率风电机组的动态特性,能够在输出较小无功功率的情况下,实现跟网型全功率风电机组在全运行工作点和宽 S_{CR} 条件下稳定运行。

参考文献

- [1] 辛焕海,王宇轩,刘晨曦,等.提高新能源场站稳定性的构网型与跟网型变流器容量配比估算[J].中国电机工程学报,2024,44(14): 5463-5472.
XIN Huanhai, WANG Yuxuan, LIU Chenxi, et al. Estimation of capacity ratios between grid-forming and grid-following converters for improving the stability of renewable energy stations[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(14): 5463-5472(in Chinese).
- [2] 张东辉,陈新.基于阻抗视角的新能源发电系统宽频振荡抑制技术综述[J].中国电机工程学报,2024,44(24): 9672-9690.
ZHANG Donghui, CHEN Xin. Overview of broadband oscillation mitigation of new energy generation power system based on impedance perspective[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(24): 9672-9690(in Chinese).
- [3] 郭春义,王烨,赵成勇.直流输电系统的小信号稳定性[M].北京:科学出版社,2019.
GUO Chunyi, WANG Ye, ZHAO Chengyong. Small signal stability of HVDC system[M]. Beijing: Science Press, 2019(in Chinese).
- [4] 高本锋,刘洋洋,王潇.基于路径分析法的直驱风电场经柔直并网系统次同步振荡机理分析[J].中国电机工程学报,2023,43(17): 6646-6659.
GAO Benfeng, LIU Yangyang, WANG Xiao. Subsynchronous oscillation mechanism analysis of direct-drive wind farm with VSC-HVDC system based on path analysis method[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(17): 6646-6659(in Chinese).
- [5] 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).
- [6] 曾正, 邵伟华, 宋春伟, 等. 电压源逆变器典型控制方法的电路本质分析[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(18): 4980-4989.
- ZENG Zheng, SHAO Weihua, SONG Chunwei, et al. Circuit-based analysis of typical control schemes of voltage-source inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(18): 4980-4989(in Chinese).
- [7] 高磊, 吕敬, 马骏超, 等. 基于电路等效的并网逆变器失稳分析与稳定控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(8): 2325-2341.
- GAO Lei, LÜ Jing, MA Junchao, et al. Instability analysis and stability control of grid-connected inverter based on impedance circuit equivalent[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(8): 2325-2341(in Chinese).
- [8] 吕敬, 蔡旭. 提高风场柔直并网系统稳定性的控制器参数优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(2): 431-443.
- LÜ Jing, CAI Xu. Controller parameters optimization design for enhancing the stability of wind farm with VSC-HVDC system[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(2): 431-443(in Chinese).
- [9] SHAIR Jan, XIE Xiaorong, YAN Gangui. Mitigating subsynchronous control interaction in wind power systems: existing techniques and open challenges [J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2019, 108: 330-346.
- [10] 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.
- LÜ 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).
- [11] ZHU Donghai, ZHOU Shiyang, ZOU Xudong, et al. Improved design of PLL controller for LCL-type grid-connected converter in weak grid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(5): 4715-4727.
- [12] RAO Yiming, LYU Jing, WANG Yifan. Adaptive mitigation control for wideband oscillations of offshore wind farms with MMC-HVDC system[J]. CSEE Journal of Power and Energy Systems, 2025, 11(1): 208-216.
- [13] 詹长江, 吴恒, 王雄飞, 等. 构网型变流器稳定性研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(6): 2339-2358.
- ZHAN Changjiang, WU Heng, WANG Xiongfei, et al. An overview of stability studies of grid-forming voltage source converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(6): 2339-2358(in Chinese).
- [14] WANG Xiongfei, TAUL M G, WU Heng, et al. Grid-synchronization stability of converter-based resources-an overview[J]. IEEE Open Journal of Industry Applications, 2020, 1: 115-134.
- [15] 刘辉, 于思奇, 孙大卫, 等. 构网型变流器控制技术及原理综述[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(1): 277-296.
- LIU Hui, YU Siqi, SUN Dawei, et al. An overview of control technologies and principles for grid-forming converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(1): 277-296(in Chinese).
- [16] ROSSO R, ENGELKEN S, LISERRE M. On the implementation of an FRT strategy for grid-forming converters under symmetrical and asymmetrical grid faults [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(5): 4385-4397.
- [17] 黄谨, 袁小明, 王思成. 面向系统多尺度动态分析的基于环节激励-响应关系的变换器并网设备级联多尺度建模方法[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(14): 5467-5479.
- HUANG Jin, YUAN Xiaoming, WANG Sicheng. Cascaded multi-timescale modeling method of power electronic-interfaced device based on stimulation-response relationships of components for multi-timescale dynamic analysis of power systems [J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(14): 5467-5479(in Chinese).
- [18] 张琛, 蔡旭, 李征. 电压源型并网变流器的机-网电气振荡机理及稳定判据研究[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(11): 3174-3183.
- ZHANG Chen, CAI Xu, LI Zheng. Stability criterion and mechanisms analysis of electrical oscillations in the grid-tied VSC system[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(11): 3174-3183(in Chinese).
- [19] LIU Teng, WANG Xiongfei. Physical insight into hybrid-synchronization-controlled grid-forming inverters under large disturbances[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(10): 11475-11480.
- [20] HARNEFORS L, KUKKOLA J, ROUTIMO M, et al. A universal controller for grid-connected voltage-source converters[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(5): 5761-5770.
- [21] ASENSIO A P, GÓMEZ S A, RODRIGUEZ-AMENEDO J L, et al. Reactive power synchronization method for voltage-sourced converters[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2019, 10(3): 1430-1438.
- [22] CARDIEL-ALVAREZ M Á, RODRIGUEZ-AMENEDO J L, ARNALTES S, et al. Modeling and control of LCC

- rectifiers for offshore wind farms connected by HVDC links[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32(4): 1284-1296.
- [23] 肖晃庆, 黄小威, 李岩, 等. 适用于二极管不控整流送出的海上风电机组无功功率同步控制策略[J]. 高电压技术, 2022, 48(10): 3820-3828.
- XIAO Huangqing, HUANG Xiaowei, LI Yan, et al. Reactive power-synchronization control for offshore wind turbines connected to diode rectifier[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(10): 3820-3828(in Chinese).
- [24] GU Yunjie, GREEN T C. Power system stability with a high penetration of inverter-based resources [J]. Proceedings of the IEEE, 2023, 111(7): 832-853.
- [25] ZHAO Tong, ZHANG Chi, WU Chao, et al. Mechanistic comparison between Phase-Locked loop and reactive power-based synchronization for the grid connected converters under a weak grid[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2024, 156: 109720.
- [26] 陈哲, 朱淼, 侯川川, 等. 复合型功率同步逆变器: 序阻抗建模与并网特性[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(5): 1927-1939.
- CHEN Zhe, ZHU Miao, HOU Chuanchuan, et al. Compound power synchronized inverters: sequence impedance modelling and grid integration characteristics [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(5): 1927-1939(in Chinese).
- [27] HUANG Linbin, XIN Huanhai, LI Zhiyi, et al. Grid-synchronization stability analysis and loop shaping for PLL-based power converters with different reactive power control[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2020, 11(1): 501-516.
- [28] YANG Dongsheng, WANG Xiongfei, LIU Fangcheng, et al. Adaptive reactive power control of PV power plants for improved power transfer capability under ultra-weak grid conditions[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(2): 1269-1279.
- [29] 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.
- [30] 薛涛, 吕敬, 王凯, 等. 海上全功率风电机组精细化阻抗建模及电网侧耦合分析[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(12): 4303-4318.
- XUE Tao, LYU Jing, WANG Kai, et al. Accurate impedance modeling of an offshore full-power wind turbine system and analysis of the coupling characteristics between machine-and grid-side systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(12): 4303-4318(in Chinese).
- [31] 郑长明, 董萱萱, 肖子语, 等. 基于虚拟电阻有源阻尼的 LC 滤波型永磁同步电机系统预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(22): 6059-6069.
- ZHENG Changming, DONG Xuanxuan, XIAO Ziyu, et al. Virtual resistance active damping based predictive current control of LC-filtered permanent magnet synchronous motor system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(22): 6059-6069(in Chinese).

附录 A

1) 电流内环控制等效电路参数。

式(2)中矩阵 $\mathbf{Z}_{in}$ 如式(A1)所示。

$$\begin{cases} \mathbf{Z}_{in} = \mathbf{H}_1 + \mathbf{Z}_{dqf} - k_{dec} \mathbf{D}_{dec} \\ \mathbf{Z}_{indd}(s) = \mathbf{Z}_{inqq}(s) = \mathbf{H}_1(s) + \mathbf{R}_f + s\mathbf{L}_f \\ \mathbf{Z}_{dqf} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_f + s\mathbf{L}_f & -\omega_0 \mathbf{L}_f \\ \omega_0 \mathbf{L}_f & \mathbf{R}_f + s\mathbf{L}_f \end{bmatrix} \\ \mathbf{D}_{dec} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_0 \mathbf{L}_f \\ \omega_0 \mathbf{L}_f & 0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (A1)$$

式中: $\mathbf{H}_1$ 为电流内环的 PI 控制器, $\mathbf{H}_1(s) = \mathbf{K}_{pi} + \mathbf{K}_{iv}/s$, 矩阵 $\mathbf{H}_1$ 是 $\mathbf{H}_1$ 组成的二维对角矩阵; 矩阵 $\mathbf{D}_{dec}$ 为解耦项; 矩阵 $\mathbf{Z}_{dqf}$ 为交流滤波器阻抗。

2) 无功功率外环控制等效电路参数。

$$\begin{cases} \mathbf{A}_{udcq} = \frac{3}{2} \mathbf{H}_q(s) \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & k_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sd0} & u_{sq0} \\ u_{sq0} & -u_{sd0} \end{bmatrix} \\ \mathbf{A}_{idcq} = \frac{3}{2} \mathbf{H}_q(s) \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & k_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd0} & i_{sq0} \\ -i_{sq0} & i_{sd0} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (A2)$$

$$\begin{cases} \mathbf{Z}_{in_Qdd}(s) = \mathbf{H}_1(s) + \mathbf{R}_f + s\mathbf{L}_f \\ \mathbf{Z}_{in_Qqd}(s) = -1.5k_q \mathbf{H}_1(s) \mathbf{H}_q(s) u_{sq0} \\ \mathbf{Z}_{in_Qqq}(s) = \mathbf{H}_1(s) + \mathbf{R}_f + s\mathbf{L}_f + 1.5k_q u_{sd0} \mathbf{H}_1(s) \mathbf{H}_q(s) \end{cases} \quad (A3)$$

$$\begin{cases} \mathbf{R}_{ind} = \mathbf{R}_f + \mathbf{K}_{pi}, \mathbf{L}_{ind} = \mathbf{L}_f, \mathbf{C}_{ind} = \mathbf{K}_{ii} \\ \mathbf{R}_{inq} = \mathbf{R}_f + \mathbf{K}_{pi} + u_{sd0} \mathbf{K}_{pq} \mathbf{K}_{pi} - u_{sd0} \mathbf{K}_{ii} \mathbf{K}_{iq} / \omega^2, \\ \mathbf{L}_{inq} = \mathbf{L}_f, \mathbf{C}_{inq} = \mathbf{K}_{ii} + u_{sd0} \mathbf{K}_{pi} \mathbf{K}_{iq} + u_{sd0} \mathbf{K}_{ii} \mathbf{K}_{pq} \end{cases} \quad (A4)$$

$$\begin{cases} \mathbf{R}_{Qq} = \frac{\mathbf{R}_f + \mathbf{K}_{pi}}{1.5\mathbf{H}_1(s)k_q \mathbf{H}_q(s) i_{sd0}} + \frac{u_{sd0}}{i_{sd0}} \\ \mathbf{L}_{Qq} = \frac{\mathbf{L}_f}{1.5\mathbf{H}_1(s)k_q \mathbf{H}_q(s) i_{sd0}} \\ \mathbf{C}_{Qq} = \frac{\mathbf{K}_{ii}}{1.5\mathbf{H}_1(s)k_q \mathbf{H}_q(s) i_{sd0}} \end{cases} \quad (A5)$$

$$\mathbf{G}_{qdQ}(s) = -1.5k_q \mathbf{H}_1(s) \mathbf{H}_q(s) i_{sq0} \mathbf{Z}_{indd}^{-1} \quad (A6)$$

式中: $\mathbf{H}_q$ 为无功功率控制的 PI 控制器; $\mathbf{H}_q(s) = \mathbf{K}_{pq} + \mathbf{K}_{iq}/s$ 。网侧变流器吸收或发出无功功率由 k_q 决定, 不考虑无功功率控制时 k_q 取 0。

3) 直流电压外环控制等效电路参数。

$\mathbf{Y}_{dcG}$ 代表直流侧导纳, $\mathbf{P}_m$ 代表机侧变流器传输功率, $\mathbf{Y}_{dcG} = -\mathbf{P}_m / u_{dc0}^2 + s\mathbf{C}_{dc}$ 。 $\mathbf{M} = \mathbf{D} - \mathbf{E} \mathbf{Z}_{in_Q}^{-1} \mathbf{B}$, $\mathbf{H} = \mathbf{F} - \mathbf{E} \mathbf{Z}_{in_Q}^{-1} \mathbf{C}$, 矩阵 $\mathbf{B}$ 、 $\mathbf{C}$ 、 $\mathbf{D}$ 、 $\mathbf{E}$ 、 $\mathbf{F}$ 如式(A8)所示。

$$\mathbf{G} = \mathbf{C}[-\mathbf{Y}_{\text{dcG}} \mathbf{I} - \mathbf{H}]^{-1} \mathbf{M} = \begin{bmatrix} G_{dd}(s) & G_{dq}(s) \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A7})$$

$$\begin{cases} \mathbf{B} = \mathbf{I} + \mathbf{H}_1(s) \mathbf{G}_{\text{IPLL}} + \mathbf{G}_{\text{VPLL}} - \mathbf{D}_{\text{dec}} \mathbf{G}_{\text{IPLL}} - \mathbf{H}_1(s) \mathbf{A}_{\text{idcq}} \\ \mathbf{C} = -\mathbf{H}_1(s) \mathbf{H}_{\text{dc}} \\ \mathbf{D} = \frac{1.5}{u_{\text{dc0}}} [i_{\text{sd0}} \quad i_{\text{sq0}}] \\ \mathbf{E} = \frac{1.5}{u_{\text{dc0}}} ([u_{\text{sd0}} \quad u_{\text{sq0}}] + [i_{\text{sd0}} \quad i_{\text{sq0}}] \mathbf{Z}_{\text{dqf}}) \\ \mathbf{F} = [-P_m / u_{\text{dc0}}^2] \end{cases} \quad (\text{A8})$$

$$R_{\text{ddc}} = \frac{R_f + K_{\text{pi}}}{G_{dd}(s)}, L_{\text{ddc}} = \frac{L_f}{G_{dd}(s)}, C_{\text{ddc}} = \frac{K_{\text{ii}}}{G_{dd}(s)} \quad (\text{A9})$$

4) 锁相环等效电路参数。

$$\begin{cases} \mathbf{G}_{\text{IPLL}} = \begin{bmatrix} 0 & i_{q0}^s G_{\text{PLL}}(s) \\ 0 & -i_{d0}^s G_{\text{PLL}}(s) \end{bmatrix} \\ \mathbf{G}_{\text{VPLL}} = \begin{bmatrix} 0 & u_{q0}^s G_{\text{PLL}}(s) \\ 0 & -u_{d0}^s G_{\text{PLL}}(s) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{A10})$$

$G_{\text{PLLd}}(s)$ 和 $G_{\text{PLLq}}(s)$ 如式(A11)所示。

$$\begin{cases} G_{\text{PLLd}}(s) = H_1(s) \cdot [i_{sq0} G_{\text{PLL}}(s)] + [u_{sq0} G_{\text{PLL}}(s)] \\ G_{\text{PLLq}}(s) = -i_{sd0} G_{\text{PLL}}(s) \cdot [H_1(s) + u_{sd0} / i_{sd0}] \end{cases} \quad (\text{A11})$$

式(A11)中 $G_{\text{PLL}}(s)$ 如式(A12)所示, $\Delta\theta_G$ 为锁相环输出角度的小信号分量。

$$\Delta\theta_G = \frac{K_{\text{pPLL}} + K_{\text{iPLL}}/s}{u_{\text{sd0}}(s + K_{\text{pPLL}} + K_{\text{iPLL}}/s)} \cdot \Delta u_{\text{sq},s} \quad (\text{A12})$$

$$\begin{cases} R_{\text{PLLq}} = \frac{R_f + K_{\text{pi}} + 1.5k_q u_{\text{sd0}} K_{\text{pq}} K_{\text{pi}} - 1.5k_q u_{\text{sd0}} K_{\text{ii}} K_{\text{iq}} / \omega^2}{G_{\text{PLLq}}(s)} \\ L_{\text{PLLq}} = L_f / G_{\text{PLLq}}(s) \\ C_{\text{PLLq}} = \frac{G_{\text{PLLq}}(s)}{K_{\text{ii}} + 1.5k_q u_{\text{sd0}} K_{\text{pi}} K_{\text{iq}} + 1.5k_q u_{\text{sd0}} K_{\text{ii}} K_{\text{pq}}} \end{cases} \quad (\text{A13})$$

5) 机侧变流器等效电路参数。

$$Y_{\text{dcGM}} = -\frac{P_m}{u_{\text{dc0}}^2} + sC_{\text{dc}} - 1.5 \left[\frac{u_{\text{md}}}{u_{\text{dc0}}} \quad \frac{u_{\text{mq}}}{u_{\text{dc0}}} \right] \cdot \mathbf{c} - \mathbf{d} \cdot \mathbf{e} \cdot \mathbf{c} \quad (\text{A14})$$

矩阵 $\mathbf{c}$ 、 $\mathbf{d}$ 、 $\mathbf{e}$ 如式(A15)所示。式(A15)中矩阵 $\mathbf{Z}_{dq1}$ 、 $\mathbf{Z}_{dq2}$ 如式(A16)所示。

$$\begin{cases} \mathbf{c} = \frac{1}{\mathbf{Z}_{dq2}} \begin{bmatrix} u_{\text{md0}} & u_{\text{mq0}} \\ u_{\text{dc0}} & u_{\text{dc0}} \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{e} = \left[\frac{1}{\mathbf{Z}_{dq1}} + \frac{1}{\mathbf{Z}_{dq2}} \right]^{-1} \\ \mathbf{d} = 1.5 \left\{ \begin{bmatrix} i_{\text{md0}} & i_{\text{mq0}} \\ u_{\text{dc0}} & u_{\text{dc0}} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{\text{md0}} & u_{\text{mq0}} \\ u_{\text{dc0}} & u_{\text{dc0}} \end{bmatrix} \frac{1}{\mathbf{Z}_{dq2}} \right\} \end{cases} \quad (\text{A15})$$

$$\begin{cases} \mathbf{Z}_{dq1} = \begin{bmatrix} R_m + sL_R & -\omega_R L_R \\ \omega_R L_R & R_m + sL_R \end{bmatrix} \\ \mathbf{Z}_{dq2} = \begin{bmatrix} H_{\text{mc}}(s) & -\omega_R L_R \\ \omega_R L_R & 1.5H_{\text{mc}}(s)H_t(s)n_p\Psi_f + H_{\text{mc}}(s) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{A16})$$

6) dq 域阻抗向传统序域阻抗转换公式。

$$\begin{cases} \mathbf{Z}_{\text{WTSdq}\pm} = \mathbf{A}_Z \cdot \begin{bmatrix} Z_{\text{WTSdd}} & Z_{\text{WTSdq}} \\ Z_{\text{WTSqd}} & Z_{\text{WTSqq}} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{A}_Z^{-1} = \begin{bmatrix} Z_{\text{WTSpp}} & Z_{\text{WTSpn}} \\ Z_{\text{WTSnp}} & Z_{\text{WTSnn}} \end{bmatrix} \\ \mathbf{Y}_{\text{WTSdq}\pm} = \begin{bmatrix} Y_{\text{WTSpp}} & Y_{\text{WTSpn}} \\ Y_{\text{WTSnp}} & Y_{\text{WTSnn}} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{A17})$$

$$Z_{\text{WTS}}(s) = Z_{\text{WTSpp}}(s_p) - \frac{Z_{\text{WTSpn}}(s_p) \cdot Z_{\text{WTSnp}}(s_p)}{Z_{\text{WTSnn}}(s_p) + Z_{\text{nn}}(s_p)} \quad (\text{A18})$$

$$Z_{\text{WTSn}}(s) = Z_{\text{WTSnn}}(s_n) - \frac{Z_{\text{WTSpn}}(s_n) \cdot Z_{\text{WTSnp}}(s_n)}{Z_{\text{WTSpp}}(s_n) + Z_{\text{pp}}(s_n)} \quad (\text{A19})$$

式中: $Z_{\text{WTS}}(s)$ 和 $Z_{\text{WTSn}}(s)$ 分别为正序和负序阻抗; 考虑频率偏移, $s_p = s - j\omega_0$, $s_n = s + j\omega_0$; $Z_{\text{pp}}(s)$ 和 $Z_{\text{nn}}(s)$ 分别为交流电网改进序域阻抗对角线元素, 交流电网正序阻抗 $Z_{\text{pg}}(s) = Z_{\text{ppg}}(s_p) = sL_g + j\omega_0 L_g$, 交流电网负序阻抗 $Z_{\text{ng}}(s) = Z_{\text{nn}}(s_n) = sL_g - j\omega_0 L_g$; ω_0 为基频角频率; $\mathbf{A}_Z = 0.5[1, j; 1, -j]$; $\mathbf{Z}_{\text{WTSdq}\pm}$ 为二维改进序域阻抗; $\mathbf{Y}_{\text{WTSdq}\pm}$ 为二维改进序域导纳。

7) RPHSC 等效电路参数。

$$\begin{cases} \mathbf{G}_{\text{RPHSCI}} = \begin{bmatrix} -i_{sq0} u_{sq0} H_{\text{RPHSC}}(s) \approx 0 & 0 \\ i_{sd0} u_{sq0} H_{\text{RPHSC}}(s) & 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{G}_{\text{RPHSCU}} = \begin{bmatrix} -u_{sq0}^2 H_{\text{RPHSC}}(s) & 0 \\ u_{sd0} u_{sq0} H_{\text{RPHSC}}(s) & 0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{A20})$$



高磊

在线出版日期: 2025-06-03。

收稿日期: 2025-02-13。

作者简介:

高磊(1997), 男, 博士研究生, 主要研究方向为新能源并网稳定性分析与控制, gaolei97@sjtu.edu.cn;

*通信作者: 吕敬(1985), 男, 工学博士, 副教授, 研究方向为新能源并网稳定分析与控制, lvjing@sjtu.edu.cn;

蔡旭(1964), 男, 工学博士, 教授, 研究方向为可再生能源功率变换与并网技术、大功率电力电子与电力系统控制等。

(责任编辑 马晓华, 邱丽萍)