第 49 卷 第 6 期：2516-2528 高电压技术 Vol.49, No.6: 2516-2528
2023 年 6 月 30 日 High Voltage Engineering June 30, 2023
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20220622

弱电网下含负序控制的双馈风机阻抗建模及关键致稳因素评估

吴 瀚[1]，徐海亮[1]，张 利[2]，李 志[1]，王艳松[1]
（1. 中国石油大学(华东)新能源学院，青岛 266580;
2. 中国石化集团胜利石油管理局有限公司电力分公司，东营 257087）

摘 要：弱电网不对称故障期间，双馈风机与电网之间存在正、负序耦合通路，交互作用复杂，系统失稳风险加剧。为了研究不对称弱电网下双馈风机的失稳机理，推导了正、负序谐波电压注入下各物理量的表达式，建立了含负序控制的双馈风机序阻抗模型。根据序阻抗模型，探讨了控制环节对双馈风机整体阻抗的影响。进一步地，基于广义 Nyquist 判据，详细研究了控制器带宽、电网强度及故障深度等关键致稳因素对双馈风机系统稳定性的作用规律。研究结果表明，所建立的序阻抗模型能够有效分析弱电网不对称故障期间双馈风机系统的稳定性；弱电网不对称故障下，降低电流环、锁相环等控制器带宽可有效降低双馈风机失稳振荡风险。最后，通过仿真和实验验证了理论分析的正确性。所得结论为不对称故障下双馈风机的控制设计提供了理论支撑。

关键词：弱电网；不对称故障；双馈风机；阻抗建模；小干扰稳定性；负序控制

Impedance Modeling and Key Stabilizing Factor Evaluation of DFIG-based Wind Turbines With Negative Sequence Control During Weak Power Grid

WU Han[1], XU Hailiang[1], ZHANG Li[2], LI Zhi[1], WANG Yansong[1]
(1. College of New Energy, China University of Petroleum (East China), Qingdao 266580, China;
2. Electric Power Branch, Sinopec Shengli Petroleum Administration Co., Ltd., Dongying 257087, China)

Abstract: During asymmetric faults of weak grid, the coupling of positive and negative-sequence between the doubly-fed induction generator (DFIG) and the grid will facilitate their complex interaction and system instability. To investigate the instability mechanism of the DFIG under the asymmetric faults, the expressions of voltages and currents are derived with the injection of positive and negative-sequence harmonic voltages. And the sequence impedance model of the DFIG with negative-sequence control is then established. Based on the sequence impedance model, the influence of the control loops on the DFIG impedance is discussed. Further, based on the generalized Nyquist stability criterion, the effects of the controller bandwidths, the grid strength and the grid fault depth on the stability of the DFIG system are analyzed, respectively. The results show that the established sequence impedance model can be used to effectively analyze the stability of the DFIG system during the asymmetric weak grid. In addition, with the decrease of the controller bandwidth, the DFIG system will get stable. Finally, the simulations and experiments validate the correctness of the theoretical analysis. The conclusions can provide theoretical supports for the control design of the DFIG during asymmetric faults.

Key words: weak grid; asymmetric fault; doubly-fed induction generator (DFIG); impedance modeling; small signal stability; negative sequence control

0 引言

“碳达峰、碳中和”目标下，加快以风能、太阳能为代表的新能源大规模开发利用，有助于能源电力低碳转型[1-4]。2021 年，全国风电新增并网装机 4757 万 kW，同比增长 16.6%。截至 2021 年底，风电累计装机容量 3.28 亿 kW，其中陆上风机累计装机 3.02 亿 kW[5]。需要注意的是，我国风电场多集中于“三北”地区，大规模跨区域远距离输送成为风电接入电网的关键特征。由于远距离输电以及

基金资助项目：国家自然科学基金(52077222)；山东省自然科学基金(ZR2020ME202)。
Project supported by National Natural Science Foundation of China (52077222), Natural Science Foundation of Shandong Province (ZR2020ME202).

其高线路阻抗，电网强度减弱，以不对称短路为代表的电网故障频发[6-7]。双馈异步风力发电机(doubly-fed induction generator, DFIG)由于定子直接并网，因此对电网故障较为敏感[8]，即便电网电压对称跌落，双馈风机与弱电网阻抗的交互作用也会引发系统的小干扰失稳风险[9-11]。而当电网电压不对称时，双馈风机与电网阻抗之间将产生更为复杂的交互作用，其小干扰失稳机理尚不明确。此外，GB/T 19963.1—2021《风电场接入电力系统技术规定》对风机故障穿越期间的负序电流控制提出了明确要求，即风机需支撑不对称电网故障恢复。因此，弱电网不对称故障期间，研究计及负序电流控制的双馈风机系统稳定性问题十分重要。

近年来，国内外学者针对双馈风机的故障穿越期间稳定性问题开展了广泛的研究[12-14]。文献[15]建立了计及锁相环(phase locked loop, PLL)影响的双馈风机阻抗模型，指出锁相环控制参数选取不合理会诱发系统中频振荡(200~800 Hz)。文献[16]利用模态分析，研究了不同因素对故障穿越期间双馈风机稳定性的影响，并通过优化有功/无功电流比例来提高 DFIG 故障穿越能力。文献[17]采用复相位系数法分析了控制器带宽和有功电流参考值对弱电网下 DFIG 系统稳定性的影响。文献[18]则从直流母线电压时间尺度，研究了 DFIG 的失稳机理。

值得注意的是，上述研究探讨的是对称故障期间双馈风机的稳定性问题。而当电网发生不对称故障时，双馈风机与电网均存在正、负序通路，DFIG 并网系统失稳风险加剧，振荡机理更为复杂。文献[19]利用复传递函数方法分析了不对称故障下双馈风机系统的频率耦合机理。文献[20]通过建立双馈风机 dq 轴复频域阻抗模型，评估了多种因素对 DFIG 在不对称故障穿越期间稳定性的影响。但是其建立的阻抗模型是非对称的 4×4 的矩阵，需降阶进行稳定性分析，这会使得正序和负序之间信息混叠。为明晰不对称故障期间正、负序及耦合导纳特性，文献[21]建立了不平衡运行工况下并网逆变器的序阻抗模型，分析了电压和滤波电感不平衡下并网逆变器的稳定性，这为不对称故障下双馈风机建模提供了思路。但是，由于双馈风机有机械转动部分，各物理量在定、转子侧对应频率不尽相同，使得其建模更为繁琐，理论分析更加复杂[22]。

为深入分析弱电网不对称故障期间双馈风机系统的稳定性，本文建立了含负序控制的双馈风机序阻抗模型。基于所建立的模型，采用广义 Nyquist 判据，揭示了关键致稳因素，包括锁相环带宽、电流环带宽、电网强度、电网不对称故障深度等，对双馈风机在不对称故障穿越期间稳定性的影响规律进行了分析。理论分析结果为不对称弱电网下 DFIG 的稳定运行提供了指导。最后，通过仿真和实验验证了理论分析的正确性。

1　含负序控制的双馈风机阻抗建模

1.1　DFIG 拓扑和数学模型

根据双馈电机的特性，在 abc 坐标系下 DFIG 的电压及磁链方程为

$$\begin{cases} \boldsymbol{u}_{\mathrm{sabc}} = \boldsymbol{R}_{\mathrm{s}}\boldsymbol{i}_{\mathrm{sabc}} + \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\boldsymbol{\psi}_{\mathrm{sabc}} \\ \boldsymbol{u}_{\mathrm{rabc}}K_{\mathrm{sr}} = \boldsymbol{R}_{\mathrm{r}}\dfrac{\boldsymbol{i}_{\mathrm{rabc}}}{K_{\mathrm{sr}}} + \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\boldsymbol{\psi}_{\mathrm{rabc}} \\ \boldsymbol{\psi}_{\mathrm{sabc}} = \boldsymbol{L}_{\mathrm{ss}}\boldsymbol{i}_{\mathrm{sabc}} + \boldsymbol{L}_{\mathrm{sr}}\dfrac{\boldsymbol{i}_{\mathrm{rabc}}}{K_{\mathrm{sr}}} \\ \boldsymbol{\psi}_{\mathrm{rabc}} = \boldsymbol{L}_{\mathrm{rs}}\boldsymbol{i}_{\mathrm{sabc}} + \boldsymbol{L}_{\mathrm{rr}}\dfrac{\boldsymbol{i}_{\mathrm{rabc}}}{K_{\mathrm{sr}}} \end{cases} \tag{1}$$

式中：下标 a、b、c 为 abc 三相静止坐标系下各相的分量；下标 s、r 分别为定、转子相关物理量；$\boldsymbol{u}$、$\boldsymbol{i}$、$\boldsymbol{\Psi}$ 分别为电压、电流、磁链；$\boldsymbol{R}$、$\boldsymbol{L}$ 为折算到定子侧的电阻、电感参数；K_{sr} 为定转子匝比。

根据对称分量法，可将式(1)转化成正、负序表达形式，即

$$\begin{cases} \boldsymbol{u}_{\mathrm{s}\pm} = \boldsymbol{R}_{\mathrm{s}}\boldsymbol{i}_{\mathrm{s}\pm} + \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\boldsymbol{\psi}_{\mathrm{s}\pm} \\ \boldsymbol{u}_{\mathrm{r}\pm}K_{\mathrm{sr}} = \boldsymbol{R}_{\mathrm{r}}\dfrac{\boldsymbol{i}_{\mathrm{r}\pm}}{K_{\mathrm{sr}}} + \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\boldsymbol{\psi}_{\mathrm{r}\pm} \\ \boldsymbol{\psi}_{\mathrm{s}\pm} = \left(\dfrac{3}{2}L_{\mathrm{ms}} + L_{\mathrm{ls}}\right)\boldsymbol{i}_{\mathrm{s}\pm} + \dfrac{3}{2}L_{\mathrm{ms}}\begin{bmatrix} \mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta_{\mathrm{r}}} & 0 \\ 0 & \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\theta_{\mathrm{r}}} \end{bmatrix}\dfrac{\boldsymbol{i}_{\mathrm{r}\pm}}{K_{\mathrm{sr}}} \\ \boldsymbol{\psi}_{\mathrm{r}\pm} = \dfrac{3}{2}L_{\mathrm{mr}}\begin{bmatrix} \mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta_{\mathrm{r}}} & 0 \\ 0 & \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\theta_{\mathrm{r}}} \end{bmatrix}\boldsymbol{i}_{\mathrm{s}\pm} + \left(\dfrac{3}{2}L_{\mathrm{mr}} + L_{\mathrm{lr}}\right)\dfrac{\boldsymbol{i}_{\mathrm{r}\pm}}{K_{\mathrm{sr}}} \end{cases} \tag{2}$$

式中：下标+、−分别为正、负序坐标系下分量；L_{ms}、L_{mr} 分别为定、转子互感；L_{ls}、L_{lr} 分别为定、转子漏感；θ_{r} 为转子位置角。由于双馈风机系统没有零序通路，故舍去零序分量。

不对称故障下双馈风机主电路及控制拓扑如图 1 所示。图 1 中，上标+、−为正、负分量；下标 α、β 为两相静止坐标系下分量；下标 1 表示基频正序分量；下标 ref 表示指令值；下标 d、q 为两相旋

转坐标系下变量；Z_g 为电网阻抗；U_{dc} 为直流母线电压。当电网发生不对称故障时，公共耦合点(point of common coupling, PCC)电压包含正、负序基频电压。为推导不对称工况下双馈风电系统的小干扰阻抗模型，假设 PCC 点电压还包含正、负序谐波电压。

此时，a 相电压可表示为

$$u_{sa}(t)=U_1\cos(\omega_1 t)+U_2\cos(\omega_1 t+\varphi_{U2})+U_p\cos(\omega_p t+\varphi_{Up})+U_n\cos(\omega_n t+\varphi_{Un}) \tag{3}$$

式中：下标 2、p、n 分别为基频负序、谐波正序和谐波负序分量；U、ω、φ分别为电压幅值、角频率和初始相角。

根据欧拉公式及频移特性，可得谐波正序电压的频域表达式为

$$\boldsymbol{U}_p=\mathcal{F}(U_p\cos(2\pi f_p t+\varphi_{Up}))=\frac{2\pi U_p}{2}\left(\delta(\omega-2\pi f_p)e^{j\varphi_{Up}}+\delta(\omega+2\pi f_p)e^{-j\varphi_{Up}}\right) \tag{4}$$

由式(4)可知，时域中频率为 f_0 的正弦信号在频域内为$+f_0$ 和$-f_0$ 处的 2 个冲击信号。因此，频域下 a 相定子电压的表达式为

$$\boldsymbol{U}_{sa}(f)=\begin{cases}\boldsymbol{U}_1, & f=\pm f_1\ (\text{正序})\\ \boldsymbol{U}_2, & f=\pm f_1\ (\text{负序})\\ \boldsymbol{U}_p, & f=\pm f_p\ (\text{正序})\\ \boldsymbol{U}_n, & f=\pm f_n\ (\text{负序})\end{cases} \tag{5}$$

同理，频域下 a 相定子电流为

$$\boldsymbol{I}_{sa}(f)=\begin{cases}\boldsymbol{I}_1, & f=\pm f_1\ (\text{正序})\\ \boldsymbol{I}_2, & f=\pm f_1\ (\text{负序})\\ \boldsymbol{I}_p, & f=\pm f_p\ (\text{正序})\\ \boldsymbol{I}_n, & f=\pm f_n\ (\text{负序})\end{cases} \tag{6}$$

由于定、转子之间存在转差，转子各物理量的频率会产生变化。则频域下 a 相转子电流表达式为

$$\boldsymbol{I}_{ra}(f)=\begin{cases}\boldsymbol{I}_{r1}, & f=\pm(f_1-f_r)=\pm f_s\ (\text{正序})\\ \boldsymbol{I}_{r2}, & f=\pm(f_1+f_r)\ (\text{负序})\\ \boldsymbol{I}_{rp}, & f=\pm(f_p-f_r)\ (\text{正序})\\ \boldsymbol{I}_{rn}, & f=\pm(f_n+f_r)\ (\text{负序})\end{cases} \tag{7}$$

1.2 锁相环数学模型

锁相环结构如图 2 所示，其表达式为

$$H_{pll}(s)=\frac{s^2+4\omega_1^2}{s^2+k_{pt}s+4\omega_1^2}\cdot\frac{(k_{p_pll}+k_{i_pll}/s)}{s} \tag{8}$$

式中：k_{pt} 为陷波器的带宽系数；k_{p_pll}、k_{i_pll} 为锁相环控制系数。

当 PCC 点电压包含正、负序基频电压和正、负序谐波电压时，锁相环输出锁相角为 θ_{pll}，包含由基频正序电压产生的正转相角 θ_1，及谐波电压分量对应的扰动相角 $\Delta\theta$。$\Delta\theta$ 中频率分量与基频正、负序电压有关[23]，可表示为

$$\Delta\theta(f)=\begin{cases}\mp jF(s)\boldsymbol{U}_p, & f=\pm(f_p-f_r)\\ \pm jF(s)\boldsymbol{U}_n, & f=\pm(f_n+f_r)\\ \pm jF(s)F(s\mp j4\pi f_1)\boldsymbol{U}_p\boldsymbol{U}_2=\pm jM(s)\boldsymbol{U}_p\boldsymbol{U}_2, & f=\pm(f_p+f_1)\\ \mp jF(s)F(s\pm j4\pi f_1)\boldsymbol{U}_n\boldsymbol{U}_2^*=\mp jN(s)\boldsymbol{U}_n\boldsymbol{U}_2^*, & f=\pm(f_n-f_1)\end{cases} \tag{9}$$

式中：$F(s)=H_{pll}(s)/(1+U_1H_{pll}(s))$；上表*表示共轭。

由于 $\Delta\theta$ 为小扰动量，则

$$\cos\theta_{pll}=\cos(\theta_1+\Delta\theta)\approx\cos\theta_1-\Delta\theta\sin\theta_1 \tag{10}$$

根据式(9)可求得式(10)的频域表达式，如附录式(A1)所示。同理，可推导得 $\sin\theta_{pll}$、$\cos(\theta_{pll}-\theta_r)$、$\sin(\theta_{pll}-\theta_r)$的频域表达式，见附录式(A2)—式(A4)。

1.3 电流环数学模型

根据 Park 变换矩阵，利用 1.2 节推导的相角表达式，将转子电流转换到 dq 坐标系中，可得：

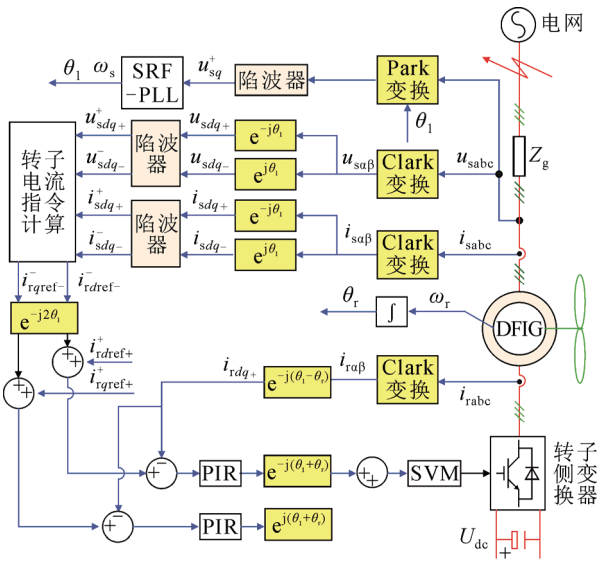


图 1 不对称故障期间双馈风机主电路及其控制拓扑

Fig.1 Main circuit and control topology of DFIG system during asymmetric faults

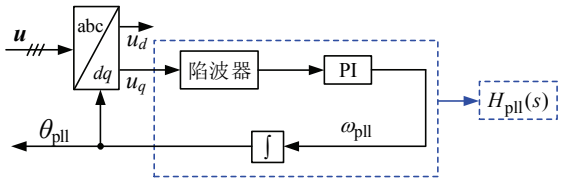


图 2 锁相环结构框图

Fig.2 Structure diagram of PLL

$$\boldsymbol{I}_{td}(f)=\begin{cases}I_{\mathrm{r1}}\cos\varphi_{ir1}, & f=0\\ \boldsymbol{I}_{\mathrm{r2}}, & f=\pm 2f_1\\ \boldsymbol{I}_{\mathrm{rp}}\mp \mathrm{j}\sin\varphi_{ir1}I_{\mathrm{r1}}F(s)\boldsymbol{U}_{\mathrm{p}}, & f=\pm(f_{\mathrm{p}}-f_1)\\ I_{\mathrm{r2}}F(s\mp \mathrm{j}2\pi 2f_1)\boldsymbol{U}_{\mathrm{p}}= \\ \pm\mathrm{j}(\sin\varphi_{ir1}I_{\mathrm{r1}}+\sin\varphi_{ir2}I_{\mathrm{r2}})M(s)\boldsymbol{U}_{\mathrm{p}}\boldsymbol{U}_2, & f=\pm(f_{\mathrm{p}}+f_1)\\ \boldsymbol{I}_{\mathrm{m}}\pm \mathrm{j}\sin\varphi_{ir1}I_{\mathrm{r1}}F(s)\boldsymbol{U}_{\mathrm{n}}, & f=\pm(f_{\mathrm{n}}+f_1)\\ I_{\mathrm{r2}}F(s\pm \mathrm{j}2\pi 2f_1)\boldsymbol{U}_{\mathrm{n}}= \\ \mp\mathrm{j}(\sin\varphi_{ir1}I_{\mathrm{r1}}+\sin\varphi_{ir2}I_{\mathrm{r2}})N(s)\boldsymbol{U}_{\mathrm{n}}\boldsymbol{U}_2^*, & f=\pm(f_{\mathrm{n}}-f_1)\end{cases} \tag{11}$$

$$\boldsymbol{I}_{tq}(f)=\begin{cases}I_{\mathrm{r1}}\sin\varphi_{ir1}, & f=0\\ \pm\mathrm{j}\boldsymbol{I}_{\mathrm{r2}}, & f=\pm 2f_1\\ \pm\mathrm{j}\boldsymbol{I}_{\mathrm{rp}}\pm \mathrm{j}\cos\varphi_{ir1}I_{\mathrm{r1}}F(s)\boldsymbol{U}_{\mathrm{p}}, & f=\pm(f_{\mathrm{p}}-f_1)\\ \pm\mathrm{j}I_{\mathrm{r2}}F(s\mp \mathrm{j}2\pi 2f_1)\boldsymbol{U}_{\mathrm{p}}= \\ \mp\mathrm{j}(\cos\varphi_{ir1}I_{\mathrm{r1}}+\cos\varphi_{ir2}I_{\mathrm{r2}})M(s)\boldsymbol{U}_{\mathrm{p}}\boldsymbol{U}_2, & f=\pm(f_{\mathrm{p}}+f_1)\\ \pm\mathrm{j}\boldsymbol{I}_{\mathrm{m}}\mp \mathrm{j}\cos\varphi_{ir1}I_{\mathrm{r1}}F(s)\boldsymbol{U}_{\mathrm{n}}, & f=\pm(f_{\mathrm{n}}+f_1)\\ \mp\mathrm{j}I_{\mathrm{r2}}F(s\pm \mathrm{j}2\pi 2f_1)\boldsymbol{U}_{\mathrm{n}}= \\ \pm\mathrm{j}(\cos\varphi_{ir1}I_{\mathrm{r1}}+\cos\varphi_{ir2}I_{\mathrm{r2}})N(s)\boldsymbol{U}_{\mathrm{n}}\boldsymbol{U}_2^*, & f=\pm(f_{\mathrm{n}}-f_1)\end{cases} \tag{12}$$

为有效控制不平衡工况下的负序电流，本文采用比例积分谐振(proportional integral resonant, PIR)控制器，其表达式如式(13)所示。对于电流中的直流分量和二倍频分量而言，由于控制器中存在积分环节和谐振环节，其开环增益无穷大，因此默认基频正、负序电流能够完全跟随电流指令值，其经电流控制环节后的输出满足系统额定工作点的需求，即转子电压的基频正、负序分量。电流谐波分量在频域中与电流控制器表达式的乘积，计为转子电压谐波分量。

$$H_{\mathrm{i}}(s)=k_{\mathrm{p_rcc}}+\frac{k_{\mathrm{i_rcc}}}{s}+\frac{2k_{\mathrm{r_rcc}}\omega_{\mathrm{c}}s}{s^2+2\omega_{\mathrm{c}}s+4\omega_1^2} \tag{13}$$

式中：$k_{\mathrm{p_rcc}}$、$k_{\mathrm{i_rcc}}$、$k_{\mathrm{r_rcc}}$为锁相环控制系数；ω_{c}为谐振控制器的截止频率。

为简化分析，本文忽略了高频开关过程。根据上述分析，可得转子电压的 dq 轴分量如附录式(A5)、(A6)所示。其中，$U_{\mathrm{r2}}=U_{\mathrm{r2}d}+\mathrm{j}U_{\mathrm{r2}q}$；$U_{\mathrm{r1}d}$、$U_{\mathrm{r1}q}$、$U_{\mathrm{r2}d}$、$U_{\mathrm{r2}q}$为双馈风机系统在稳态工作点时的转子电压正、负序稳态值，其具体表达式见附录式(A7)、(A8)、(A9)、(A10)。转子电流正、负序基频分量相关表达式见附录式(A11)—式(A17)。

根据反 Park 变换以及附录式(A3)、(A4)，可将 dq 轴下的转子电压变换到 abc 坐标中，其中 a 相电压如附录式(A18)所示。

1.4　频率折算及阻抗表达式

由于定、转子之前存在转差，式(2)中各物理量的频率不统一，不能直接将式(A18)中各频率分量代入计算[24]。为推导得双馈风机阻抗模型，需将式(2)中转子各频率分量折算到定子侧，以便确定定子电压与电流的关系。

对于转子正、负序分量，其对应转差可定义为：

$$\rho_{\mathrm{p}}(s)=\frac{s-\mathrm{j}\omega_{\mathrm{r}}}{s} \tag{14}$$

$$\rho_{\mathrm{n}}(s)=\frac{s+\mathrm{j}\omega_{\mathrm{r}}}{s} \tag{15}$$

根据式(2)的正、负序电机方程以及式(14)、(15)，可计算得频率折算后的正、负序转子电压方程，即：

$$\frac{u_{\mathrm{rp}}^{\mathrm{s}}K_{\mathrm{sr}}}{\rho_{\mathrm{p}}(s)}=\frac{R_{\mathrm{r}}i_{\mathrm{rp}}^{\mathrm{s}}}{\rho_{\mathrm{p}}(s)K_{\mathrm{sr}}}+(\frac{3}{2}L_{\mathrm{mr}}+L_{\mathrm{lr}})\frac{si_{\mathrm{rp}}^{\mathrm{s}}}{K_{\mathrm{sr}}}+\frac{3L_{\mathrm{mr}}si_{\mathrm{sp}}}{2} \tag{16}$$

$$\frac{u_{\mathrm{rn}}^{\mathrm{s}}K_{\mathrm{sr}}}{\rho_{\mathrm{n}}(s)}=\frac{R_{\mathrm{r}}i_{\mathrm{rn}}^{\mathrm{s}}}{\rho_{\mathrm{n}}(s)K_{\mathrm{sr}}}+(\frac{3}{2}L_{\mathrm{mr}}+L_{\mathrm{lr}})\frac{si_{\mathrm{rn}}^{\mathrm{s}}}{K_{\mathrm{sr}}}+\frac{3L_{\mathrm{mr}}si_{\mathrm{sn}}}{2} \tag{17}$$

式中上标 s 表示转子频率分量折算到定子侧的等效分量。

进一步，将式(A18)中正、负序谐波频率分量分别代入式(16)和式(17)，再代入式(2)中的定子电压方程中，消去转子侧物理量，可得定子电压与定子电流之间的关系表达式

$$\underbrace{\begin{bmatrix}A_{\mathrm{pp}} & A_{\mathrm{pn}}\\ A_{\mathrm{np}} & A_{\mathrm{nn}}\end{bmatrix}}_{\boldsymbol{A}}\underbrace{\begin{bmatrix}\boldsymbol{U}_{\mathrm{p}}\\ \boldsymbol{U}_{\mathrm{n}}\end{bmatrix}}_{\boldsymbol{U}_{\mathrm{pn}}}=\underbrace{\begin{bmatrix}B_{\mathrm{pp}} & 0\\ 0 & B_{\mathrm{nn}}\end{bmatrix}}_{\boldsymbol{B}}\underbrace{\begin{bmatrix}\boldsymbol{I}_{\mathrm{p}}\\ \boldsymbol{I}_{\mathrm{n}}\end{bmatrix}}_{\boldsymbol{I}_{\mathrm{pn}}} \tag{18}$$

式中 A_{pp}、A_{pn}、A_{np}、A_{nn}、B_{pp}、B_{nn}的表达式见附录式(A19)—式(A24)。

根据式(18)，可得含负序控制的双馈风机阻抗模型为：

$$\boldsymbol{Y}_{\mathrm{pn}}=\boldsymbol{B}^{-1}\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}Y_{\mathrm{pp}} & Y_{\mathrm{pn}}\\ Y_{\mathrm{np}} & Y_{\mathrm{nn}}\end{bmatrix} \tag{19}$$

其中

$$\begin{cases}Y_{\mathrm{pp}}=(B_{\mathrm{nn}}A_{\mathrm{pp}})/(B_{\mathrm{pp}}B_{\mathrm{nn}})\\ Y_{\mathrm{pn}}=(B_{\mathrm{nn}}A_{\mathrm{pn}})/(B_{\mathrm{pp}}B_{\mathrm{nn}})\\ Y_{\mathrm{np}}=(B_{\mathrm{pp}}A_{\mathrm{np}})/(B_{\mathrm{pp}}B_{\mathrm{nn}})\\ Y_{\mathrm{nn}}=(B_{\mathrm{pp}}A_{\mathrm{nn}})/(B_{\mathrm{pp}}B_{\mathrm{nn}})\end{cases} \tag{20}$$

式(19)给出的阻抗模型描述了正、负序谐波电压注入后双馈风机的电流响应，并考虑了正负序电流控制环、锁相环等控制环节的影响。图 3 为含负序控制的 DFIG 阻抗幅频特性曲线。由图 3 可知，正、负序导纳幅值以及耦合导纳幅值在 10 Hz 以下频段内基本无差别，而在 10 Hz 以上频段内其差异较为明显，在 40 Hz、50 Hz 和 150 Hz 处出现剧烈变化。由于谐振控制器的存在，dq 轴下 100 Hz 处

的幅值增益为无穷大，从而引起 abc 坐标系下正序 150 Hz 和负序 50 Hz 处出现极小值。此外，由于转差的存在，40 Hz 处导纳值也出现突变。在整个频段内，序间耦合导纳的幅值与正、负序导纳幅值相差不大，因此，DFIG 序间耦合的影响不能忽略。

1.5 计及电网阻抗的双馈风机并网系统整体模型

为建立 DFIG 并网系统整体阻抗模型，需考虑电网的阻抗模型。根据对称分量法，可得电网的阻抗矩阵为

$$\boldsymbol{Z}_{\mathrm{gpn}}=\frac{1}{3}\begin{bmatrix} Z_{\mathrm{ga}}+Z_{\mathrm{gb}}+Z_{\mathrm{gc}} & Z_{\mathrm{ga}}+a^2Z_{\mathrm{gb}}+aZ_{\mathrm{gc}} \\ Z_{\mathrm{ga}}+aZ_{\mathrm{gb}}+a^2Z_{\mathrm{gc}} & Z_{\mathrm{ga}}+Z_{\mathrm{gb}}+Z_{\mathrm{gc}} \end{bmatrix}= \begin{bmatrix} Z_{\mathrm{gpp}} & Z_{\mathrm{gpn}} \\ Z_{\mathrm{gnp}} & Z_{\mathrm{gnn}} \end{bmatrix} \tag{21}$$

式中：Z_{ga}、Z_{gb}、Z_{gc} 分别为三相电网阻抗，$a=\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi/3}$。

根据式(19)、式(21)，不对称故障期间双馈风机并网系统整体阻抗模型如图 4 所示。由图 4 可知，弱电网下含负序控制的 DFIG 并网系统包含正序支路、负序支路以及正负序耦合支路，呈现出高阶、强耦合特性。

DFIG 并网系统的等效模型如附录图 B1 所示。该模型将双馈风机和故障电网视为两个子系统，双馈风机子系统作为前向通路，故障电网子系统作为反馈通路，从而构成 DFIG 并网系统闭环传递模型，其表达式见附录式(A25)。

基于此完整模型，可对弱电网不对称故障期间双馈风机并网系统的稳定性进行分析。

2 不对称弱电网下风机关键致稳因素评估

弱电网不对称故障期间，双馈风机并网系统整体阻抗不仅会受到电网阻抗、故障深度的影响，而且会受到 PLL、电流环等控制环节参数的影响，具体参见附录式(A17)。本章将通过 DFIG 并网系统等效模型，采用广义 Nyquist 判据，对弱电网不对称故障期间双馈风机系统的稳定性进行分析。

为验证理论分析的正确性，在 Matlab/Simulink 仿真平台中搭建了双馈风机系统仿真模型，DFIG 参数如表 1 所示。

2.1 PLL 带宽对双馈风机系统稳定性的影响

为探究 PLL 带宽对 DFIG 系统稳定性的影响规律，固定电流环带宽 W_{rcc} 为 370 Hz，SCR 为 2，电网不对称故障深度 $\delta(|U_{\mathrm{sd-}}|/|U_{\mathrm{sd+}}|)$为 0.2，改变 PLL 带宽 W_{pll}，分别为 26 Hz、36 Hz 和 43 Hz。DFIG 并网系统等效模型的广义 Nyquist 曲线如图 5 所示，

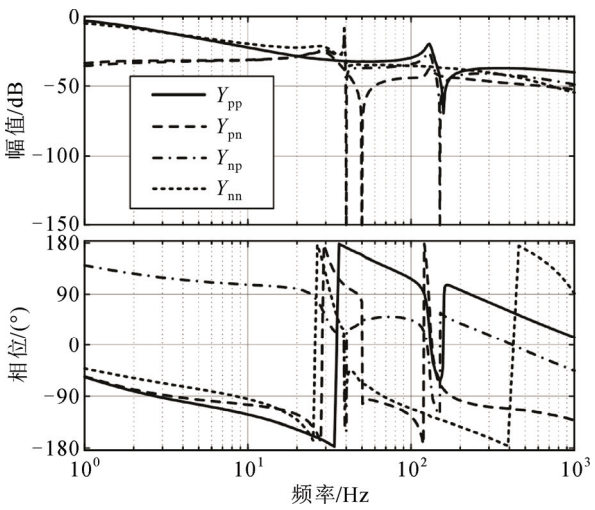


图 3 含负序控制的 DFIG 阻抗频率响应

Fig.3 Frequency response of DFIG with negative sequence control

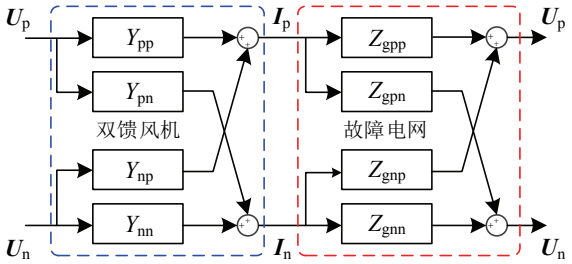


图 4 不对称故障期间含负序控制双馈风机并网系统整体阻抗模型

Fig.4 Impedance model of DFIG with negative sequence control during asymmetric faults

表 1 DFIG 系统参数

Table 1 Parameters of DFIG system

系统参数	数值	系统参数	数值
额定功率/kW	5.5	定子电感/H	0.129
额定电压/V	380	转子电感/H	0.129
极对数	3	定子电阻/Ω	1.1
定转子匝比	1:1.6	转子电阻/Ω	2.3
定转子互感/H	0.123	直流母线电压/V	600

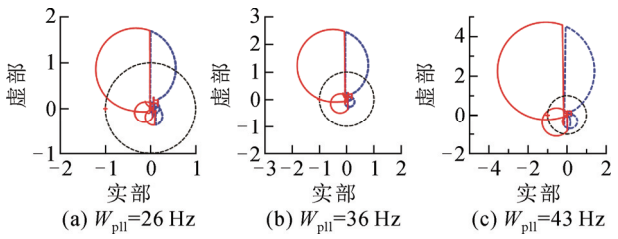


图 5 不同锁相环带宽下的广义 Nyquist 曲线

Fig.5 Generalized Nyquist curves with different bandwidth of the PLL

对应的仿真结果如图 6 所示。

由图 6 可知，随着 PLL 带宽的增加，广义 Nyquist 曲线逐渐包围(−1，0)，表明弱电网不对称故障期间双馈风机系统稳定性会受到威胁，存在失稳风险。从仿真结果中可以看出，当 W_{pll} 为 26 Hz 时，系统稳定，三相定子电压、电流均呈现正弦稳定状态；当 W_{pll} 增大为 43 Hz 时，正、负序定子电流出现明显振荡，定子电压不再正弦，系统小信号失稳。

2.2　电流环带宽对双馈风机系统稳定性的影响

为研究电流带宽对 DFIG 系统稳定性的影响规律，固定 PLL 带宽 W_{pll} 为 36 Hz，短路比(short circuit ratio, SCR)为 2，电网不对称故障深度 δ 为 0.2，改变电流环带宽 W_{rcc}，分别为 124 Hz、370 Hz 和 620 Hz。DFIG 并网系统的广义 Nyquist 曲线如图 7 所示。

由图 7 可知，当电流环带宽增加至 370 Hz 时，广义 Nyquist 曲线将与(−1，0)点相交，表明弱电网不对称故障期间双馈风机系统处于临界稳定状态。若电流环带宽继续增加，系统将失稳。

图 8 为不同电流环带宽下的仿真结果，锁相环带宽分别在 2.5 s 和 3 s 时增大为 370 Hz 和 620 Hz。可以看出，电流环带宽的增加会引起电流失稳振荡，从而威胁双馈风机系统稳定性，与理论分析一致。

2.3　电网强度对双馈风机系统稳定性的影响

为探究电网强度对 DFIG 系统稳定性的影响规律，固定 PLL 带宽 W_{pll} 为 25 Hz，电流环带宽 W_{rcc} 为 370 Hz，电网不对称故障深度 δ 为 0.2，改变 SCR，分别取 3、2、1.5 和 1。DFIG 并网系统的广义 Nyquist 曲线如图 9 所示。

由图 9 可知，随着电网强度逐步减弱，广义 Nyquist 曲线逐渐包围(−1，0)点，表明电网强度减弱会诱发双馈风机系统失稳。

图 10 为不同 SCR 下双馈风机系统的仿真结果。2.5 s 时，SCR 减小为 2，电流出现轻微波动，但仍为稳定状态。当 SCR 进一步减小，分别在 3 s 和 3.5 s 减小为 1.5 和 1 时，电流出现振荡，甚至逐渐发散，严重地威胁双馈风机系统的稳定性，仿真结果较好地验证了理论分析的正确性。

2.4　电网不对称故障深度对双馈风机系统稳定性的影响

为研究电网不对称故障深度对 DFIG 系统稳定性的影响规律，固定 PLL 带宽 W_{pll} 为 25 Hz，电流环带宽 W_{rcc} 为 370 Hz，SCR 为 2，改变电网不对称

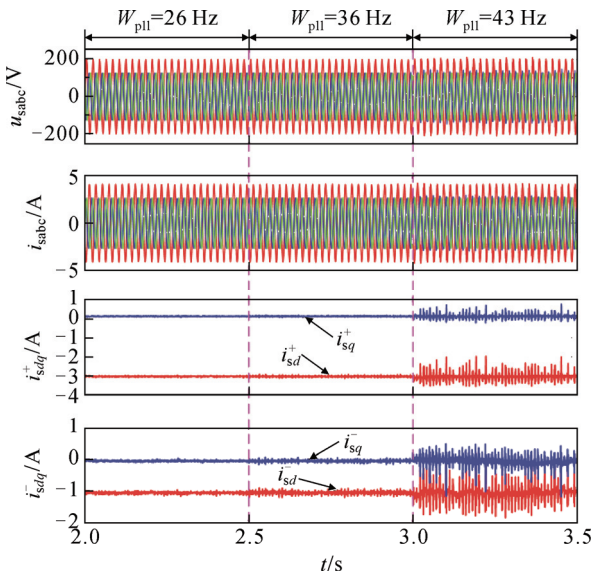


图 6　不同锁相环带宽下的 DFIG 仿真结果

Fig.6　Simulation waveforms of DFIG with different bandwidth of the PLL

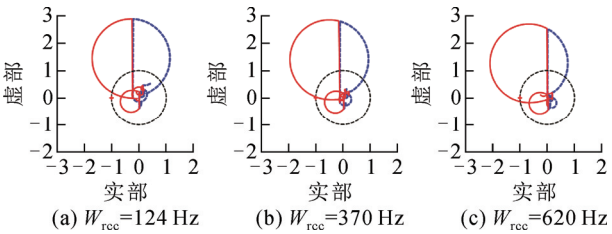


图 7　不同电流环带宽下的广义 Nyquist 曲线

Fig.7　Generalized Nyquist curves with different bandwidth of the rotor current loop

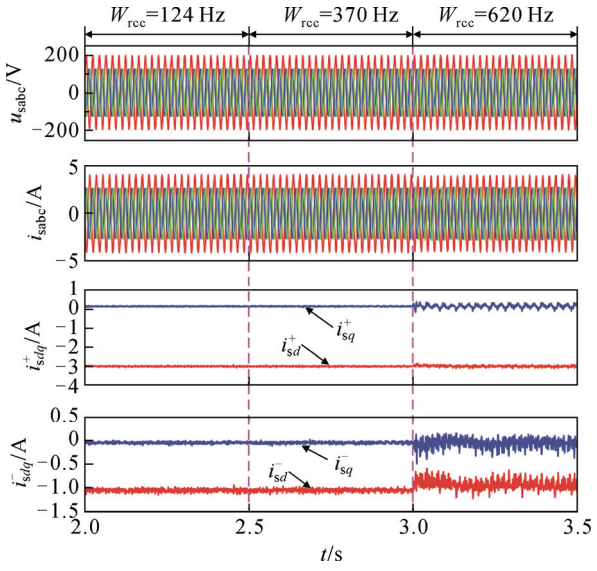


图 8　不同电流环带宽下的 DFIG 仿真结果

Fig.8　Simulation waveforms of DFIG with different bandwidth of the rotor current loop

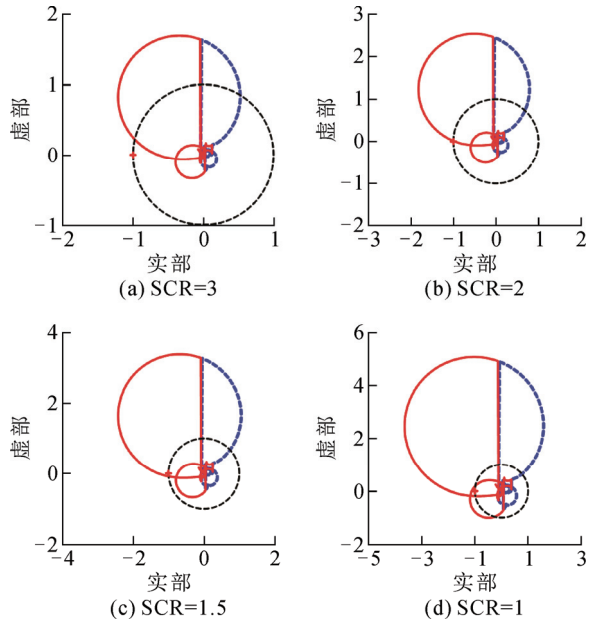


图 9 不同 SCR 下的广义 Nyquist 曲线

Fig.9 Generalized Nyquist curves with different SCRs

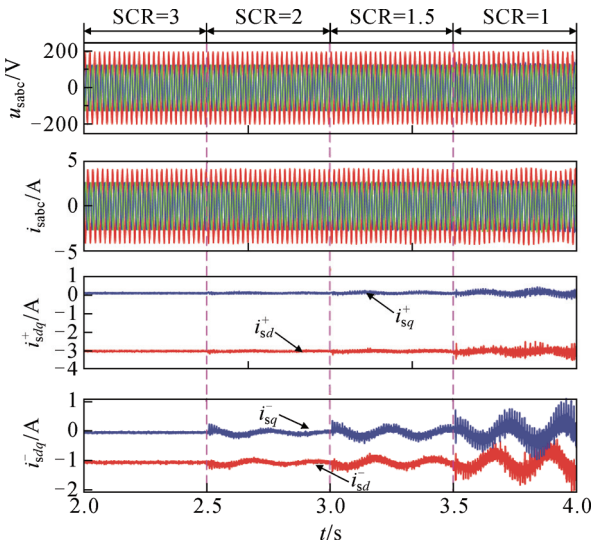


图 10 不同 SCR 下的 DFIG 仿真结果

Fig.10 Simulation waveforms of DFIG with different SCRs

故障深度 δ，分别取 0.16、0.41 和 0.7。图 11 为不同电网不对称故障深度下 DFIG 并网系统的广义 Nyquist 曲线。

由图 11 可知，随着电网不对称故障深度加深，系统稳定裕度减小，广义 Nyquist 曲线逐渐包围(−1, 0)点，这表明电网不对称故障的严重程度与双馈风机系统稳定性相关联，并且 δ 越大，双馈风机失稳风险也越大。

图 12 为不同电网不对称故障深度下的仿真结果。可以看出，当 δ 为 0.16 时，三相定子电压、电流均为正弦，系统稳定。当不对称故障程度加剧，δ 为 0.7 时，电压、电流出现剧烈振荡，系统失稳，与理论分析一致。

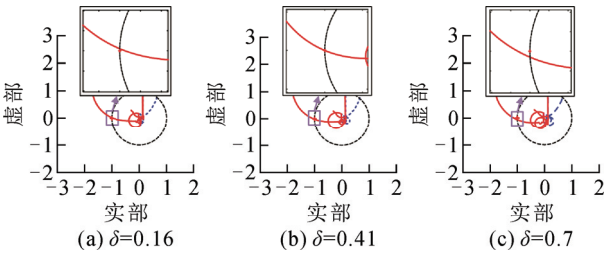


图 11 不同电网不对称故障深度下的广义 Nyquist 曲线

Fig.11 Generalized Nyquist curves with different δs

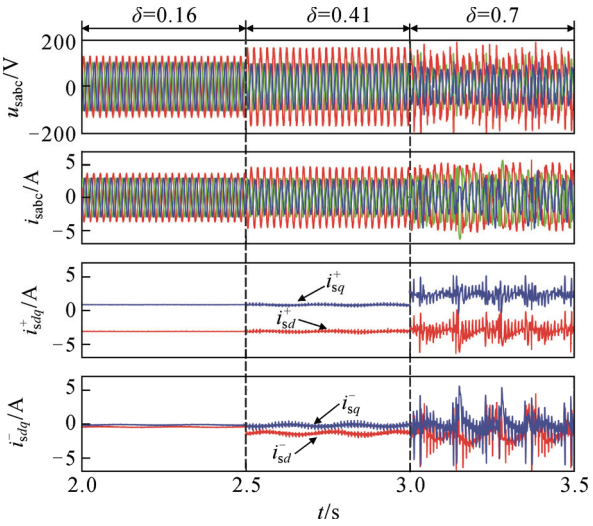


图 12 不同电网不对称故障深度下的 DFIG 仿真结果

Fig.12 Simulation waveforms of DFIG with different δs

根据上述理论分析以及仿真结果可知，弱电网不对称故障期间，减小 PLL 带宽、降低电流环带宽可以有效提高双馈风机系统的稳定性。此外，电网强度的减弱、不对称故障的加剧都会进一步增加 DFIG 系统的失稳风险。

3 实验验证

为进一步验证弱电网不平衡工况下 DFIG 系统稳定性分析的正确性，本文搭建了如图 13 所示的实验平台。采用三相变压器模拟电网不对称故障，串联空心电抗器模拟输电线路阻抗，DFIG 相关参数与表 1 一致。

图 14 为 SCR=2 时，不同锁相环带宽下的实验结果。其中，图 14(a)为示波器波形，图 14(b)和图 14(c)为上位机的定子电压、电流波形。由图 14 可知，当锁相环带宽增大到 50 Hz 时，三相电压出现

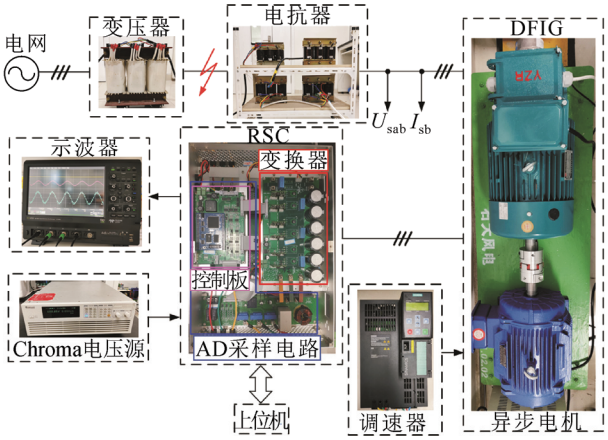


图 13　实验系统原理示意图

Fig.13　Schematic diagram of the experimental system

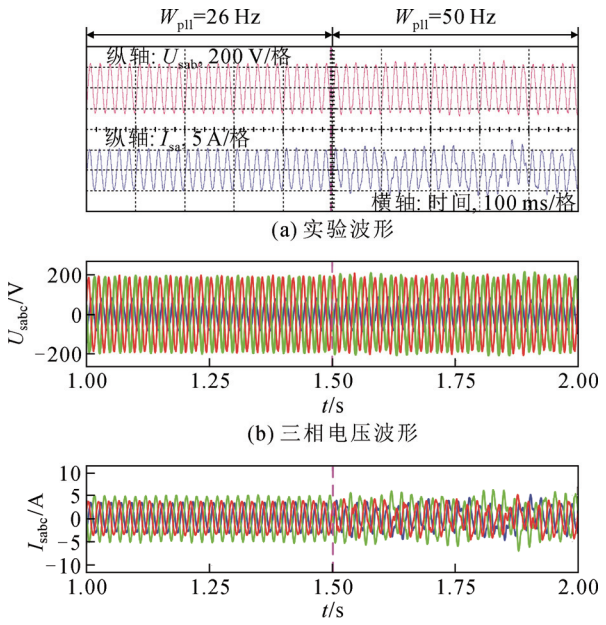


图 14　不同锁相环带宽 W_{pll} 下的实验结果

Fig.14　Experimental waveforms of DFIG with different bandwidths of the PLL

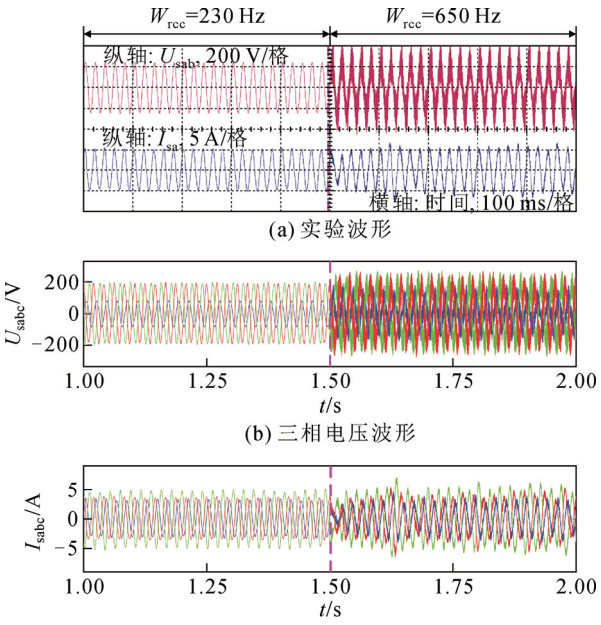


图 15　不同电流环带宽 W_{rec} 下的实验结果

Fig.15　Experimental waveforms of DFIG with different bandwidths of the rotor current loop

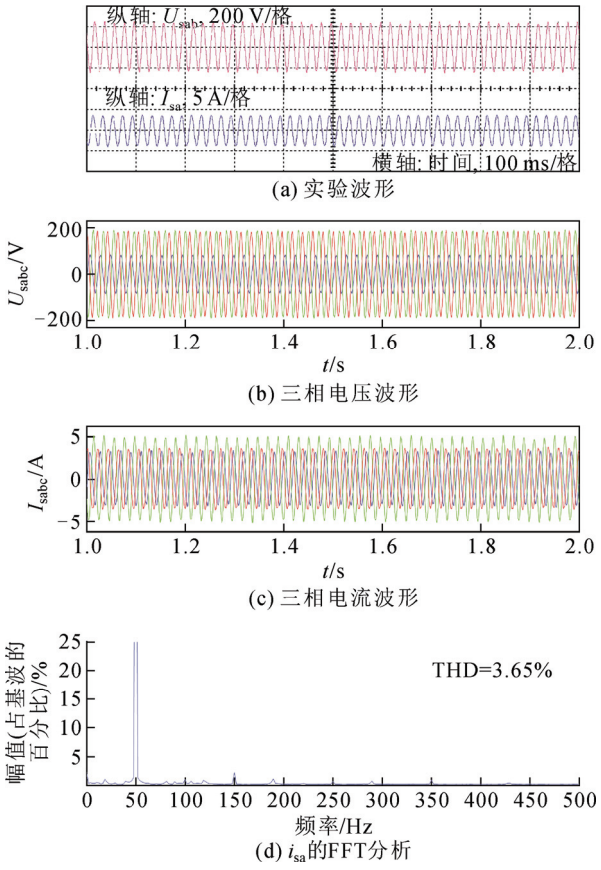


图 16　SCR=3 的实验结果

Fig.16　Experimental waveforms of DFIG with SCR=3

波动，定子电流呈现明显的畸变状态。实验结果表明，随着锁相环带宽的增加，双馈风机在弱不对称电网下的稳定性会受到威胁，与理论分析相符。

图 15 给出了 SCR 为 2 时，不同电流环带宽下双馈风机的实验波形图。对比电流环带宽变化前后的定子电压、电流可以看出，随着电流环带宽的增大，系统出现剧烈振荡，并网电压质量明显下降。表明弱电网不对称故障期间，电流环控制带宽越大，系统面临失稳风险越大，与理论分析一致。

图 16、17 分别给出了双馈风机运行于 SCR 为 3 和 1 的实验波形图，并对定子电流进行 FFT 分析。对比两图可以看出，当双馈风机并入电网较弱(SCR=1)时，三相电压不再正弦，并网电流出现明

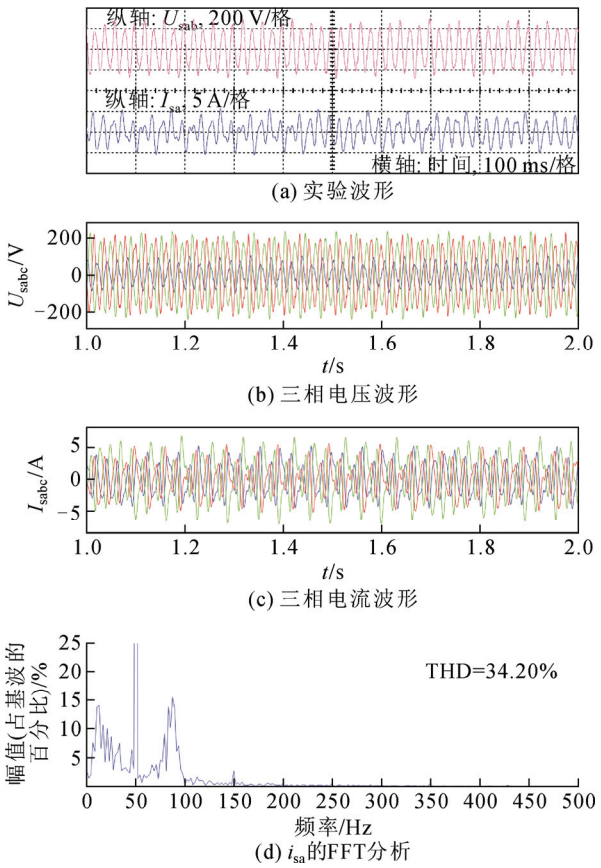


图 17 SCR=1 的实验结果

Fig.17 Experimental waveforms of DFIG with SCR=1

显的畸变和振荡，THD 也由 3.65%增加为 34.20%，系统失稳。这表明，电网强度越弱，双馈风机在不对称故障期间失稳风险越大，实验结果验证了理论分析的正确性。

不同电网不对称故障深度下的 DFIG 实验波形图如附录图 B2、B3 所示。当 δ 为 0.2 时，双馈风机能够保持良好的并网电流输出，如附录图 B2 所示。当 δ 增大为 0.43 时，定子电流出现明显的畸变，谐波含量增大为 29.93%，如附录图 B3 所示。对比两图可知，电网不对称故障程度的加深会加剧双馈风机在不对称故障期间的失稳风险，实验结果与理论分析相符。

4 结论

本文对弱电网不对称故障期间双馈风机的并网稳定性进行了分析，主要结论如下：

1）弱电网不对称故障期间，考虑负序控制的双馈风机系统展现出与对称电网下不一样的阻抗特性。根据本文所建序阻抗模型可以看出，在不对称电网故障条件下，双馈风机并网系统存在正负序耦合，且序间耦合程度较高，不能忽略。

2）理论分析表明，在不对称电网故障持续期间，锁相环带宽、电流环带宽、电网强度以及电网不对称故障深度等是双馈风机并网系统的关键致稳因素。根据关键致稳因素的影响规律，当双馈风机运行于较弱电网时，为避免不对称故障诱发双馈风机失稳，可通过降低锁相环带宽、电流环带宽来增强双馈风机系统的稳定性。

3）本文建立的含负序控制的双馈风机阻抗模型，不仅适用于分析 DFIG 与不对称电网的交互稳定性，也为分析其他并网型设备在不对称工况下的稳定性提供一定的指导。

在本文研究的基础上，如何精确量化评估序间耦合分量的致稳特性是下一步工作的重点。

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

参考文献 References

[1] 谢小荣，刘华坤，贺静波，等. 电力系统新型振荡问题浅析[J]. 中国电机工程学报，2018，38(10)：2821-2828.
XIE Xiaorong, LIU Huakun, HE Jingbo, et al. On new oscillation issues of power systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(10): 2821-2828.

[2] 李庆民，于万水，赵继尧. 支撑“双碳”目标的风光发电装备安全运行关键技术[J]. 高电压技术，2021，47(9)：3047-3060.
LI Qingmin, YU Wanshui, ZHAO Jiyao. Key technologies for the safe operation of wind and solar power generation equipment in support of the “peak CO_2 emissions and carbon neutrality” policy[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(9): 3047-3060.

[3] 徐海亮，吴 瀚，李 志，等. 低短路比电网下含负序控制双馈风机稳定性研究的几个关键问题[J]. 电工技术学报，2021，36(22)：4688-4702.
XU Hailiang, WU Han, LI Zhi, et al. Several key issues on stability study of DFIG-based wind turbines with negative sequence control during low short-circuit ratio power grids[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(22): 4688-4702.

[4] 董旭柱，华祝虎，尚 磊，等. 新型配电系统形态特征与技术展望[J]. 高电压技术，2021，47(9)：3021-3035.
DONG Xuzhu, HUA Zhuhu, SHANG Lei, et al. Morphological characteristics and technology prospect of new distribution system[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(9): 3021-3035.

[5] 国家能源局. 国家能源局 2022 年一季度网上新闻发布会文字实录[OB/OL].[2022-01-26]. http://www.nea.gov.cn/2022-01/28/c_1310445390.htm.
National Energy Administration. Transcript of the National Energy Administration’s online press conference in the first quarter of 2022 [OB/OL].[2022-01-26]. http://www.nea.gov.cn/2022-01/28/c_1310445390.htm.

[6] 年 珩，程 鹏，贺益康. 故障电网下双馈风电系统运行技术研究综述[J]. 中国电机工程学报，2015，35(16)：4184-4197.
NIAN Heng, CHENG Peng, HE Yikang. Review on operation techniques for DFIG-based wind energy conversion systems under network faults[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(16): 4184-4197.

[7] 王 辉，王艺霏，王姗姗，等. 基于动态电压指令值变化的双馈异

步风力发电系统高低电压穿越控制策略[J]. 高电压技术，2022，48(9)：3680-3688.
WANG Hui, WANG Yifei, WANG Shanshan, et al. High-and low-voltage ride-through control strategy for DFIG wind power system based on variable dynamic voltage command value[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(9): 3680-3688.

[8] KARUNANAYAKE C, RAVISHANKAR J, DONG Z Y. Nonlinear SSR damping controller for DFIG based wind generators interfaced to series compensated transmission systems[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2020, 35(2): 1156-1165.

[9] LIU J, YAO W, WEN J Y, et al. Impact of power grid strength and PLL parameters on stability of grid-connected DFIG wind farm[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2020, 11(1): 545-557.

[10] 吕　敬，董　鹏，施　刚，等. 大型双馈风电场经 MMC-HVDC 并网的次同步振荡及其抑制[J]. 中国电机工程学报，2015，35(19)：4852-4860.
LÜ Jing, DONG Peng, SHI Gang, et al. Subsynchronous oscillation and its mitigation of MMC-based HVDC with large doubly-fed induction generator-based wind farm integration[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(19): 4852-4860.

[11] 冯艳涛，谢　震，李梦杰，等. 低短路比下双馈风力发电机组电压主动支撑的优化控制策略[J]. 高电压技术，2023，49(1)：42-50.
FENG Yantao, XIE Zhen, LI Mengjie, et al. Optimal control strategy of voltage active support for doubly fed induction generator with low short circuit ratio[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(1): 42-50.

[12] 张学广，马　彦，王天一，等. 弱电网下双馈发电机输入导纳建模及稳定性分析[J]. 中国电机工程学报，2017，37(5)：1507-1515.
ZHANG Xueguang, MA Yan, WANG Tianyi, et al. Input admittance modeling and stability analysis of DFIG under weak grid condition[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(5): 1507-1515.

[13] YUAN H, XIN H H, HUANG L B, et al. Stability analysis and enhancement of type-4 wind turbines connected to very weak grids under severe voltage sags[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019, 34(2): 838-848.

[14] 王渝红，闵杨晰，于光远，等. 基于 Sobol 方法阻抗灵敏度分析的双馈风机系统次同步振荡参数协调优化[J]. 高电压技术，2023，49(4)：1703-1713.
WANG Yuhong, MIN Yangxi, YU Guangyuan, et al. Parameters coordinated optimization of subsynchronous oscillation of doubly fed induction generator system based on impedance sensitivity analysis with sobol method[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(4): 1703-1713.

[15] SONG Y P, BLAABJERG F. Analysis of middle frequency resonance in DFIG system considering phase-locked loop[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(1): 343-356.

[16] LIU R K, YAO J, WANG X W, et al. Dynamic stability analysis and improved LVRT schemes of DFIG-based wind turbines during a symmetrical fault in a weak grid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(1): 303-318.

[17] HU J B, WANG B, WANG W S, et al. Small signal dynamics of DFIG-based wind turbines during riding through symmetrical faults in weak AC grid[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32(2): 720-730.

[18] HU J B, HUANG Y H, WANG D, et al. Modeling of grid-connected DFIG-based wind turbines for DC-link voltage stability analysis[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2015, 6(4): 1325-1336.

[19] LIU R K, YAO J, SUN P, et al. Complex impedance-based frequency coupling characteristics analysis of DFIG-based WT during asymmetric grid faults[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(9): 8274-8288.

[20] 姚　骏，孙　鹏，刘瑞阔，等. 弱电网不对称故障期间双馈风电系统动态稳定性分析[J]. 中国电机工程学报，2021，41(21)：7225-7236.
YAO Jun, SUN Peng, LIU Ruikuo, et al. Dynamic stability analysis of DFIG-based wind power system during asymmetric faults of weak grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(21): 7225-7236.

[21] 年　珩，杨洪雨. 不平衡运行工况下并网逆变器的阻抗建模及稳定性分析[J]. 电力系统自动化，2016，40(10)：76-83.
NIAN Heng, YANG Hongyu. Impedance modeling and stability analysis of grid-connected inverters under unbalanced operation conditions[J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(10): 76-83.

[22] 邵昊舒，蔡　旭，周党生，等. 风电机组虚拟同步及惯量控制方法分析与测试评估[J]. 高电压技术，2020，46(5)：1538-1547.
SHAO Haoshu, CAI Xu, ZHOU Dangsheng, et al. Analysis and test evaluation of VSG and virtual inertia control method for wind turbine[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(5): 1538-1547.

[23] YANG H Y, NIAN H. Stability analysis of grid-connected converter based on interconnected system impedance modeling under unbalanced grid conditions[C]// Proceedings of 2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems. Hangzhou, China: IEEE, 2014: 2631-2636.

[24] XU Y Y, NIAN H, WANG T, et al. Frequency coupling characteristic modeling and stability analysis of doubly fed induction generator[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2018, 33(3): 1475-1486.



吴　瀚
1998—，男，硕士生
主要研究方向为风力发电技术
E-mail: wuhanupc@163.com

WU Han



徐海亮(通信作者)
1985—，男，博士，教授，硕导
主要研究方向为新能源发电及微电网
E-mail: xuhl@upc.edu.cn

XU Hailiang
Ph.D., Professor
Corresponding author

收稿日期　2022-04-09　修回日期　2023-05-11　　编辑　何秋萍

附录 A

根据 $\cos\theta_{\text{pll}}$ 在时域的表达式和 $\Delta\theta$ 在频域中的分量，通过求其频域的卷积，可得 $\cos\theta_{\text{pll}}$ 的频域表达式为

$$\cos(\theta_{\text{pll}})[f]=\begin{cases}0.5, & f=\pm f_1\\ 0.5F(s\mp \mathrm{j}2\pi f_1)\boldsymbol{U}_{\text{p}}, & f=\pm f_{\text{p}}\\ -0.5F(s\pm \mathrm{j}2\pi f_1)\boldsymbol{U}_{\text{p}}, & f=\pm(f_{\text{p}}-2f_1)\\ 0.5F(s\pm \mathrm{j}2\pi f_1)\boldsymbol{U}_{\text{n}}, & f=\pm f_{\text{n}}\\ -0.5F(s\mp \mathrm{j}2\pi f_1)\boldsymbol{U}_{\text{n}}, & f=\pm(f_{\text{n}}+2f_1)\\ 0.5M(s\pm \mathrm{j}2\pi f_1)\boldsymbol{U}_{\text{p}}\boldsymbol{U}_2, & f=\pm f_{\text{p}}\\ -0.5M(s\mp \mathrm{j}2\pi f_1)\boldsymbol{U}_{\text{p}}\boldsymbol{U}_2, & f=\pm(f_{\text{p}}+2f_1)\\ 0.5N(s\mp \mathrm{j}2\pi f_1)\boldsymbol{U}_{\text{n}}\boldsymbol{U}_2^*, & f=\pm f_{\text{n}}\\ -0.5N(s\pm \mathrm{j}2\pi f_1)\boldsymbol{U}_{\text{n}}\boldsymbol{U}_2^*, & f=\pm(f_{\text{n}}-2f_1)\end{cases}\tag{A1}$$

同理，可分别求得 $\sin\theta_{\text{pll}}$、$\cos(\theta_{\text{pll}}-\theta_{\text{r}})$ 和 $\sin(\theta_{\text{pll}}-\theta_{\text{r}})$的频域表达式分别：

$$\sin(\theta_{\text{pll}})[f]=\begin{cases}\pm\frac{1}{2\mathrm{j}}, & f=\pm f_1\\ \pm\frac{1}{2\mathrm{j}}F(s\mp \mathrm{j}2\pi f_1)\boldsymbol{U}_{\text{p}}, & f=\pm f_{\text{p}}\\ \pm\frac{1}{2\mathrm{j}}F(s\pm \mathrm{j}2\pi f_1)\boldsymbol{U}_{\text{p}}, & f=\pm(f_{\text{p}}-2f_1)\\ \mp\frac{1}{2\mathrm{j}}F(s\pm \mathrm{j}2\pi f_1)\boldsymbol{U}_{\text{n}}, & f=\pm f_{\text{n}}\\ \mp\frac{1}{2\mathrm{j}}F(s\mp \mathrm{j}2\pi f_1)\boldsymbol{U}_{\text{n}}, & f=\pm(f_{\text{n}}+2f_1)\\ \pm\frac{1}{2\mathrm{j}}M(s\pm \mathrm{j}2\pi f_1)\boldsymbol{U}_{\text{p}}\boldsymbol{U}_2, & f=\pm f_{\text{p}}\\ \pm\frac{1}{2\mathrm{j}}M(s\mp \mathrm{j}2\pi f_1)\boldsymbol{U}_{\text{p}}\boldsymbol{U}_2, & f=\pm(f_{\text{p}}+2f_1)\\ \mp\frac{1}{2\mathrm{j}}N(s\mp \mathrm{j}2\pi f_1)\boldsymbol{U}_{\text{n}}\boldsymbol{U}_2^*, & f=\pm f_{\text{n}}\\ \mp\frac{1}{2\mathrm{j}}N(s\pm \mathrm{j}2\pi f_1)\boldsymbol{U}_{\text{n}}\boldsymbol{U}_2^*, & f=\pm(f_{\text{n}}-2f_1)\end{cases}\tag{A2}$$

$$\cos(\theta_{\text{pll}}-\theta_{\text{r}})[f]=\begin{cases}\frac{1}{2}, & f=\pm f_{\text{s}}\\ \frac{1}{2}F(s\mp \mathrm{j}2\pi f_{\text{s}})\boldsymbol{U}_{\text{p}}, & f=\pm(f_{\text{p}}-f_{\text{r}})\\ -\frac{1}{2}F(s\pm \mathrm{j}2\pi f_{\text{s}})\boldsymbol{U}_{\text{p}}, & f=\pm(f_{\text{p}}-2f_1+f_{\text{r}})\\ \frac{1}{2}F(s\pm \mathrm{j}2\pi f_{\text{s}})\boldsymbol{U}_{\text{n}}, & f=\pm(f_{\text{n}}+f_{\text{r}})\\ -\frac{1}{2}F(s\mp \mathrm{j}2\pi f_{\text{s}})\boldsymbol{U}_{\text{n}}, & f=\pm(f_{\text{n}}+2f_1-f_{\text{r}})\\ \frac{1}{2}M(s\pm \mathrm{j}2\pi f_{\text{s}})\boldsymbol{U}_{\text{p}}\boldsymbol{U}_2, & f=\pm(f_{\text{p}}+f_{\text{r}})\\ -\frac{1}{2}M(s\mp \mathrm{j}2\pi f_{\text{s}})\boldsymbol{U}_{\text{p}}\boldsymbol{U}_2, & f=\pm(f_{\text{p}}+2f_1-f_{\text{r}})\\ \frac{1}{2}N(s\mp \mathrm{j}2\pi f_{\text{s}})\boldsymbol{U}_{\text{n}}\boldsymbol{U}_2^*, & f=\pm(f_{\text{n}}-f_{\text{r}})\\ -\frac{1}{2}N(s\pm \mathrm{j}2\pi f_{\text{s}})\boldsymbol{U}_{\text{n}}\boldsymbol{U}_2^*, & f=\pm(f_{\text{n}}-2f_1+f_{\text{r}})\end{cases}\tag{A3}$$

$$\sin(\theta_{\text{pll}}-\theta_{\text{r}})[f]=\begin{cases}\pm\frac{1}{2\mathrm{j}}, & f=\pm f_{\text{s}}\\ \pm\frac{1}{2\mathrm{j}}F(s\mp \mathrm{j}2\pi f_{\text{s}})\boldsymbol{U}_{\text{p}}, & f=\pm(f_{\text{p}}-f_{\text{r}})\\ \pm\frac{1}{2\mathrm{j}}F(s\pm \mathrm{j}2\pi f_{\text{s}})\boldsymbol{U}_{\text{p}}, & f=\pm(f_{\text{p}}-2f_1+f_{\text{r}})\\ \mp\frac{1}{2\mathrm{j}}F(s\pm \mathrm{j}2\pi f_{\text{s}})\boldsymbol{U}_{\text{n}}, & f=\pm(f_{\text{n}}+f_{\text{r}})\\ \mp\frac{1}{2\mathrm{j}}F(s\mp \mathrm{j}2\pi f_{\text{s}})\boldsymbol{U}_{\text{n}}, & f=\pm(f_{\text{n}}+2f_1-f_{\text{r}})\\ \pm\frac{1}{2\mathrm{j}}M(s\pm \mathrm{j}2\pi f_{\text{s}})\boldsymbol{U}_{\text{p}}\boldsymbol{U}_2, & f=\pm(f_{\text{p}}+f_{\text{r}})\\ \pm\frac{1}{2\mathrm{j}}M(s\mp \mathrm{j}2\pi f_{\text{s}})\boldsymbol{U}_{\text{p}}\boldsymbol{U}_2, & f=\pm(f_{\text{p}}+2f_1-f_{\text{r}})\\ \mp\frac{1}{2\mathrm{j}}N(s\mp \mathrm{j}2\pi f_{\text{s}})\boldsymbol{U}_{\text{n}}\boldsymbol{U}_2^*, & f=\pm(f_{\text{n}}-f_{\text{r}})\\ \mp\frac{1}{2\mathrm{j}}N(s\pm \mathrm{j}2\pi f_{\text{s}})\boldsymbol{U}_{\text{n}}\boldsymbol{U}_2^*, & f=\pm(f_{\text{n}}-2f_1+f_{\text{r}})\end{cases}\tag{A4}$$

双馈风机转子电压的 d、q 轴分量分别为：

$$U_{\text{r}d}[f]=\begin{cases}U_{\text{r}1d}, & f=0\\ \boldsymbol{U}_{\text{r}2}, & f=\pm 2f_1\\ \pm\mathrm{j}I_{\text{r}1}F(s)\boldsymbol{U}_{\text{p}}\sin\varphi_{ir1}H_{\text{i}}(s)-\boldsymbol{I}_{\text{rp}}H_{\text{i}}(s), & f=\pm(f_{\text{p}}-f_1)\\ -I_{\text{r}2}F(s\mp \mathrm{j}2\pi 2f_1)\boldsymbol{U}_{\text{p}}H_{\text{i}}(s) & \\ \mp\mathrm{j}(\sin\varphi_{ir1}I_{\text{r}1}+\sin\varphi_{ir2}I_{\text{r}2})M(s)\boldsymbol{U}_{\text{p}}\boldsymbol{U}_2H_{\text{i}}(s), & f=\pm(f_{\text{p}}+f_1)\\ \mp\mathrm{j}I_{\text{r}1}F(s)\boldsymbol{U}_{\text{n}}\sin\varphi_{ir1}H_{\text{i}}(s)-\boldsymbol{I}_{\text{rn}}H_{\text{i}}(s), & f=\pm(f_{\text{n}}+f_1)\\ -I_{\text{r}2}F(s\pm \mathrm{j}2\pi 2f_1)\boldsymbol{U}_{\text{n}}H_{\text{i}}(s) & \\ \pm\mathrm{j}(\sin\varphi_{ir1}I_{\text{r}1}+\sin\varphi_{ir2}I_{\text{r}2})N(s)\boldsymbol{U}_{\text{n}}\boldsymbol{U}_2^*H_{\text{i}}(s), & f=\pm(f_{\text{n}}-f_1)\end{cases}\tag{A5}$$

$$U_{\text{r}q}[f]=\begin{cases}U_{\text{r}1q}, & f=0\\ \pm\mathrm{j}\boldsymbol{U}_{\text{r}2}, & f=\pm 2f_1\\ \mp\mathrm{j}I_{\text{r}1}F(s)\boldsymbol{U}_{\text{p}}\cos\varphi_{ir1}H_{\text{i}}(s)\pm\mathrm{j}\boldsymbol{I}_{\text{rp}}H_{\text{i}}(s), & f=\pm(f_{\text{p}}-f_1)\\ \mp\mathrm{j}I_{\text{r}2}F(s\mp \mathrm{j}2\pi 2f_1)\boldsymbol{U}_{\text{p}}H_{\text{i}}(s)= & \\ \pm\mathrm{j}(\cos\varphi_{ir1}I_{\text{r}1}+\cos\varphi_{ir2}I_{\text{r}2})M(s)\boldsymbol{U}_{\text{p}}\boldsymbol{U}_2H_{\text{i}}(s), & f=\pm(f_{\text{p}}+f_1)\\ \pm\mathrm{j}I_{\text{r}1}F(s)\boldsymbol{U}_{\text{n}}\cos\varphi_{ir1}H_{\text{i}}(s)\mp\mathrm{j}\boldsymbol{I}_{\text{rn}}H_{\text{i}}(s), & f=\pm(f_{\text{n}}+f_1)\\ \pm\mathrm{j}I_{\text{r}2}F(s\pm \mathrm{j}2\pi 2f_1)\boldsymbol{U}_{\text{n}}H_{\text{i}}(s)= & \\ \mp\mathrm{j}(\cos\varphi_{ir1}I_{\text{r}1}+\cos\varphi_{ir2}I_{\text{r}2})N(s)\boldsymbol{U}_{\text{n}}\boldsymbol{U}_2^*H_{\text{i}}(s), & f=\pm(f_{\text{n}}-f_1)\end{cases}\tag{A6}$$

双馈风机系统在稳态工作点时的转子电压正、负序稳态值可根据双馈风机在 dq 轴下电压、磁链方程计算得：

$$\begin{aligned}U_{\text{r}1d}=&(R_{\text{r}}+\frac{\omega_{\text{slip}}\omega_1L_{\text{m}}^2R_{\text{s}}}{R_{\text{s}}^2+(\omega_1L_{\text{s}})^2})\frac{I_{\text{r}1d}}{K_{\text{sr}}^2}+(\frac{\omega_{\text{slip}}\omega_1^2L_{\text{m}}^2L_{\text{s}}}{R_{\text{s}}^2+(\omega_1L_{\text{s}})^2}-\omega_{\text{slip}}L_{\text{r}})\cdot\\ &\frac{I_{\text{r}1q}}{K_{\text{sr}}^2}+\frac{\omega_{\text{slip}}\omega_1L_{\text{m}}L_{\text{s}}}{R_{\text{s}}^2+(\omega_1L_{\text{s}})^2}\frac{U_{1d}}{K_{\text{sr}}}-\frac{\omega_{\text{slip}}L_{\text{m}}R_{\text{s}}}{R_{\text{s}}^2+(\omega_1L_{\text{s}})^2}\frac{U_{1q}}{K_{\text{sr}}}\end{aligned}\tag{A7}$$

$$\begin{aligned}U_{\text{r}1q}=&(R_{\text{r}}+\frac{\omega_{\text{slip}}\omega_1L_{\text{m}}^2R_{\text{s}}}{R_{\text{s}}^2+(\omega_1L_{\text{s}})^2})\frac{I_{\text{r}1q}}{K_{\text{sr}}^2}+(\omega_{\text{slip}}L_{\text{r}}-\frac{\omega_{\text{slip}}\omega_1^2L_{\text{m}}^2L_{\text{s}}}{R_{\text{s}}^2+(\omega_1L_{\text{s}})^2})\cdot\\ &\frac{I_{\text{r}1d}}{K_{\text{sr}}^2}+\frac{\omega_{\text{slip}}\omega_1L_{\text{m}}L_{\text{s}}}{R_{\text{s}}^2+(\omega_1L_{\text{s}})^2}\frac{U_{1q}}{K_{\text{sr}}}+\frac{\omega_{\text{slip}}L_{\text{m}}R_{\text{s}}}{R_{\text{s}}^2+(\omega_1L_{\text{s}})^2}\frac{U_{1d}}{K_{\text{sr}}}\end{aligned}\tag{A8}$$

$$\begin{aligned}U_{\text{r}2d}=&(R_{\text{r}}-\frac{\omega_{\text{slip}}\omega_1L_{\text{m}}^2R_{\text{s}}}{R_{\text{s}}^2+(\omega_1L_{\text{s}})^2})\frac{I_{\text{r}2d}}{K_{\text{sr}}^2}+(\frac{\omega_{\text{slip}}\omega_1^2L_{\text{m}}^2L_{\text{s}}}{R_{\text{s}}^2+(\omega_1L_{\text{s}})^2}-\omega_{\text{slip}}L_{\text{r}})\cdot\\ &\frac{I_{\text{r}2q}}{K_{\text{sr}}^2}-\frac{\omega_{\text{slip}}\omega_1L_{\text{m}}L_{\text{s}}}{R_{\text{s}}^2+(\omega_1L_{\text{s}})^2}\frac{U_{2d}}{K_{\text{sr}}}-\frac{\omega_{\text{slip}}L_{\text{m}}R_{\text{s}}}{R_{\text{s}}^2+(\omega_1L_{\text{s}})^2}\frac{U_{2q}}{K_{\text{sr}}}\end{aligned}\tag{A9}$$

$$U_{r2q}=(R_r-\frac{\omega_{slip}\omega_1 L_m^2 R_s}{R_s^2+(\omega_1 L_s)^2})\frac{I_{r2q}}{K_{sr}^2}+(\omega_{slip}L_r-\frac{\omega_{slip}\omega_1^2 L_m^2 L_s}{R_s^2+(\omega_1 L_s)^2})\frac{I_{r2d}}{K_{sr}^2}-\frac{\omega_{slip}\omega_1 L_m L_s}{R_s^2+(\omega_1 L_s)^2}\frac{U_{2q}}{K_{sr}}+\frac{\omega_{slip}L_m R_s}{R_s^2+(\omega_1 L_s)^2}\frac{U_{2d}}{K_{sr}} \tag{A10}$$

其中，定子电压、转子电流只需考虑稳态值，即基频分量。

定子电压正、负序基频分量由电网故障程度决定，转子电流的正序基频分量由系统额定工作点决定，转子电流的负序基频分量由不同控制目标决定。

对于转子电流的正序基频分量，根据系统有功和无功功率的需求可以确定：

$$I_{r1d}=I_{r1}\cos\varphi_{ir1}=\frac{P_s(6L_{ms}+4L_{ls})}{9L_{ms}U_1} \tag{A11}$$

$$I_{r1q}=I_{r1}\sin\varphi_{ir1}=-\frac{Q_s(6L_{ms}+4L_{ls})}{9L_{ms}U_1}-\frac{2U_1}{3\omega_1 L_{ms}} \tag{A12}$$

对于转子电流的负序基频分量，为实现不对称故障期间双馈风机不同的控制目标，转子电流负序指令设置如下所述。

目标 1，消除定子有功功率，即

$$\begin{cases} I_{r2d}=-\dfrac{2U_{2q}}{\omega_1 L_m}-k_1 I_{r1d}-k_2 I_{r1q} \\ I_{r2q}=\dfrac{2U_{2d}}{\omega_1 L_m}-k_2 I_{r1d}+k_1 I_{r1q} \end{cases} \tag{A13}$$

式中：$k_1=U_{2d}/U_{1d}$；$k_2=U_{2q}/U_{1d}$。

目标 2，消除定子无功功率并同时抑制转矩波动，即

$$\begin{cases} I_{r2d}=k_1 I_{r1d}+k_2 I_{r1q} \\ I_{r2q}=k_2 I_{r1d}-k_1 I_{r1q} \end{cases} \tag{A14}$$

目标 3，消除定子负序电流，即

$$\begin{cases} I_{r2d}=-U_{2q}/(\omega_1 L_m) \\ I_{r2q}=U_{2d}/(\omega_1 L_m) \end{cases} \tag{A15}$$

目标 4，消除转子负序电流，即

$$\begin{cases} I_{r2d}=0 \\ I_{r2q}=0 \end{cases} \tag{A16}$$

目标 5，满足并网规范要求的负序无功电流，即

$$\begin{cases} I_{r2d}=0 \\ I_{r2q}=U_{2d}/(\omega_1 L_s)-K_2 U_{2d} I_N L_s/L_m \end{cases} \tag{A17}$$

式中：K_2 为风电机组动态负序无功电流比例系数，一般不小于 1；I_N 为风电机组额定电流。

转子电压的 a 相频域表达式为

$$U_{ra}[f]=\begin{cases} \frac{1}{2}U_{r1d}\pm\frac{1}{2}jU_{r1q}, & f=\pm f_s\ [正序] \\ \boldsymbol{U}_{r2}, & f=\pm f_s\ [负序] \\ F(s\mp j2\pi f_s)\boldsymbol{U}_p(\boldsymbol{I}_{r1}H_i(s\mp j2\pi f_s)+\frac{1}{2}U_{r1d}\pm\frac{1}{2}jU_{r1q})- \\ -\boldsymbol{I}_{rp}H_i(s\mp j2\pi f_s)-\frac{1}{4}M(s\mp j2\pi(f_s-2f_1))\boldsymbol{U}_p U_2 U_{r2}, & f=\pm(f_p-f_r)\ [正序] \\ M(s\pm j2\pi f_s)\boldsymbol{U}_p\boldsymbol{U}_2(\boldsymbol{I}_{r1}+\boldsymbol{I}_{r2})H_i(s\pm j2\pi f_s)+\frac{1}{2}U_{r1d}\mp\frac{1}{2}jU_{r1q})- \\ F(s\pm j2\pi(f_s-2f_1))\boldsymbol{U}_p(\boldsymbol{I}_{r2}H_i(s\pm j2\pi f_s)+\boldsymbol{U}_{r2}), & f=\pm(f_p+f_r)\ [负序] \\ F(s\pm j2\pi f_s)\boldsymbol{U}_n(\boldsymbol{I}_{r1}^* H_i(s\mp j2\pi f_s)+\frac{1}{2}U_{r1d}\mp\frac{1}{2}jU_{r1q})- \\ \boldsymbol{I}_{rn}H_i(s\mp j2\pi f_s)-\frac{1}{4}N(s\pm j2\pi(f_s-2f_1))\boldsymbol{U}_n U_2 U_{r2}, & f=\pm(f_n+f_r)\ [负序] \\ N(s\mp j2\pi f_s)\boldsymbol{U}_n\boldsymbol{U}_2^*(\boldsymbol{I}_{r1}^*+\boldsymbol{I}_{r2}^*)H_i(s\mp j2\pi f_s)+\frac{1}{2}U_{r1d}\pm\frac{1}{2}jU_{r1q})- \\ F(s\mp j2\pi(f_s-2f_1))\boldsymbol{U}_n(\boldsymbol{I}_{r2}^* H_i(s\mp j2\pi f_s)+\boldsymbol{U}_{r2}^*), & f=\pm(f_n-f_r)\ [正序] \end{cases} \tag{A18}$$

含负序控制的双馈风机阻抗模型中各元素的表达式如下：

$$A_{pp}=\frac{K_{sr}}{\rho_p(s)}F(s\mp j2\pi f_1)(\boldsymbol{I}_{r1}H_i(s\mp j2\pi f_1)+\frac{1}{2}U_{r1d}\pm\frac{1}{2}jU_{r1q})- \frac{K_{sr}}{\rho_p(s)}H_i(s\mp j2\pi f_1)\frac{2K_{sr}}{3L_{ms}s}-\frac{1}{4}\frac{K_{sr}}{\rho_p(s)}M(s\pm j2\pi f_1)U_2 U_{r2}-m\frac{2}{3L_{ms}s} \tag{A19}$$

$$A_{pn}=\frac{K_{sr}}{\rho_p(s)}N(s\mp j2\pi f_1)\boldsymbol{U}_2^*((\boldsymbol{I}_{r1}^*+\boldsymbol{I}_{r2}^*)H_i(s\mp j2\pi f_1)+\frac{1}{2}U_{r1d}\pm\frac{1}{2}jU_{r1q})- \frac{K_{sr}}{\rho_p(s)}F(s\pm j2\pi f_1)(\boldsymbol{I}_{r2}^* H_i(s\mp j2\pi f_1)+\boldsymbol{U}_{r2}^*) \tag{A20}$$

$$A_{np}=\frac{K_{sr}}{\rho_n(s)}M(s\pm j2\pi f_1)((\boldsymbol{I}_{r1}+\boldsymbol{I}_{r2})H_i(s\pm j2\pi f_1)+\frac{1}{2}U_{r1d}\mp\frac{1}{2}jU_{r1q})\boldsymbol{U}_2- \frac{K_{sr}}{\rho_n(s)}F(s\mp j2\pi f_1)\boldsymbol{U}_{r2}-\frac{K_{sr}}{\rho_n(s)}F(s\mp j2\pi f_1)\boldsymbol{I}_{r2}H_i(s\pm j2\pi f_1) \tag{A21}$$

$$A_{nn}=\frac{K_{sr}}{\rho_n(s)}F(s\pm j2\pi f_1)(\boldsymbol{I}_{r1}^* H_i(s\pm j2\pi f_1)+\frac{1}{2}U_{r1d}\mp\frac{1}{2}jU_{r1q})- \frac{K_{sr}}{\rho_n(s)}H_i(s\pm j2\pi f_1)\frac{2K_{sr}}{3L_{ms}s}-\frac{1}{4}\frac{K_{sr}}{\rho_n(s)}N(s\mp j2\pi f_1)U_2 U_{r2}-m\frac{2}{3L_{ms}s} \tag{A22}$$

$$B_{pp}=\frac{3}{2}L_{ms}s-mn\frac{2}{3L_{ms}s}-\frac{K_{sr}}{\rho_p(s)}H_i(s\mp j2\pi f_1)\frac{2K_{sr}}{3L_{ms}s}n \tag{A23}$$

$$B_{nn}=\frac{3}{2}L_{ms}s-mn\frac{2}{3L_{ms}s}-\frac{K_{sr}}{\rho_n(s)}H_i(s\pm j2\pi f_1)\frac{2K_{sr}}{3L_{ms}s}n \tag{A24}$$

其中，$m=R_r/\rho_p(s)+(\frac{3}{2}L_{mr}+L_{lr})s$，$n=R_s+(\frac{3}{2}L_{ms}+L_{ls})s$。

DFIG 并网系统闭环传递模型表达式为

$$\boldsymbol{L}_{pn}=\frac{\boldsymbol{Y}_{pn}}{\boldsymbol{E}+\boldsymbol{Y}_{pn}\boldsymbol{Z}_{gpn}} \tag{A25}$$

式中 $\boldsymbol{E}$ 为二阶单位矩阵。

附录 B

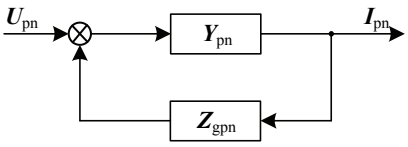


图 B1　双馈风机系统等效阻抗模型

Fig.B1　Equivalent model of DFIG system

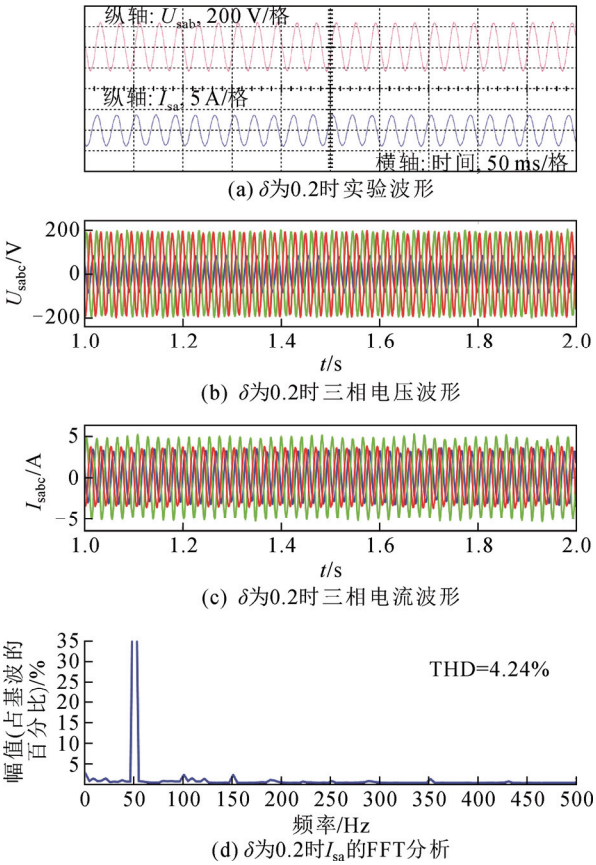


图 B2　δ 为 0.2 的实验结果

Fig.B2　Experimental waveforms of DFIG with δ=0.2

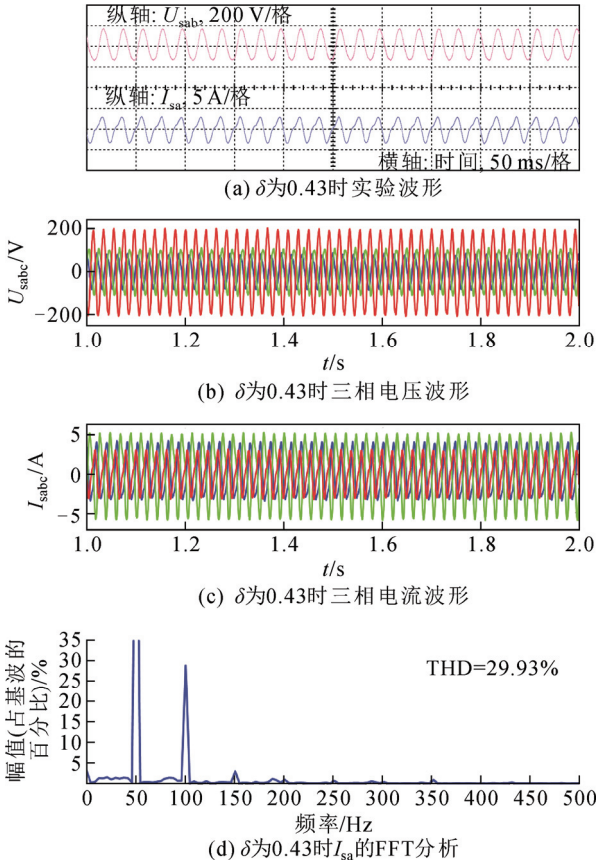


图 B3　δ 为 0.43 的实验结果

Fig.B3　Experimental waveforms of DFIG with δ=0.43