

基于转子电流补偿的 DFIG 低频振荡抑制策略

罗博晨,熊小玲,李龙灿,孙梓铭

(新能源电力系统国家重点实验室(华北电力大学),北京 102206)

摘要:双馈感应发电机(DFIG)中锁相环(PLL)的使用会引入频率耦合及低频负阻特性,导致DFIG与交流弱电网互联的振荡失稳问题。首先,建立了DFIG的多输入多输出阻抗模型,根据不同简化条件下DFIG并网系统的广义奈奎斯特曲线,揭示了不同PLL关联阻抗的影响;然后,提出了一种基于转子电流补偿的DFIG低频振荡抑制策略及其简化实施方案,所提策略可将转子电流中包含的PLL动态进行补偿,极大地减小PLL引入的频率耦合及负阻特性,从而提高DFIG在弱电网下的并网稳定性;最后,在Matlab/Simulink中建立了DFIG并网系统的电磁暂态仿真模型,仿真结果验证了理论分析的正确性及所提策略的有效性。

关键词:双馈风机;锁相环;小信号稳定性;振荡抑制

中图分类号:TM 315 **文献标志码:**A **文章编号:**1003-6954(2024)04-0008-07

DOI:10.16527/j.issn.1003-6954.20240402

Low Frequency Oscillation Suppression Strategy for DFIG Based on Rotor Current Compensation

LUO Bochen, XIONG Xiaoling, LI Longcan, SUN Ziming

(State Key Laboratory for Alternate Electrical Power System with Renewable Energy

Sources (North China Electric Power University), Beijing 102206, China)

Abstract: The phase locked loop (PLL) used in doubly fed induction generator (DFIG) system can cause frequency coupling phenomena and give negative resistance characteristics in low frequency, which leads to instability issues, especially in weak grid conditions. Firstly, the multi-input multi-output (MIMO) impedance model for DFIG system is established. And then, based on the generalized Nyquist curves of DFIG interconnected system with different simplified conditions, the influence of different PLL-related matrices is revealed, and a low frequency oscillation suppression strategy based on rotor current compensation is proposed, which can greatly reduce the frequency coupling and negative resistance characteristics introduced by PLL, thus improving the grid-connected stability of DFIG under weak grid conditions. Finally, an electromagnetic transient model of DFIG grid-connected system is established in Matlab/Simulink, and the simulation results verify the correctness of theoretical analysis and the effectiveness of the proposed method.

Key words: doubly fed induction generator; phase locked loop; small signal stability; oscillation suppression

0 引言

随着“双碳”目标的提出和可再生能源的普及,风电产业发展迅猛。双馈感应发电机(doubly fed induction generator, DFIG)凭借风能利用率高、建造成本低、变速恒频以及输出功率调节灵活的优势,

基金项目:国家重点研发计划项目(2021YFB2601602)

在风力发电中得到了广泛应用。对于交流电网,随着大量新能源电力电子设备的接入,其“双高”特性愈发明显,表现出低短路比(short circuit ratio, SCR)的特征^[1]。DFIG一般采用跟网型控制策略,通过锁相环(phase locked loop, PLL)与电网同步,进而实现矢量控制。然而,PLL的使用会导致DFIG在低频段产生频率耦合及负阻特性,从而加剧其在弱电网下的振荡风险^[2]。

为了解决DFIG系统PLL所致的振荡失稳问题,学者们提出了许多不同的稳定性提升方案。其中,最为直接的方法是降低PLL带宽从而减小频率耦合及负阻特性的影响^[3]。然而PLL带宽过低会使DFIG的动态性能变差,甚至无法满足低电压穿越的要求。使用阻尼控制器^[4]和虚拟阻抗控制器^[5]是目前应用比较广泛的稳定性提升策略。但由于这些方法参数设置比较固定,其振荡抑制效果容易受系统运行工况和参数变化的影响。为提高振荡抑制策略的自适应能力,文献[6]提出了自适应虚拟阻抗控制器,该方法可保证DFIG在不同输出功率的情况下均具备较强的并网稳定性,但也增加了控制系统的复杂程度。

此外,其他的一些研究致力于探寻新型控制策略,来替代DFIG基于传统PLL的电流矢量控制策略,以减小或消除PLL动态的影响,从而提高DFIG的并网稳定性。文献[7]提出了直接功率控制策略(direct power control, DPC), DPC由于不使用PLL,因此可完全消除PLL动态的影响,但该方法会在高频段引入较强的频率耦合,加剧系统高频振荡风险。部分研究也尝试对传统PLL的结构进行改进从而优化其特性,如文献[8]提出了一种具有对称结构的PLL,该PLL可以将公共连接点(point of common coupling, PCC)电压扰动对称地引入到 d 、 q 控制环路中,从而使系统表现出单输入单输出(single-input single-output, SISO)特性,极大地削弱传统PLL不对称控制所导致的频率耦合特性,简化了系统稳定性分析和参数设计,但该对称PLL并不能从根本上消除负阻特性的影响。文献[9]将对称PLL应用于DFIG系统中,并通过附加虚拟阻抗环节消除了对称PLL引入的负阻特性,极大地提高了系统的稳定性,但该虚拟阻抗包含高阶积分环节和滤波器,结构较为复杂,提升了工程应用的难度。

可见,虽然现有文献为解决DFIG系统中PLL动态导致的振荡问题提出了许多稳定性提升技术及新型控制策略,但仍存在以下不足和局限:

1) 对于常见的阻尼控制器、虚拟阻抗控制器及附加滤波器等有源阻尼控制技术,其适用场景较为有限,且参数固定,缺乏严密的参数设计准则,运行效果易受系统参数及运行工况变化的影响,自适应能力较差;

2) 对于新型的控制技术,如DPC、对称PLL等,

虽然可以消除传统PLL所引入的频率耦合特性,但同样会引入其他问题,例如高频振荡风险、无法根除负阻特性、增加控制难度等。

为此,下面针对DFIG系统PLL导致的低频振荡问题及关键影响因素,提出了一种具备明确理论依据及参数设计准则的DFIG低频振荡抑制策略及相应的简化实施方案。所提策略通过将转子电流进行动态补偿,可基本消除PLL导致的频率耦合及负阻特性,从而提高DFIG系统的并网稳定性,同时具备较好的自适应能力。首先,介绍了DFIG并网系统主电路及控制系统拓扑结构以及不同坐标系下状态变量的关系;随后,建立了DFIG并网系统多输入多输出(multiple-input multiple-output, MIMO)阻抗模型,并据此研究了不同PLL关联环节的影响,确定了导致DFIG低频振荡的关键因素。在此基础上,针对振荡主导因素,提出了一种基于转子电流补偿的低频振荡抑制策略及其简化方案,并通过Matlab/Simulink离线仿真,验证了理论分析的正确性及所提振荡抑制策略的有效性。

1 DFIG并网系统拓扑结构

DFIG系统主要由DFIG、机侧换流器(rotor-side converter, RSC)和网侧换流器(grid-side converter, GSC)组成。DFIG+RSC主要进行最大功率点跟踪和定子侧功率控制,而GSC主要用于稳定直流电容电压。由于直流电容较大,可分别对DFIG+RSC和GSC单独建模,最后将二者并联即可获得整个DFIG系统的阻抗模型。同时,考虑到功率交换主要在定子侧,且GSC滤波器电感较大,因此GSC阻抗一般远大于DFIG+RSC阻抗,可以将GSC阻抗忽略以简化DFIG系统的建模过程^[9]。

图1(a)给出了DFIG并网系统主电路及控制拓扑结构,其中: v_{sabc} 、 i_{sabc} 、 v_{rabc} 和 i_{rabc} 分别为定、转子侧的电压和电流矢量; v_{gabc} 为交流电网电压矢量。下标abc表示上述矢量处于三相静止坐标系中。同时,以上矢量也可在同步旋转坐标系(dq 坐标系)中表示,即: v_{sdq} 、 i_{sdq} 、 v_{rdq} 、 i_{rdq} 、 v_{gdq} 。例如,定子电压矢量在两个坐标系下的表示形式分别为 $v_{sabc} = [v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}]^T$ 和 $v_{sdq} = [v_{sd}, v_{sq}]^T$ 。此外,PLL动态将导致两个不同 dq 坐标系的存在^[8],一个称为系统 dq 坐标系,另一个称为控制 dq 坐标系。两个 dq 坐标系均

以同步速 $\omega_1 = 100\pi \text{ rad/s}$ 旋转,二者之间的关系具体如图 1(b) 所示。

图 1(b) 中, θ_0 为系统坐标系下 PCC 电压的真实相位,而 PLL 动态则会导致锁相环获得的 PCC 电压相位 θ_{PLL} 与 θ_0 之间存在相位误差 $\Delta\theta$ 。为了与系统坐标系下的相关分量进行区分,使用上标 ctrl 表示相关分量位于控制 dq 坐标系下。此外,若不做特殊说明,后续出现的传递函数均代表小信号量间的传递函数,同时为了表述简便,将代表小信号的符号和复频域符号“ s ”都进行了省略。

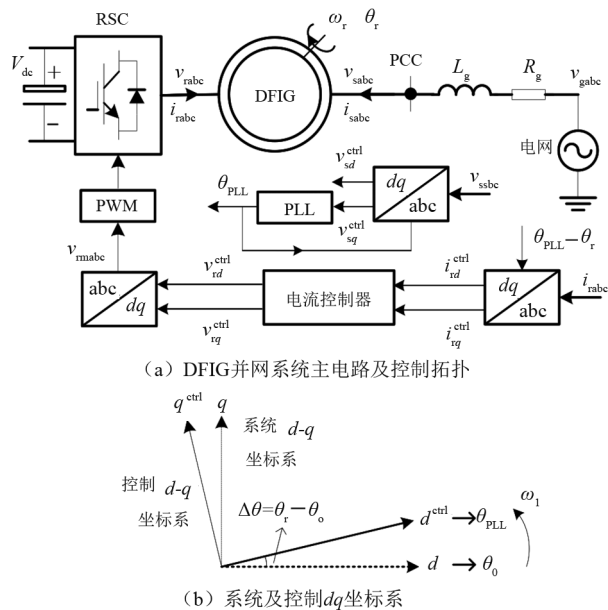


图 1 DFIG 并网系统拓扑结构及不同 dq 坐标系位置关系

2 DFIG 阻抗模型及振荡机理分析

2.1 DFIG 阻抗模型

为研究 DFIG 并网振荡风险及关键影响因素,首先要建立计及频率耦合的 DFIG 阻抗模型,一般可在 PCC 点断开,求取其等效阻抗。DFIG 主要由定、转子绕组组成,二者通过磁链相互耦合。同步旋转坐标系下 DFIG 时域电压方程和磁链方程为:

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + p\psi_{sd} - \omega_1 \psi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + p\psi_{sq} + \omega_1 \psi_{sd} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + p\psi_{rd} - \omega_{sl} \psi_{rq} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + p\psi_{rq} + \omega_{sl} \psi_{rd} \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \\ \psi_{rd} = L_m i_{sd} + L_r i_{rd} \\ \psi_{rq} = L_m i_{sq} + L_r i_{rq} \end{cases} \quad (2)$$

式中: v_{sd} 、 v_{sq} 、 i_{sd} 、 i_{sq} 分别为定子侧电压和电流的 d 、 q 分量; v_{rd} 、 v_{rq} 、 i_{rd} 、 i_{rq} 分别为折算至定子侧的转子电压和电流的 d 、 q 分量; ψ_{sd} 、 ψ_{sq} 、 ψ_{rd} 、 ψ_{rq} 分别为定、转子磁链的 d 、 q 分量; ω_{sl} 为转差角频率, $\omega_{sl} = \omega_1 - \omega_r$, ω_r 为转子角频率。 $L_s = L_{ls} + L_m$, $L_r = L_{lr} + L_m$, L_{ls} 、 L_{lr} 、 L_m 分别为定、转子侧漏感及励磁电感; R_s 、 R_r 分别为定、转子等效电阻; p 为微分算子。忽略定子电阻 R_s , 将上述电压和磁链方程进行小信号线性化并转换到频域, 可得 DFIG 阻抗模型为:

$$\mathbf{Y}_{dq}^{\text{dfig}} = \frac{1}{L_s} \mathbf{G}_{1dq} + \frac{L_m}{L_s} \mathbf{G}_{1dq} \mathbf{G}_{2dq} \mathbf{G}_{pdq} \quad (3)$$

$$\mathbf{G}_{1dq} = \begin{bmatrix} s & \omega_1 \\ s^2 + \omega_1^2 & s^2 + \omega_1^2 \\ -\omega_1 & s \\ s^2 + \omega_1^2 & s^2 + \omega_1^2 \end{bmatrix}; \mathbf{G}_{2dq} = \frac{L_m}{L_s} \begin{bmatrix} s & -\omega_{sl} \\ \omega_{sl} & s \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{G}_{pdq} = \begin{bmatrix} (R_r + sL_r\sigma) & \omega_{sl}L_r\sigma \\ \frac{(R_r + sL_r\sigma)^2 + (\omega_{sl}L_r\sigma)^2}{(R_r + sL_r\sigma)^2 + (\omega_{sl}L_r\sigma)^2} & \frac{\omega_{sl}L_r\sigma}{(R_r + sL_r\sigma)^2 + (\omega_{sl}L_r\sigma)^2} \\ -\omega_{sl}L_r\sigma & (R_r + sL_r\sigma) \\ \frac{-\omega_{sl}L_r\sigma}{(R_r + sL_r\sigma)^2 + (\omega_{sl}L_r\sigma)^2} & \frac{(R_r + sL_r\sigma)}{(R_r + sL_r\sigma)^2 + (\omega_{sl}L_r\sigma)^2} \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中, σ 为漏磁系数, $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_s L_r)$ 。可以发现矩阵 \mathbf{G}_{1dq} 、 \mathbf{G}_{2dq} 、 \mathbf{G}_{pdq} 的主对角元素相等而非对角元素相反, 说明在不考虑 PLL 及 RSC 控制器的情况下 DFIG 表现出 SISO 特性。

PLL 动态对于定子电压、转子电流及转子电压的影响可表示为^[10]

$$\begin{cases} \mathbf{v}_{sdq}^{\text{ctrl}} = \mathbf{v}_{sdq} - \mathbf{G}_{\text{PLL}}^v \cdot \mathbf{v}_{sdq} \\ \mathbf{i}_{rdq}^{\text{ctrl}} = \mathbf{i}_{rdq} - \mathbf{G}_{\text{PLL}}^i \cdot \mathbf{v}_{sdq} \\ \mathbf{v}_{rdq} = \mathbf{v}_{rdq} + \mathbf{G}_{\text{PLL}}^m \cdot \mathbf{v}_{sdq} \end{cases} \quad (5)$$

式(5)中与 PLL 动态相关的矩阵及传递函数具体可表示为

$$\mathbf{G}_{\text{PLL}}^v = \begin{bmatrix} 0 & -V_{sq0} H_{\text{PLL}} \\ 0 & V_{sd0} H_{\text{PLL}} \end{bmatrix}; \mathbf{G}_{\text{PLL}}^i = \begin{bmatrix} 0 & -I_{rq0} H_{\text{PLL}} \\ 0 & I_{rd0} H_{\text{PLL}} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{G}_{\text{PLL}}^m = \begin{bmatrix} 0 & -V_{rq0} H_{\text{PLL}} \\ 0 & V_{rd0} H_{\text{PLL}} \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中: V_{sd0} 、 V_{sq0} 、 I_{rd0} 、 I_{rq0} 、 V_{rd0} 、 V_{rq0} 分别为各定、转子侧状态变量的稳态值; H_{PLL} 为 PLL 动态的二阶环节。 H_{PLL} 具体可表示为^[2]

$$H_{\text{PLL}} = \frac{K_{p\text{PLL}}s + K_{i\text{PLL}}}{s^2 + K_{p\text{PLL}}V_{sd0}s + K_{i\text{PLL}}V_{sd0}} \quad (7)$$

式中, K_{pPLL} 和 K_{iPLL} 分别为锁相环控制器的比例增益和积分增益。考虑 PLL 动态以及 RSC 电流控制器影响后, 可得 DFIG+RSC 的 MIMO 小信号控制框图, 如图 2 所示。图中, G_i 和 G_d 分别表示 RSC 电流控制器和控制延时所等效的传递函数矩阵。

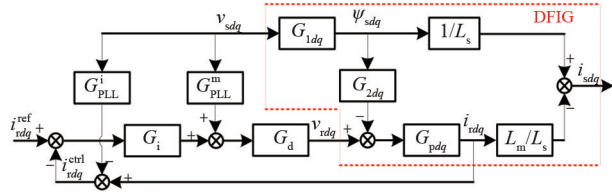


图 2 DFIG 系统的 MIMO 小信号控制

根据图 2, 可推得 dq 坐标系下 DFIG 系统的闭环输出导纳 Y_{dq}^1 为

$$Y_{dq}^1 = \frac{i_{sdq}}{v_{sdq}} = Y_{dq}^0 + Y_{dq}^i + Y_{dq}^m$$

其中:

$$Y_{dq}^0 = \frac{1}{L_s} G_{1dq} + \frac{L_m}{L_s} (I + G_{pdq} G_d G_i)^{-1} G_{pdq} G_{2dq} G_{1dq}$$

$$Y_{dq}^i = -\frac{L_m}{L_s} (I + G_{pdq} G_d G_i)^{-1} G_{pdq} G_d G_i G_{iPLL}^i$$

$$Y_{dq}^m = -\frac{L_m}{L_s} (I + G_{pdq} G_d G_i)^{-1} G_{pdq} G_d G_{iPLL}^m \quad (8)$$

式中, I 为 2×2 的单位矩阵。

2.2 DFIG 并网稳定性关键影响因素分析

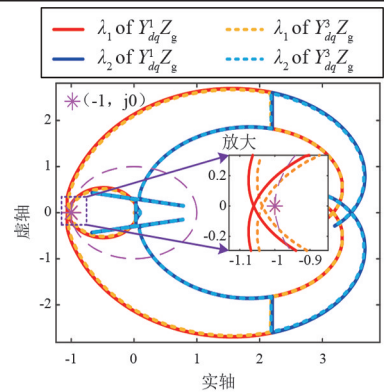
由式(8)中推导的 DFIG 系统闭环输出导纳可知, Y_{dq}^1 由三部分组成, 依次为 Y_{dq}^0 、 Y_{dq}^i 和 Y_{dq}^m 。 Y_{dq}^0 可通过复矢量的方法转换为 SISO 阻抗模型。同时, Y_{dq}^i 和 Y_{dq}^m 中分别包含了 PLL 对转子电流和转子电压的影响。因此, 可进一步获得分别忽略 Y_{dq}^i 或 Y_{dq}^m 影响的 DFIG 简化阻抗模型: $Y_{dq}^2 = Y_{dq}^0 + Y_{dq}^m$ 和 $Y_{dq}^3 = Y_{dq}^0 + Y_{dq}^i$ 。据此, 可依据广义奈奎斯特判据, 通过绘制系统特征根轨迹分别研究 Y_{dq}^i 和 Y_{dq}^m 对 DFIG 并网稳定性的影响, 具体计算方法可表示为^[11]

$$\det(\lambda I - Y_{dq}^{(k)} Z_g) = 0 \quad (9)$$

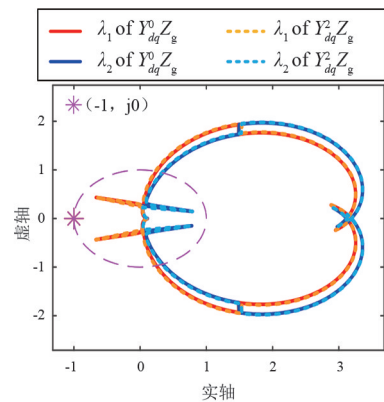
式中: Z_g 为电网阻抗矩阵^[12]; 上标(k)可以取 0、1、2 或 3, 表示不同简化条件下的 DFIG 系统阻抗模型; λ 为系统的特征根。图 3 给出了 PLL 带宽增加至 106 Hz 后, 不同简化条件下 DFIG 并网系统的特征根轨迹, 系统其他参数如表 1 所示。

表 1 DFIG 并网系统参数

DFIG 并网系统主要参数	数值
额定电压 U_N/V	690
额定容量 P_N/MW	1.5
转子角速度 $\omega_r/(pu)$	1.1
DFIG 极对数 n_p	2
DFIG 直流额定电压 V_{dc}/V	1150
定子漏感 $L_{ls}/(pu)$	0.059
转子漏感 $L_{lr}/(pu)$	0.082
定转子互感 $L_{ms}/(pu)$	2.919
定子电阻 $R_s/(pu)$	0.007 6
转子电阻 $R_r/(pu)$	0.006 3
定转子绕组匝比 K_e	0.33
开关周期 T_s/ms	0.1
PLL 带宽 f_{PLL}/Hz	20
RSC 电流控制器带宽 f_i/Hz	430
电网短路比 SCR	2



(a) $Y_{dq}^2 Z_g$ 和 $Y_{dq}^3 Z_g$ 的特征曲线



(b) $Y_{dq}^0 Z_g$ 和 $Y_{dq}^2 Z_g$ 的特征曲线

图 3 不同简化条件下 DFIG 并网系统特征曲线

从图 3(a)可以看出, 当 PLL 带宽增加到 106 Hz 时, $Y_{dq}^3 Z_g$ 的特征根轨迹将包围临界点 $(-1, j0)$, 表明此时系统存在振荡风险。同时, $Y_{dq}^3 Z_g$ 和 $Y_{dq}^1 Z_g$ 的特征根轨迹几乎重合, 表明 Y_{dq}^m 对系统的稳定裕度影

响不大。然而,当忽略 Y_{dq}^i 的影响时,如图 3(b) 所示, $Y_{dq}^2 Z_g$ 与 $Y_{dq}^0 Z_g$ 的特征根轨迹几乎一致,表现出 SISO 系统的特征。同时, $(-1, j0)$ 点与特征根轨迹相距甚远,表明系统的稳定裕度得到了极大提升。上述分析表明, PLL 所致的 DFIG 系统 MIMO 特性主要与 Y_{dq}^i 有关,当忽略 Y_{dq}^i 影响时,系统的耦合及负阻特性将极大衰减,稳定裕度也将大幅提升。

3 DFIG 低频振荡抑制策略

3.1 振荡抑制策略的提出

根据上述分析结果可知, PLL 动态所引入的频率耦合和负阻特性主要包含在 Y_{dq}^i 中。而 Y_{dq}^i 主要受转子电流动态关联矩阵 G_{PLL}^i 的影响,因此为减小 PLL 动态所致的 DFIG 振荡失稳问题,关键在于消除转子电流动态的影响。考虑到 PLL 输出相角 θ_{PLL} 与输入电压分量 v_{sq} 存在如下关系:

$$\theta_{PLL} = H_{PLL} \cdot v_{sq} \quad (10)$$

据此,系统及控制坐标系下转子电流 dq 扰动分量间的关系可进一步表示为

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{rd}^{ctrl} \\ \Delta i_{rq}^{ctrl} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta i_{rd} \\ \Delta i_{rq} \end{bmatrix} - R_i \cdot \Delta \theta_{PLL} \quad (11)$$

式中, R_i 与转子电流稳态值相关,可表示为 $R_i = [-I_{rq0}, I_{rd0}]^T$ 。

由式(11)可见,转子电流动态最终可表示为 $-R_i \cdot \Delta \theta_{PLL}$,为消除其影响,可通过附加一个与之相反的重塑环节 $R_i \cdot \Delta \theta_{PLL}$ 将其抵消,从而提高 DFIG 的并网稳定性。定子电压相角扰动 $\Delta \theta_{PLL}$ 可通过一个二阶高通滤波器 (high-pass filter, HPF) 进行获取。同时,为提高所提振荡抑制策略在不同运行工况下的适应性, R_i 中的转子电流稳态值可采用转子电流参考值进行替代。最终,附加阻抗重塑环节可表示为

$$R_1 = \begin{bmatrix} -I_{rqref} \\ I_{rdref} \end{bmatrix} \cdot G_{HPF}(s) \Delta \theta_{PLL} \quad (12)$$

其中,

$$G_{HPF}(s) = \frac{K \cdot s^2}{s^2 + \xi \omega_{HPF} s + \omega_{HPF}^2} \quad (13)$$

式中: $G_{HPF}(s)$ 为二阶 HPF 的传递函数; ω_{HPF} 、 K 、 ξ 分

别为该 HPF 的转折频率、增益系数和阻尼比。一般而言, ω_{HPF} 设置得越低,该附加 HPF 对所提振荡抑制策略消除频率耦合及负阻特性的影响越小。然而,过低的 ω_{HPF} 也会降低控制器的调节速度,影响系统的动态性能。为保证 ω_{HPF} 取值能兼顾所提策略的有效性和系统调节速度,故将其设置为 $2\pi \cdot 1$ rad/s。与此同时, K 和 ξ 都设置为 1。

此外,由于 DFIG 功率因数一般保持在 0.95 到 1 之间,正常运行时 I_{rd0} 一般远大于 I_{rq0} ,因此,可将与 I_{rq0} 相关环节进行忽略,将阻抗重塑环节进一步简化为

$$R_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ I_{rdref} \end{bmatrix} \cdot G_{HPF}(s) \Delta \theta_{PLL} \quad (14)$$

图 4 给出了所提振荡抑制策略的具体实施框图,其中附加的阻抗重塑支路用红色进行了标注,当 S_1 闭合时,重塑策略 R_1 将被投入,而当 S_1 断开时,将投入简化重塑策略 R_2 。根据上述分析可知, R_1 可在 DFIG 宽功率范围内消除 PLL 引入的频率耦合及负阻特性,提高互联系统稳定性,而 R_2 只有在 DFIG 功率因数较高时,才具有较好的解耦及负阻特性消除效果。

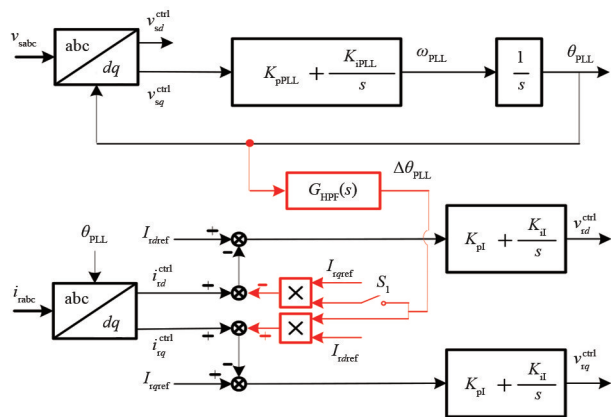


图 4 所提振荡抑制策略的实施

3.2 振荡抑制策略有效性分析

为研究所提振荡抑制策略对 DFIG 并网稳定性的提升效果,可基于正负序等效 SISO 阻抗模型对 DFIG 并网系统稳定裕度进行评估^[13]。其中,DFIG 系统和交流电网的正序等效 SISO 阻抗模型可分别表示为

$$Z_{peq} = Z_{11} - \frac{Z_{21} Z_{12}}{Z_{22} + Z_{g22}}$$

$$Z_{pgeq} = Z_{g11} \quad (15)$$

式中: Z_{11} 、 Z_{12} 、 Z_{21} 、 Z_{22} 分别为静止坐标系下DFIG系统MIMO阻抗矩阵元素^[10],下标数字表示相应行和列的位置; Z_{g11} 和 Z_{g22} 为静止坐标系下电网阻抗矩阵的正负序主对角元素^[14]。

由式(15)可知,当PLL引入的频率耦合被消除时,阻抗矩阵的副对角元素 Z_{12} 和 Z_{21} 将等于0,此时 $Z_{peq} = Z_{11}$,系统将表现出SISO特性。类似地,也可以推得互联系统的负序等效SISO阻抗模型,此处不再赘述。

图5给出了PLL带宽为106 Hz时,投入所提振荡抑制策略前后DFIG并网系统正序等效SISO阻抗伯德图,其中 Z_{11} 为不考虑PLL影响时DFIG的正序SISO阻抗。如图所示,当未投入所提振荡抑制策略时, Z_{peq} 与 Z_{pgeq} 交接频率为114 Hz,对应交接频率处的相位差为 180.9° ,表明系统存在正序114 Hz的振荡风险。同理,根据系统负序等效SISO阻抗的伯德图,可预见14 Hz的负序振荡现象,限于篇幅,不再赘述。而当投入振荡抑制策略 R_1 后,可见DFIG的正序等效SISO阻抗 Z_{peq} 的伯德图与 Z_{11} 基本重合,表明系统的频率耦合特性得到了极大削弱。同时, Z_{peq} 的负阻区间也得到了极大地削减, Z_{peq} 与 Z_{pgeq} 的交接频率提升到了227 Hz,对应该频率处的相位差减小到 75.8° (相位裕度为 104.2°),表明系统稳定裕度得到了极大提升。

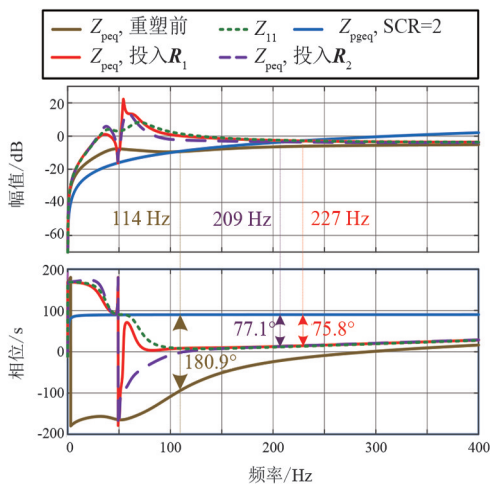


图5 投入所提振荡抑制策略前后系统正序等效SISO阻抗伯德图

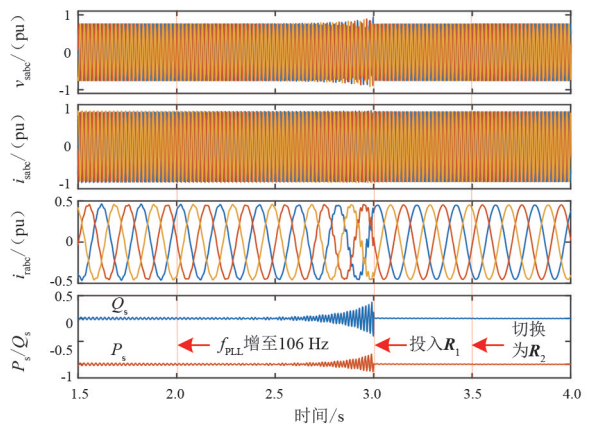
而当简化的阻抗重塑方法 R_2 投入后,由图5可见 Z_{peq} 的负阻区间同样得到了极大削弱, Z_{peq} 与 Z_{pgeq}

的交接频率为209 Hz,对应该频率处的相位差为 77.1° (相位裕度为 102.9°),表明 R_2 同样可以有效提高DFIG并网系统稳定裕度。

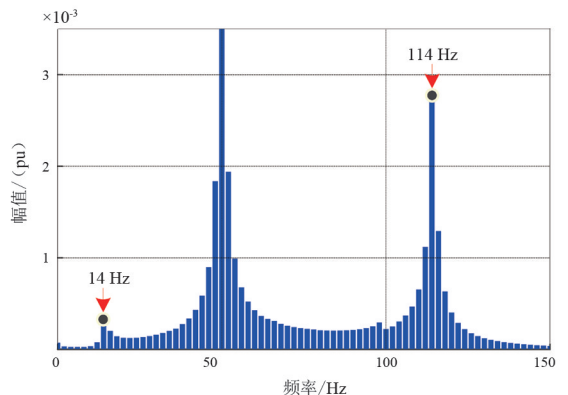
4 仿真验证

为验证理论分析的正确性及所提振荡抑制策略的有效性,根据图1所示的DFIG并网系统拓扑结构,进一步在Matlab/Simulink中搭建了系统的电磁暂态仿真模型,主电路和控制参数与理论分析一致,仿真参数见表1,仿真结果如图6所示。

图6(a)给出了DFIG的三相定子电压、定子电流、转子电流以及定子有功和无功功率的仿真波形。PLL初始带宽为20 Hz,系统可保持稳定运行。在 $t = 2.0$ s时刻,PLL带宽增加至106 Hz,系统逐渐发生振荡失稳。取振荡发生期间2.0~3.0 s的定子电压进行快速傅里叶变换(fast Fourier transform, FFT),结果如图6(b)所示。从图中可以看出,系统振荡频率为114 Hz和14 Hz,这与图5中的理论分析结果



(a) 振荡抑制策略投入前后系统仿真波形



(b) 2~3 s期间DFIG定子电压FFT结果

图6 振荡抑制策略投入前后系统仿真波形及FFT结果

一致。随后,在 3.0 s 时投入振荡抑制策略 R_1 ,从图 6(a)中可见,振荡得到了明显抑制,系统重新恢复稳定。最后,在 3.5 s 时将 R_1 切换到 R_2 ,系统仍然保持稳定,这意味着 R_2 也可以有效抑制振荡。值得注意的是,通过仿真波形可见,投入 R_1 和切换 R_2 带来的振荡抑制效果较为一致,其主要原因在于投入两种策略后系统的相位裕度非常接近。此外,投入抑制策略后的定子有功功率 P_s 和无功功率 Q_s 的幅度比发生振荡前的幅度更小,表明 DFIG 系统 PLL 的影响基本得到了消除,从而获得了更高的并网稳定性。以上仿真结果均与图 5 中的理论分析结果相符,证明了理论分析的正确性和所提策略的有效性。

5 结 论

上面基于 DFIG 并网系统 MIMO 阻抗模型,分析了导致系统低频振荡的关键因素,并提出了相应的稳定性提升方案。研究发现,对于 DFIG 系统,PLL 引入的频率耦合及负阻特性主要与转子电流动态相关。因此,为消除转子电流动态的影响,提高系统的稳定裕度,提出了一种基于转子电流补偿的振荡抑制策略。该策略可以基本消除 PLL 引入的频率耦合及负阻特性,从而大幅提高系统的稳定性。在此基础上,进一步提出了一种简化的振荡抑制策略,该方法同样可以有效提高 DFIG 并网稳定性。最后,通过 Matlab/Simulink 离线仿真验证了理论分析的正确性和所提振荡抑制策略的有效性。

参考文献

- [1] 陈露洁,徐式蕴,孙华东,等.高比例电力电子电力系统宽频带振荡研究综述[J].中国电机工程学报,2021,41(7):2297-2309.
- [2] 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.
- [3] ZHOU J Z, DING H, FAN S T, et al. Impact of short-circuit ratio and phase-locked-loop parameters on the small-signal behavior of a VSC-HVDC converter [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 29(5): 2287-2296.
- [4] 伍双喜,赵仕兴,秦颖婕,等.基于附加阻尼控制的风

电并网系统阻尼转矩分析[J].智慧电力,2023,51(9):97-104.

- [5] 谢震,孟浩,张兴,等.基于定子虚拟阻抗的双馈风电机组虚拟同步控制策略[J].电力系统自动化,2018,42(9):157-163.
- [6] 赵伟,李浩志,李付强,等.抑制双馈风电场次同步振荡的自适应阻尼控制器设计及硬件在环试验[J].电网技术,2023,47(10):4065-4073.
- [7] 年珩,童豪,胡彬,等.无锁相环直接功率控制下双馈风电与 VSC-HVDC 互联系统高频振荡抑制技术[J].电网技术,2022,46(7):2492-2500.
- [8] YANG D S, WANG X F, LIU F C, et al. Symmetrical PLL for SISO Impedance modeling and enhanced stability in weak grids [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(2):1473-1483.
- [9] NIAN H, HU B, XU Y Y, et al. Analysis and reshaping on impedance characteristic of DFIG system based on symmetrical PLL [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11):11720-11730.
- [10] HU B, NIAN H, LI M, et al. Impedance-based analysis and stability improvement of DFIG system within PLL bandwidth [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022,69(6):5803-5814.
- [11] 辛焕海,李子恒,董炜,等.三相变流器并网系统的广义阻抗及稳定判据[J].中国电机工程学报,2017,37(5):1277-1292.
- [12] 董晓亮,田旭,张勇,等.沽源风电场串补输电系统次同步谐振典型事件及影响因素分析[J].高电压技术,2017,43(1):321-328.
- [13] 孙焜,姚伟,周毅,等.基于 SISO 序阻抗的直驱风场经柔直输电系统中频振荡机理分析及抑制[J].中国电机工程学报,2023,43(2):442-454.
- [14] WANG X F, HARNEFORS L, BLAABJERG F. Unified impedance model of grid-connected voltage-source converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(2):1775-1787.

作者简介:

罗博晨(1999),男,硕士研究生,研究方向为电力电子变换系统小信号稳定性及优化控制;

熊小玲(1984),女,博士,副教授,研究方向为电力电子化电力系统的控制和稳定性分析;

李龙灿(2000),女,硕士研究生,研究方向为电力电子设备的建模与稳定性分析;

孙梓铭(1999),男,硕士研究生,研究方向为多换流器互联系统的小信号稳定性。

(收稿日期:2024-03-10)