

双馈风电机组静止坐标系下阻抗建模及次同步谐振抑制策略

张学广¹, 邱望明¹, 方 冉¹, 朱 琳², 徐殿国¹

(1. 哈尔滨工业大学电气工程与自动化学院, 黑龙江省哈尔滨市 150001;

2. 云南省能源研究院有限公司, 云南省昆明市 650011)

摘要: 为清楚分析双馈风力串补系统次同步谐振发生机理,建立了双馈风电机组静止坐标系下的阻抗模型。首先,将双馈风电机组同步旋转坐标系下阻抗模型转换为复矢量形式,通过频率变换得到其在两相静止坐标系下的频域阻抗模型。基于阻抗模型所代表的物理意义,采用等效RLC串联电路,分析了控制器参数及电网参数对并网系统等效阻抗及谐振频率的影响。分别从增大次同步频段阻尼和降低系统发生次同步谐振频率的角度出发,在转子侧控制器中同时引入了附加阻尼和虚拟感抗控制,分析表明该方法能有效地抑制次同步谐振。最后,通过仿真验证了所建模型及理论分析的正确性。

关键词: 双馈风电机组; 次同步谐振; 阻抗建模; 附加阻尼控制; 虚拟感抗控制

0 引言

近年来,由双馈风电机组控制器与串补电网之间的相互作用引发的次同步谐振,即次同步控制相互作用问题越发突出,成为目前研究的热点^[1-2]。

建立全面精确的双馈风电机组的数学模型是分析其次同步谐振产生机理的基础,常用数学模型主要包括状态空间模型和阻抗模型^[3-8]。文献[4]建立了双馈风电机组阻抗模型,分析了风速、串补度及电流环比例系数对双馈风力串补系统稳定性的影响。考虑锁相环动态的影响,文献[5]建立了双馈风电机组正负序阻抗模型。文献[6]考虑励磁互感、转子电流控制器、锁相环和扰动相序建立了双馈风电机组三相静止坐标系输入阻抗模型。为了定量评估次同步谐振风险,文献[7]将双馈风力串补系统在谐振频率附近等效成一个二阶的RLC串联谐振电路。

阻抗建模方法可分为 dq 轴线性化建模和谐波线性化建模^[9-13]。文献[10]建立了三相并网变换器 dq 阻抗模型,模型最终表示成二阶矩阵的形式。文献[11]在静止坐标系下建立了双馈风电机组定子侧中频谐波电流的数学模型。文献[12]建立了三相并网变换器的正负序阻抗模型,在忽略锁相环的影响

后,正负序下的阻抗模型相互解耦。文献[13]指出锁相环、控制器外环等不对称模块可能会导致序阻抗模型中存在频率耦合现象。文献[14]建立了次超谐振耦合阻抗模型,分析了静止同步补偿器与弱交/直流电网的振荡机理。文献[15]分析了并网逆变器系统中两个频率分量的耦合机理,并通过频率扫描法验证了所建模型的准确性。文献[16]揭示了 dq 坐标系和两相静止坐标系下阻抗模型的关系,并在两相静止坐标系下建立了电压源型并网逆变器的统一阻抗模型。

对于双馈风电机组次同步谐振抑制技术的研究,现有文献主要有增设柔性交流输电系统(FACTS)装置、优化变流器控制参数和改进风电机组变流器控制三种方法^[3,17-22]。文献[18-19]对次同步阻尼控制输入信号的选择及输出信号的位置进行了详细研究。文献[20]在双馈风电机组转子电流环附加了一个陷波器来抑制次同步谐振。文献[21]提出了一种双自由度的控制策略,有效抑制了由感应发电机效应引起的次同步谐振。文献[22]通过在双馈风电机组转子侧或网侧变换器引入虚拟阻抗技术,改善其阻抗特性来抑制次同步谐振。

为了更清楚地诠释次同步谐振发生机理,并通过改进双馈风电机组变流器控制来抑制次同步谐振的发生,本文将双馈风电机组 dq 阻抗模型和 $\alpha\beta$ 阻抗模型统一起来,这样既方便在 dq 坐标系下对变流器进行改进控制,又能基于静止坐标系下阻抗模

收稿日期: 2018-08-24; 修回日期: 2018-11-02。

上网日期: 2019-01-23。

国家重点研发计划资助项目(2018YFB0904000); 国家电网公司科技项目(SGJB0000TKJS1801242)。

型代表的物理意义,采用等效 RLC 电路直观地分析控制器参数对并网系统谐振频率和等效阻抗的影响。分析表明在次同步频段,系统等效阻尼随谐振频率的增大而减小。为此,本文从增大次同步频段阻尼和降低次同步谐振频率两方面对双馈风电机组转子侧变流器进行改进控制,改进控制可以有效地抑制次同步谐振。

本文首先在两相静止坐标系下建立了双馈风电机组包括转子侧变换器和网侧变换器的统一阻抗模型。基于等效 RLC 串联电路,分析了控制器参数和电网参数对双馈风电机组次同步特性的影响。提出了在双馈风电机组转子侧控制器引入虚拟感抗和附加阻尼控制器的次同步谐振抑制策略。最后通过仿真分析,验证了理论分析的正确性。

1 双馈风电机组静止坐标系下的阻抗建模

双馈风电机组的系统结构框图如图 1 所示。整个系统由双馈发电机、转子侧变换器及其控制器、网侧变换器及其控制器、网侧滤波器、直流母线电容以及锁相环构成。图中: u_s, u_r 和 i_s, i_r 分别为定转子电压和定转子电流,下标 s 和 r 分别表示定子和转子; u_l 和 i_l 分别为网侧变换器电压和电流,下标 l 表示网侧变换器; u_{dc} 为直流母线电容电压; i_g 为线路电流;下标 abc 表示变量位于三相静止坐标系下。

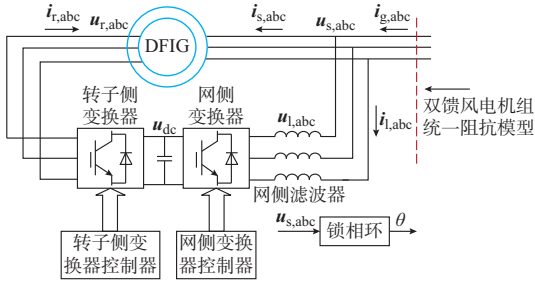


图 1 双馈风电机组系统结构

Fig. 1 Structure of DFIG based wind turbine

1.1 双馈风电机组 dq 坐标系下的复矢量模型

双馈风电机组转子侧变换器和网侧变换器数学模型在 dq 坐标系下可写成二阶矩阵形式^[10,23]。定义 dq 坐标系下物理量的复矢量表示形式如下,其中 x 表示 dq 坐标系下的任一物理量。

$$\mathbf{x}_{dq} = x_d + jx_q \quad (1)$$

结合小信号扰动量(用 Δx 表示),系统中物理量之间的关系如下,其中大写 X 表示系统静态工作点:

$$\mathbf{X}_{dq} + \Delta \mathbf{x}_{dq} = (X_d + \Delta x_d) + j(X_q + \Delta x_q) \quad (2)$$

根据如上的复矢量定义,双馈风电机组 dq 坐标系下复矢量形式的阻抗模型可表示为:

$$\begin{cases} \Delta \mathbf{u}_{s,dq}^s = [R_s + (s + j\omega)L_s] \Delta \mathbf{i}_{s,dq}^s + (s + j\omega)L_m \Delta \mathbf{i}_{r,dq}^s \\ \Delta \mathbf{u}_{r,dq}^s = [R_r + (s + j\omega_2)L_r] \Delta \mathbf{i}_{r,dq}^s + (s + j\omega_2)L_m \Delta \mathbf{i}_{s,dq}^s \end{cases} \quad (3)$$

式中: L_s 和 L_r 分别为定子侧电感和转子侧电感; R_s 和 R_r 分别为定子电阻和转子电阻; L_m 为定转子互感; ω 和 ω_2 分别为同步角频率和转子电流角频率;上标 s 表示变量位于系统坐标系中;下标 dq 表示变量位于 dq 坐标系下。

转子侧控制器复矢量形式的阻抗模型如下:

$$\Delta \mathbf{u}_{r,dq}^c = M(s)H(s)(\mathbf{U}_{s,dq}^* \Delta \mathbf{i}_{r,dq}^c + \mathbf{I}_{s,dq} \Delta \mathbf{u}_{s,dq}^{c*}) + (-H(s) + j\omega_2 L_r) \Delta \mathbf{i}_{r,dq}^c \quad (4)$$

式中: $H(s) = k_{p,ir} + k_{i,ir}/s$ 和 $M(s) = k_{p,pq} + k_{i,pq}/s$ 分别表示转子侧变换器电流环和功率环比例-积分(PI)控制器传递函数,其中 $k_{p,ir}, k_{i,ir}, k_{p,pq}, k_{i,pq}$ 分别表示对应控制器中的比例和积分系数;* 表示相应复矢量的共轭复数;上标 c 表示变量位于控制器坐标系中。

锁相环在 dq 坐标系下复矢量形式的小信号阻抗模型可以表示为:

$$\Delta \mathbf{x}_{dq}^c = \Delta \mathbf{x}_{dq}^s - \frac{1}{2} F(s) \mathbf{X}_{dq}^s (\Delta \mathbf{u}_{s,dq}^s - \Delta \mathbf{u}_{s,dq}^{s*}) \quad (5)$$

式中: $\mathbf{x}$ 为任一电压电流的复矢量; $F(s)$ 为锁相环的闭环传递函数,其表达式如下

$$F(s) = \frac{k_{p,pll}s + k_{i,pll}}{s^2 + U_{sd}k_{p,pll}s + U_{sd}k_{i,pll}}$$

式中: $k_{p,pll}$ 和 $k_{i,pll}$ 分别为锁相环比例和积分系数。

网侧滤波器及网侧控制器的复矢量模型如下:

$$\Delta \mathbf{u}_{l,dq}^s = -(sL + R_l + j\omega L) \Delta \mathbf{i}_{l,dq}^s + \Delta \mathbf{u}_{s,dq}^s \quad (6)$$

$$\Delta \mathbf{u}_{l,dq}^c = (-H_g(s) + j\omega L) \Delta \mathbf{i}_{l,dq}^c - N(s)H_g(s) \Delta \mathbf{u}_{dc} \quad (7)$$

式中: $H_g(s) = k_{p,il} + k_{i,il}/s$ 和 $N(s) = k_{p,dc} + k_{i,dc}/s$ 分别为网侧变换器电流环和直流电压环 PI 控制器传递函数,其中 $k_{p,il}, k_{i,il}, k_{p,dc}, k_{i,dc}$ 分别表示对应控制器中的比例和积分系数。

直流母线模块的复矢量形式阻抗模型如下:

$$\begin{aligned} sCU_{dc} \Delta \mathbf{u}_{dc} = & \mathbf{U}_{l,dq}^* \Delta \mathbf{i}_{l,dq}^s + \mathbf{U}_{l,dq} \Delta \mathbf{i}_{l,dq}^{s*} + \mathbf{I}_{l,dq}^* \Delta \mathbf{u}_{s,dq}^s - \mathbf{U}_{r,dq}^* \Delta \mathbf{i}_{r,dq}^s - \mathbf{U}_{r,dq} \Delta \mathbf{i}_{r,dq}^{s*} - \\ & \mathbf{I}_{r,dq}^* \Delta \mathbf{u}_{r,dq}^s - \mathbf{I}_{r,dq} \Delta \mathbf{u}_{r,dq}^{s*} \end{aligned} \quad (8)$$

1.2 双馈风电机组静止坐标系下的阻抗模型

dq 坐标系和静止坐标系阻抗模型之间的数学关系可通过复传递函数和复空间矢量揭示^[24]。考虑频率变换可将 dq 坐标系阻抗模型转换到两相静止坐标系下^[16]。两相静止坐标系下复矢量用下标 $\alpha\beta$ 表示,对于频率变换的过程,文献[16]中给出了具体说明,这里做简要介绍。

任意一个 dq 坐标系下考虑耦合的复矢量阻抗模型可用下式表示:

$$\begin{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_{dq} \\ \Delta \mathbf{u}_{dq}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{dq,pp}(s) & Z_{dq,pn}(s) \\ Z_{dq,np}(s) & Z_{dq,nn}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{i}_{dq} \\ \Delta \mathbf{i}_{dq}^* \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中: Z_{dq} 表示电压与电流之间的复矢量传递关系; 下标 pp 和 nn 分别代表正序和负序, pn 和 np 表示相应的耦合项。

dq 坐标系下的小信号物理量和 $\alpha\beta$ 坐标系下的小信号物理量有如下关系:

$$\begin{cases} \Delta \mathbf{x}_{dq} = e^{-j\omega t} \Delta \mathbf{x}_{\alpha\beta} \\ \Delta \mathbf{x}_{dq}^* = e^{j\omega t} \Delta \mathbf{x}_{\alpha\beta}^* \end{cases} \quad (10)$$

式中: $e^{-j\omega t}$ 和 $e^{j\omega t}$ 分别代表将矢量进行逆时针和顺时针旋转。

将式(10)代入式(9)中,可以得到:

$$\begin{bmatrix} e^{-j\omega t} \Delta \mathbf{u}_{\alpha\beta} \\ e^{j\omega t} \Delta \mathbf{u}_{\alpha\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{dq,pp}(s) & Z_{dq,pn}(s) \\ Z_{dq,np}(s) & Z_{dq,nn}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-j\omega t} \Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta} \\ e^{j\omega t} \Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta}^* \end{bmatrix} \quad (11)$$

对式(11)两边同乘以一个旋转矩阵,可以得到经过频率变换之后两相静止坐标系下的阻抗模型如下式所示:

$$\begin{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_{\alpha\beta} \\ e^{j2\omega t} \Delta \mathbf{u}_{\alpha\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j\omega t} & 0 \\ 0 & e^{j\omega t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{dq,pp}(s) & Z_{dq,pn}(s) \\ Z_{dq,np}(s) & Z_{dq,nn}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-j\omega t} \Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta} \\ e^{j\omega t} \Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{dq,pp}(s-j\omega) & Z_{dq,pn}(s-j\omega) \\ Z_{dq,np}(s+j\omega) & Z_{dq,nn}(s+j\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta} \\ e^{j2\omega t} \Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta}^* \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_{r,\alpha\beta}^c \\ \Delta \mathbf{u}_{r,\alpha\beta}^{c*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -H(s-j\omega) + j\omega_2 L_r & 0 \\ 0 & -H(s_2+j\omega) - j\omega_2 L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{i}_{r,\alpha\beta}^c \\ \Delta \mathbf{i}_{r,\alpha\beta}^{c*} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & H(s-j\omega)M(s-j\omega)\mathbf{I}_{s,\alpha\beta} \\ H(s_2+j\omega)M(s_2+j\omega)\mathbf{I}_{s,\alpha\beta}^* & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_{s,\alpha\beta}^c \\ \Delta \mathbf{u}_{s,\alpha\beta}^{c*} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} H(s-j\omega)M(s-j\omega)\mathbf{U}_{s,\alpha\beta}^* + j\omega_2 L_m & 0 \\ 0 & H(s_2+j\omega)M(s_2+j\omega)\mathbf{U}_{s,\alpha\beta} - j\omega_2 L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{i}_{s,\alpha\beta}^c \\ \Delta \mathbf{i}_{s,\alpha\beta}^{c*} \end{bmatrix} \quad (15)$$

锁相环在两相静止坐标系下的阻抗模型为:

$$\begin{bmatrix} \Delta \mathbf{x}_{\alpha\beta}^c \\ \Delta \mathbf{x}_{\alpha\beta}^{c*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{x}_{\alpha\beta}^s \\ \Delta \mathbf{x}_{\alpha\beta}^{s*} \end{bmatrix} - \frac{1}{2} \begin{bmatrix} F(s-j\omega)\mathbf{X}_{\alpha\beta} - F(s-j\omega)\mathbf{X}_{\alpha\beta}^* \\ F(s_2+j\omega)\mathbf{X}_{\alpha\beta}^* - F(s_2+j\omega)\mathbf{X}_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_{s,\alpha\beta}^s \\ \Delta \mathbf{u}_{s,\alpha\beta}^{s*} \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_{l,\alpha\beta}^c \\ \Delta \mathbf{u}_{l,\alpha\beta}^{c*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -H_g(s-j\omega) + j\omega L & 0 \\ 0 & -H_g(s_2+j\omega) - j\omega L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{i}_{l,\alpha\beta}^c \\ \Delta \mathbf{i}_{l,\alpha\beta}^{c*} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -H_g(s-j\omega)N(s-j\omega) & 0 \\ 0 & -H_g(s_2+j\omega)N(s_2+j\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_{dc} \\ \Delta \mathbf{u}_{dc}^* \end{bmatrix} \quad (18)$$

从上面的频率变换过程可以得到,对于一个正序频率为 ω_p 的物理量,它所耦合出来的是频率为 $2\omega - \omega_p$ 的物理量。因此当正序下的物理量频率超过 2 倍基频时,它所耦合出的复矢量与原矢量的旋转方向相反,也即会存在正、负序之间的耦合,否则只是存在同一相序下两个频率之间的耦合。

由于经过频率变换之后,两相静止坐标系下电压电流矢量所对应的耦合量频率发生了变化。为了便于表示,令 $s_2 = j2\omega - s$,在经过如上所述的频率变换之后,得到双馈发电机在两相静止坐标系下的小信号阻抗模型如下式所示:

$$\begin{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_{s,\alpha\beta}^s \\ \Delta \mathbf{u}_{s,\alpha\beta}^{s*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + sL_s & 0 \\ 0 & R_s + s_2L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{i}_{s,\alpha\beta}^s \\ \Delta \mathbf{i}_{s,\alpha\beta}^{s*} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} sL_m & 0 \\ 0 & s_2L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{i}_{r,\alpha\beta}^s \\ \Delta \mathbf{i}_{r,\alpha\beta}^{s*} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_{r,\alpha\beta}^s \\ \Delta \mathbf{u}_{r,\alpha\beta}^{s*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r + (s_1 - j\omega_r)L_r & 0 \\ 0 & R_r + (s_2 + j\omega_r)L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{i}_{r,\alpha\beta}^s \\ \Delta \mathbf{i}_{r,\alpha\beta}^{s*} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (s_1 - j\omega_r)L_m & 0 \\ 0 & (s_2 + j\omega_r)L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{i}_{s,\alpha\beta}^s \\ \Delta \mathbf{i}_{s,\alpha\beta}^{s*} \end{bmatrix} \quad (14)$$

同理,可以得到变换后转子侧控制器的模型如式(15)所示:

网侧滤波器和网侧控制器在两相静止坐标系下的小信号阻抗模型为:

$$\begin{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_{l,\alpha\beta}^s \\ \Delta \mathbf{u}_{l,\alpha\beta}^{s*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_l + sL & 0 \\ 0 & R_l + s_2L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{i}_{l,\alpha\beta}^s \\ \Delta \mathbf{i}_{l,\alpha\beta}^{s*} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_{s,\alpha\beta}^s \\ \Delta \mathbf{u}_{s,\alpha\beta}^{s*} \end{bmatrix} \quad (17)$$

直流母线模块的小信号阻抗模型为:

$$(s-j\omega)CU_{dc}\Delta u_{dc} = [U_{1,a\beta}^* \quad U_{1,a\beta}] \begin{bmatrix} \Delta i_{1,a\beta}^s \\ \Delta i_{1,a\beta}^{s*} \end{bmatrix} +$$

$$[I_{1,a\beta}^* \quad I_{1,a\beta}] \begin{bmatrix} \Delta i_{1,a\beta}^s \\ \Delta i_{1,a\beta}^{s*} \end{bmatrix} - [U_{r,a\beta}^* \quad U_{r,a\beta}] \begin{bmatrix} \Delta i_{r,a\beta}^s \\ \Delta i_{r,a\beta}^{s*} \end{bmatrix} -$$

$$[I_{r,a\beta}^* \quad I_{r,a\beta}] \begin{bmatrix} \Delta i_{r,a\beta}^s \\ \Delta i_{r,a\beta}^{s*} \end{bmatrix} \quad (19)$$

在获得双馈风电机组中各个模块在静止坐标系下的小信号阻抗模型后,可以将代表各个模块阻抗模型的方程联立,完成阻抗模型的求解。求解得到的系统正序阻抗模型如下式所示:

$$\Delta u_{s,a\beta}^s = Z_{pp} \Delta i_{s,a\beta}^s + Z_{cou,p} \Delta i_{s,a\beta}^{s*} \quad (20)$$

式中: Z_{pp} 为正序阻抗; $Z_{cou,p}$ 为频率耦合项引入的耦合阻抗。

对于双馈风电机组在两相静止坐标系下的负序阻抗模型,可以通过同样的方式得到,这里不再进行赘述。

为了验证所推导阻抗模型的正确性,在附录 A 表 A1 和表 A2 系统参数下对双馈风电机组的正、负序阻抗进行扫频测量。扫频法的原理在文献[13-15]中已有具体说明,通过向电网中注入特定频率的三相对称扰动电压信号,测量并网点电流响应,将所测量的电压、电流信号通过快速傅里叶变换(FFT)分析得到其在相应频率下的 α 轴和 β 轴分量,再将其组合成复矢量形式的电压、电流信号,改变注入扰动电压频率,重复以上步骤,便可得到各频率点下系统阻抗的幅频特性和相频特性。

最终扫频结果如附录 A 图 A1 所示,红色曲线为理论计算值,蓝色圆圈为仿真测量值。在 5~1 000 Hz 的范围内,双馈风电机组正、负序阻抗通过理论模型计算的结果与频率扫描结果基本吻合。由于在次同步振荡频率范围内,频率耦合程度较低,因此文中后续研究不再考虑其影响。

2 基于阻抗模型的次同步谐振分析

双馈风力串补输电系统在谐振频率附近可等效为一个串联 RLC 谐振电路,利用双馈电机输入阻抗的依频曲线可以确定系统的振荡频率范围及振荡严重程度^[6-7]。基于所建阻抗模型所代表的物理含义,可采用等效 RLC 串联谐振电路分析不同相序、控制器参数和电网参数对次同步谐振的影响。

因网侧控制器部分阻抗要比机侧大很多^[4],网侧控制器参数对次同步谐振阻尼和频率的影响要远小于机侧控制器,故下文没有具体分析。锁相环参

数变化对系统阻尼和谐振频率的影响在文献[6]已详细分析,本文分析结果与其一致,故不再赘述。

2.1 基于等效 RLC 串联电路的次同步谐振分析

双馈风力串补系统等效电路如图 2 所示。图中: L_{sum} 和 R_{sum} 分别代表整个并网系统的等效电感和电阻; C_g 代表电网上的串联补偿电容; U_{grid} 和 U_{dfig} 分别代表电网和双馈风电机组等效电压源电压。

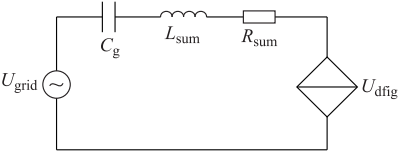


图 2 串补条件下双馈风电机组并网系统等效电路
Fig. 2 Equivalent circuit of grid-connected DFIG based wind turbine system under series-compensated condition

由等效电路可得双馈风电机组与串补电网连接时,系统等效感抗、电阻及次同步谐振频率分别如下式所示:

$$L_{sum} = L_{dfig} + L_g = \text{Im}(Z_{pp}) + L_g \quad (21)$$

$$R_{sum} = R_{dfig} + R_g = \text{Re}(Z_{pp}) + R_g \quad (22)$$

$$f_{ssr} = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_{dfig} + L_g)C_g}} \quad (23)$$

式中: L_{dfig} 和 R_{dfig} 分别为双馈风电机组等效电感和电阻; L_g 和 R_g 分别为电网的等效电感和电阻; Re 和 Im 分别表示提取 Z_{pp} 的实部和虚部分量。

串补电网在两相静止坐标系下的正、负序等效阻抗分别为:

$$Z_{g,p} = Z_{g,n} = R_g + sL_g + \frac{1}{sC_g} \quad (24)$$

结合所推导的双馈风电机组在两相静止坐标系下的正、负序阻抗模型与串补电网阻抗模型,在同一张图中画出系统等效感抗、串补电容容抗以及系统等效电阻随频率变化的曲线。等效感抗和容抗的交点频率即为系统发生的次同步谐振频率,而在该点等效电阻的正负则决定系统振荡是收敛还是发散。

2.2 不同相序下的次同步谐振分析

双馈风电机组并网系统发生次同步谐振的原因如下:在次同步谐振频率下,双馈风电机组转子侧电阻 R_{rsc} 等效到定子侧可能为负电阻,从而可能导致整个系统呈现负电阻特性。

正序情况下, R_{rsc} 在次同步谐振频率下等效到定子侧后的表达式为:

$$\begin{cases} R_{r,eq} = \frac{R_{rsc}}{\sigma_p} \\ \sigma_p = \frac{\omega_{ssr} - \omega_r}{\omega_{ssr}} \end{cases} \quad (25)$$

式中: ω_r 为转子角频率; ω_{ssr} 和 σ_p 分别为次同步谐振角频率和转差频率, 当 $\sigma_p(s) < 0$ 时, 就有 $R_{r,eq} < 0$, 如果这时双馈风电机组定子等效电阻及电网等效电阻之和的幅值小于转子侧等效负电阻的幅值, 整个系统就会呈现负电阻特性, 从而发生发散的次同步谐振现象。

在负序情况下, 双馈风电机组转子侧电阻在次同步谐振频率下等效到定子侧后的表达式为:

$$\begin{cases} R_{r,eq} = \frac{R_{rsc}}{\sigma_n} \\ \sigma_n = \frac{\omega_{ssr} + \omega_r}{\omega_{ssr}} \end{cases} \quad (26)$$

式中: σ_n 为负序的次同步谐振频率转差频率。由式(26)可知, σ_n 始终大于 0, 即负序的转子侧等效电阻在次同步频率下始终为正。

附录 A 图 A2 画出了整个系统的正、负序等效感抗, 串补电容容抗和等效电阻随频率变化的曲线。从图中可以看出: ①系统正序感抗和容抗交点频率为 $f_{ssr} = 18$ Hz, 该频率点对应系统正序阻尼为负, 因此系统容易出现发散的振荡; ②系统负序的等效阻尼在次同步频段始终为正, 说明系统发生负序发散型振荡风险极小。因此在后文对并网系统次同步谐振的分析中, 均忽略了负序阻抗的影响。

2.3 控制器及电网参数对次同步谐振的影响分析

双馈风电机组控制器通过影响系统等效阻抗从而影响整个并网系统稳定性。转子侧电流环比例系数 $k_{p,ir}$ 发生变化时, 整个系统正序等效电阻及等效感抗随频率变化曲线如附录 A 图 A3 所示。随着转子侧电流环比例系数的增大, 可知: ①正序等效电阻在次同步频段内变小, 负阻尼幅值显著增大, 说明系统更容易出现正序发散的次同步谐振; ②系统的等效感抗在次同步频段内逐渐增大, 等效感抗与容抗的交点随之左移, 说明系统发生次同步谐振时的频率减小。

转子侧功率环比例系数对系统阻尼和谐振频率的影响如附录 A 图 A4 所示。随着转子侧功率环比例系数的增大, 可知: ①正序等效电阻在次同步频段内整体变小, 负电阻幅值显著增大, 说明整个系统发生次同步谐振的风险加大; ②系统的等效感抗在次同步频段内逐渐增大, 等效感抗与容抗的交点随之左移, 说明系统发生次同步谐振时的频率降低。

附录 A 图 A5 则为改变串补电网的串补度 K_c 时, 系统正序等效容抗和等效感抗随频率变化曲线。随着串补度的增大, 可知: ①系统等效容抗逐渐增大, 系统发生次同步谐振时的频率逐渐升高; ②系统等效电阻在次同步频段内随频率升高逐渐减小, 串补度的增大会导致系统更容易出现发散的振荡。

3 附加阻尼及虚拟感抗改进控制

双馈风电机组在次同步频段等效阻尼为负是其出现发散次同步谐振的原因。由上文分析可知, 在次同步频段, 系统等效阻尼随着谐振频率的升高而减小, 因此, 可以从增大系统在次同步频段等效电阻和降低系统发生的谐振频率两方面来抑制次同步谐振。

3.1 附加阻尼控制

附加阻尼控制器可增大系统在次同步频段的阻尼, 能有效抑制次同步谐振的发散。转子侧附加阻尼控制器原理如图 3(a) 所示。图中: $i_{rd,ref}$ 和 $i_{rq,ref}$ 分别表示电流环 d 轴和 q 轴参考给定值; G_{HPF} 为高通滤波器传递函数, 在本文中采用一阶高通滤波器, 表达式如式(27)所示。

$$G_{HPF} = \frac{T_h s}{T_h s + 1} \quad (27)$$

式中: T_h 为高通滤波器的时间常数, 考虑到所提取谐振信号频率范围, 本文中 $T_h = 0.5$ s。

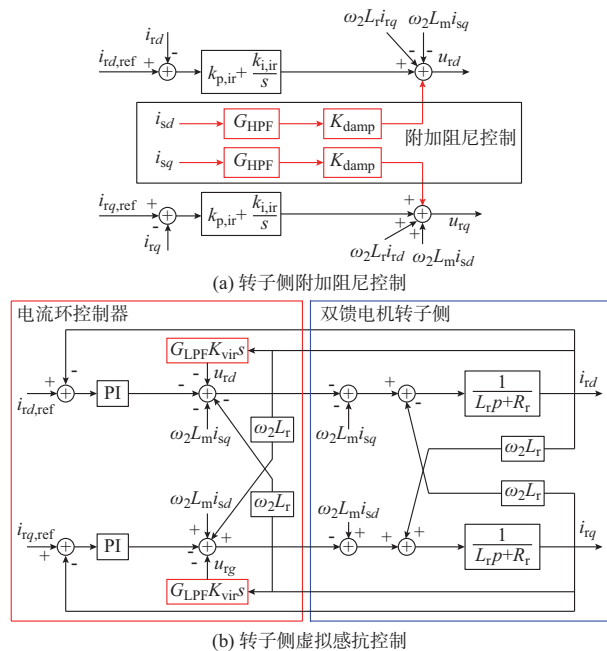


图 3 引入改进控制后的转子电流环控制器框图
Fig. 3 Block diagram of rotor current loop controllers with improved control

附加阻尼控制器中的 K_{damp} 表示附加阻尼系数, 附录 A 图 A6 画出了 K_{damp} 取不同数值时系统正序等效阻尼随频率变化曲线。由图可知, 在转子侧控制器中引入附加阻尼后, 系统的正序等效阻尼在次同步频率范围内整体得到了增大, 说明系统对次同步谐振的抑制能力得到了加强。但在较高的频率范围内, 系统阻尼降低, 说明系统对于该频段扰动的抑制能力不断变弱, 正是由于其他负面影响的限

制,导致了附加阻尼比例系数不能取得太大,这也就限制了该改进控制器抑制次同步谐振的效果。

3.2 虚拟感抗控制

观察系统阻尼在次同步频率范围内随频率变化的关系可以发现,随着谐振频率的降低,系统的阻尼不断增大,因此可以考虑从降低次同步谐振发生频率的角度来增强系统抑制次同步谐振的能力。

通过增大系统的等效感抗,使系统感抗和容抗交点向低频移动,即可降低系统发生次同步谐振的频率。双馈风电机组的等效阻抗主要由机侧决定,而转子侧控制器直接控制转子电流,在转子侧控制器引入虚拟感抗简单方便。引入虚拟感抗控制后双馈风电机组的转子侧电流环控制器和转子侧主电路的系统框图如图 3(b)所示。图中: p 表示微分算子;PI 表示转子侧电流环调节器; G_{LPF} 为低通滤波器传递函数,引入低通滤波器是因为微分项在控制器中难以实现,这里采用一阶低通滤波器,截止频率取 1 000 Hz; K_{vir} 为虚拟电感系数, K_{vir} 改变时系统次同步谐振频率变化如附录 A 图 A7 所示。随着虚拟电感系数的增大,系统等效感抗增大,系统等效感抗与等效容抗的交点随之左移,说明系统发生次同步谐振的频率降低。而系统等效阻尼在次同步频段内随频率降低而增大,这就意味着系统在次同步谐振时的等效阻尼得到了有效提高,从而提高了系统对次同步谐振的抑制能力。

3.3 附加阻尼与虚拟感抗同时改进控制

通过在控制器中同时引入附加阻尼控制和虚拟感抗控制,可以从增大系统次同步频段阻尼和减小系统次同步谐振频率两个角度抑制次同步谐振的发散,从而获得更好的次同步谐振抑制效果。

附录 A 图 A8 所示为不同的附加阻尼系数和虚拟电感系数组合时,系统等效阻尼和等效感抗随频率变化曲线。从图中可以看出,同时引入虚拟感抗和附加阻尼控制器后,系统等效阻尼在次同步频段整体得到提高,同时系统发生的次同步谐振频率也得到有效降低,相当于进一步提高了系统对次同步谐振的阻尼。

4 仿真分析

为了验证基于两相静止坐标系阻抗模型理论分析的正确性,在 Simulink 中搭建了 1.5 MW 双馈风电机组与串联补偿电网连接的模型,仿真模型中使用的参数见附录 A 表 A1 和表 A2。

4.1 控制器参数和电网参数的影响

在电网串补度为 20%,功率环比例系数 $k_{p,pq}$ =

0.3 的情况下,双馈风电机组连接串补电网稳定运行 0.5 s 后,将转子侧电流环比例系数 $k_{p,ir}$ 由 0.2 增大到 0.35。双馈电机定子 dq 轴电流 I_{sd} 和 I_{sq} 仿真波形如图 4(a)所示,由图可知转子侧电流环比例系数增大时,原本稳定的并网系统出现发散的次同步谐振,A 相并网节点电流谐振频率约为 18 Hz,与理论分析一致。

在电网串补度为 20%, $k_{p,ir}$ = 0.2 的情况下,待系统稳定运行 0.5 s 后,将转子侧功率环比例系数 $k_{p,pq}$ 由 0.3 增大到 0.9。双馈电机定子 dq 轴电流仿真波形如图 4(c)所示,由图可知转子侧功率环比例系数增大时,原本稳定的并网系统出现发散的次同步谐振,A 相并网节点电流谐振频率约为 18.5 Hz,与理论分析一致。

在电流环比例系数为 0.2, $k_{p,pq}$ = 0.4 的情况下,双馈风电机组连接串补电网稳定运行 0.5 s 后,将串补度 K_c 从 20% 增大到 40%,双馈电机定子 dq 轴电流仿真波形如图 4(e)所示。

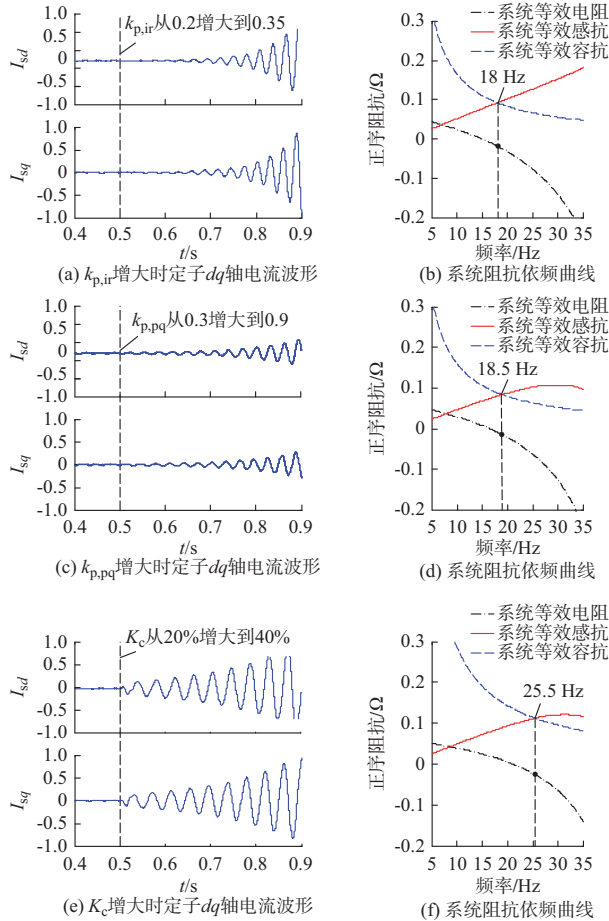


图 4 参数改变后定子 dq 轴电流波形及系统阻抗特性曲线
Fig. 4 Stator dq current waveforms and system impedance characteristic curves with different parameters

由图可知,系统从原本的稳定运行变为发散的次同步谐振,A相并网点电流谐振频率约为25 Hz,与理论分析一致。

4.2 附加阻尼及虚拟感抗改进控制的仿真验证

在电网串补度为40%,功率环比例系数为0.3的条件下,双馈风电机组并网稳定运行0.5 s后,电流环比例系数由0.1增大到0.25,引入虚拟感抗($K_{vir}=0.4$)前后,双馈电机定子 dq 轴电流波形对比如图5(a)所示。引入虚拟感抗控制后,A相并网点电流谐振频率从25 Hz降为21 Hz,从而间接增大了系统等效阻尼,使得系统发散速度减慢。

在电网串补度为40%,功率环比例系数为0.3的情况下,双馈风电机组并网稳定运行0.5 s后,电流环比例系数由0.1增大到0.3的情况下:①采用传统控制器;②只引入附加阻尼控制;③只引入虚拟感抗控制;④同时引入附加阻尼和虚拟感抗控制,得到A相并网点电流波形如图5(c)所示。

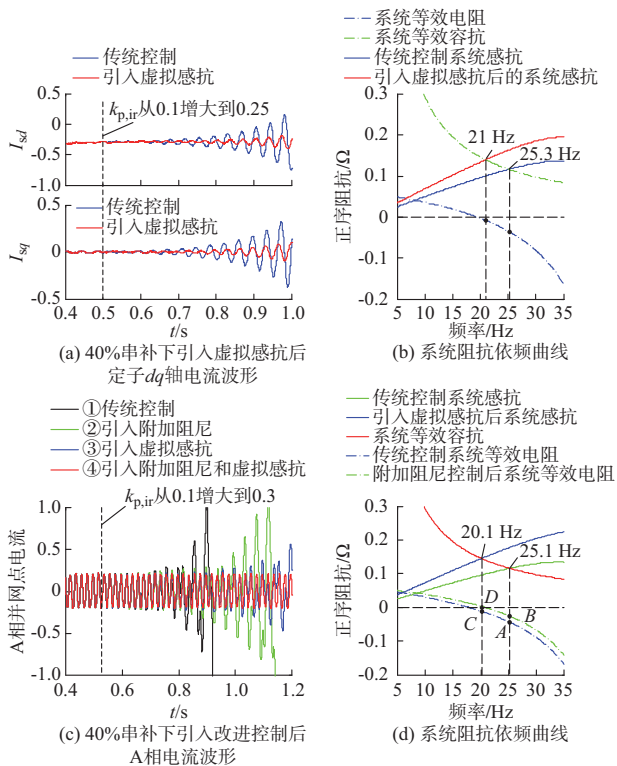


图5 40%串补下引入改进控制后定子 dq 轴电流波形
Fig.5 Stator dq current waveforms with improved control under 40% series compensation level

由图5(c)可知,在串补度为40%情况下,采用传统控制器,系统阻尼位于A点,此时阻尼为负,A相并网点电流出现频率约为25 Hz的振荡。单独引入附加阻尼控制($K_{damp}=0.2$),系统阻尼位于B点,系统仍然出现振荡,但发散速度变慢。单独引入虚拟感抗控制($K_{vir}=0.5$),系统阻尼位于C点,

谐振频率降为20 Hz,系统等效负阻尼幅值减小,系统仍会出现振荡,但谐振发散速度减慢。同时引入附加阻尼和虚拟感抗控制后,系统阻尼位于D点,系统由原来的负阻尼变为正阻尼,从而能够稳定运行。

对于功率环参数和串补参数的改变造成的次同步谐振,都可以采用本文所提的附加阻尼控制和虚拟感抗控制进行抑制。由于篇幅的限制,抑制结果在附录A图A9和图A10中给出。

5 结语

本文对双馈风电机组静止坐标系阻抗模型进行了研究,将双馈风电机组 dq 阻抗模型和 $\alpha\beta$ 阻抗模型统一起来。基于RLC串联谐振电路分析了双馈风电机组次同步谐振发生机理及频率变化特性。在此基础上,提出了增大次同步频段阻尼和降低次同步谐振频率两种思路来抑制次同步谐振,并通过仿真验证了所建模型及理论分析的正确性。

本文的工作为次同步谐振抑制的研究提供了理论基础,但文中仅从转子侧提出了改进控制方法,未考虑改进控制方法对系统动态性能的影响,基于机网协调改进控制及多种改进控制方法的优化组合仍有待进一步的研究。

附录见本刊网络版(<http://www.aeps-info.com/aeps/ch/index.aspx>)。

参考文献

- [1] 肖湘宁,罗超,廖坤玉. 新能源电力系统次同步振荡问题研究综述[J]. 电工技术学报,2017,32(6):85-97.
XIAO Xiangning, LUO Chao, LIAO Kunyu. Review of the research on subsynchronous oscillation issues in electric power system with renewable energy sources [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(6): 85-97.
- [2] LIU Huakun, XIE Xiaorong, GAO Xiaodan, et al. Stability analysis of SSR in multiple wind farms connected to series-compensated systems using impedance network model[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2018, 33(3): 3118-3128.
- [3] 王亮,谢小荣,姜齐荣,等. 大规模双馈风电场次同步谐振的分析与抑制[J]. 电力系统自动化,2014,38(22):26-31.
WANG Liang, XIE Xiaorong, JIANG Jirong, et al. Analysis and mitigation of SSR problems in large-scale wind farms with doubly-fed wind turbines [J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(22): 26-31.
- [4] MIAO Zhixin. Impedance-model-based SSR analysis for type 3 wind generator and series-compensated network [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2012, 27(4): 984-991.
- [5] VIETO I, SUN Jian. Sequence impedance modeling and analysis of type-III wind turbines [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2018, 33(2): 537-545.
- [6] 廖坤玉,陶顺,姚黎婷,等. 考虑励磁的DFIG静止坐标系输入阻

抗的频域建模与时变特性研究[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(16): 4886-4897.

LIAO Kunyu, TAO Shun, YAO Liting, et al. Study on frequency-domain modeling and time-varying characteristics of DFIG input impedance with excitation under static reference frame[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(16): 4886-4897.

[7] LIU Huakun, XIE Xiaorong, ZHANG Chuanyu, et al. Quantitative SSR analysis of series-compensated DFIG-based wind farms using aggregated RLC circuit model[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2017, 32(1): 474-483.

[8] 年珩, 庞博, 许国东, 等. 应对并补电网下 DFIG 系统高频谐振的宽频阻抗重塑策略[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(18): 48-56. DOI: 10.7500/AEPS20170922010.

NIAN Heng, PANG Bo, XU Guodong, et al. Reshaping strategy of wide frequency impedance for DFIG system to suppress high frequency resonance under parallel compensation grid[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(18): 48-56. DOI: 10.7500/AEPS20170922010.

[9] 张学广, 方冉, 马彦, 等. 弱电网情况下双馈风电机组改进虚拟感抗控制方法[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(18): 33-40. DOI: 10.7500/AEPS20170821006.

ZHANG Xueguang, FANG Ran, MA Yan, et al. Control method of improved virtual inductance for DFIG based wind turbine under weak grid condition[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(18): 33-40. DOI: 10.7500/AEPS20170821006.

[10] WEN Bo, BOROYEVICH D, BURGOS R, et al. Analysis of D-Q small-signal impedance of grid-tied inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 675-687.

[11] 李庆, 程鹏, 王伟胜. 双馈风电机组中频谐波电流建模与分析[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(18): 41-47. DOI: 10.7500/AEPS20180331002.

LI Qing, CHENG Peng, WANG Weisheng. Modeling and analysis of harmonic current in middle-frequency band in DFIG based wind turbines [J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(18): 41-47. DOI: 10.7500/AEPS20180331002.

[12] CESPEDES M, SUN Jian. Impedance modeling and analysis of grid-connected voltage-source converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(3): 1254-1261.

[13] RYGG A, MOLINAS M, ZHANG Chen, et al. A modified sequence-domain impedance definition and its equivalence to the dq -domain impedance definition for the stability analysis of AC power electronic systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 4(4): 1383-1396.

[14] SHU Dewu, XIE Xiaorong, RAO Hong, et al. Sub- and super-synchronous interactions between STATCOMs and weak AC/DC transmissions with series compensations[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(9): 7424-7437.

[15] 邹小明, 杜雄, 王国宁, 等. 三相并网逆变器频率耦合机理分析及稳定性判定[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(18): 57-63. DOI: 10.7500/AEPS20170823005.

ZOU Xiaoming, DU Xiong, WANG Guoning, et al. Frequency coupling mechanism analysis and stability judgment for three-phase grid-connected inverter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(18): 57-63. DOI: 10.7500/AEPS20170823005.

[16] WANG Xiongfei, HARNEFORS L, BLAABJERG F. Unified impedance model of grid-connected voltage-source converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(2): 1775-1787.

[17] MOHAMMADPOUR H A, ISLAM M M, SANTI E A. SSR damping in fixed-speed wind farms using series FACTS controllers[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31(1): 76-86.

[18] FAN Lingling, MIAO Zhixin. Mitigating SSR using DFIG-based wind generation[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2012, 3(3): 349-358.

[19] MOHAMMADPOUR H A, SANTI E. SSR damping controller design and optimal placement in rotor-side and grid-side converters of series-compensated DFIG-based wind farm [J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2015, 6(2): 388-399.

[20] LIU Huakun, XIE Xiaorong, HE Jingbo, et al. Damping DFIG-associated SSR by adding subsynchronous suppression filters to DFIG converter controllers[C]// IEEE Power and Energy Society General Meeting (PESGM), July 17-21, 2016, Boston, USA: 1-5.

[21] HUANG P H, EL MOURSI M S, XIAO W A. Subsynchronous resonance mitigation for series-compensated DFIG-based wind farm by using two-degree-of-freedom control strategy[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2015, 30(3): 1442-1454.

[22] VIETO I, SUN Jian. Damping of subsynchronous resonance involving type-III wind turbines [C]// 2015 IEEE 16th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), July 12-15, 2015, Vancouver, Canada: 1-8.

[23] 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): 1507-1516.

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): 1507-1516.

[24] HARNEFORS L. Modeling of three-phase dynamic systems using complex transfer functions and transfer matrices[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(4): 2239-2248.

张学广(1981—),男,通信作者,博士,副教授,主要研究方向:可再生能源发电技术。E-mail: zxghit@hit.edu.cn

邱望明(1996—),男,硕士研究生,主要研究方向:风力发电技术。E-mail: qwming@126.com

方冉(1994—),男,硕士研究生,主要研究方向:双馈风力发电系统并网稳定性分析。E-mail: teamo4869@163.com

(编辑 章黎)

(下转第 106 页 continued on page 106)

Impedance Modeling and Sub-synchronous Resonance Mitigation Strategy of DFIG Based Wind Turbine in Static Reference Frame

ZHANG Xueguang¹, QIU Wangming¹, FANG Ran¹, ZHU Lin², XU Dianguo¹

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China;

2. Yunnan Energy Research Institute Limited Company, Kunming 650011, China)

Abstract: To explain the mechanism of sub-synchronous resonance (SSR) in doubly-fed induction generator (DFIG) based wind turbine system under series compensation, an impedance model of DFIG based wind turbine in static reference frame is established. Firstly, the dq impedance model of DFIG based wind turbine is transformed into complex vector form and its frequency-domain impedance model is derived by frequency transformation. Based on the physical interpretation represented by the impedance model, the influence of controller and network parameters on equivalent impedance and SSR frequency of grid-connected system is analyzed using equivalent RLC series circuit. Damping control and virtual inductance control are proposed to mitigate SSR, which can lead to the increase of the damping of SSR region and reduce the SSR frequency of the system, respectively. Finally, the accuracy of the model and the theoretical analysis is verified by simulation.

This work is supported by National Key R&D Program of China (No. 2018YFB0904000) and State Grid Corporation of China (No. SGJB0000TKJS1801242).

Key words: doubly-fed induction generator (DFIG) based wind turbine; sub-synchronous resonance (SSR); impedance modeling; additional damping control; virtual inductance control