计及网络谐振结构的双馈风电场次同步 振荡问题分析及抑制

邢法财¹,武 诚²,蒋 哲¹,张 冰²,杨 冬¹,周 宁¹
 (1. 国网山东省电力公司电力科学研究院,山东 济南 250000;
 2. 国网山东省电力公司电力调度控制中心,山东 济南 250000)

摘要:针对双馈风电场经串补送出时的振荡问题,致力于从电力网络谐振的角度分析其振荡机理,并提出相 关抑制措施。首先结合双馈风机的基本结构,对其交流侧受扰动时的响应特性进行了分析,建立起双馈风机 的端口阻抗模型。在此基础上,采用s域节点导纳矩阵法分析了不同运行工况下双馈风电场经串补送出系统 的网络谐振结构,并确定了不稳定谐振模式的主要影响区域。最后,针对最不稳定的谐振模式提出了基于旁 路阻尼滤波器的谐振抑制措施,并通过电磁暂态仿真对其有效性进行了验证。算例分析表明,在高串补度、 低运行转速下,系统在次同步频段内确实存在一定的谐振风险;通过合理设计旁路阻尼滤波器参数,可以有 效提高系统的谐振稳定性。

关键词:双馈风机;串补;次同步振荡;s域节点导纳矩阵法;旁路阻尼滤波器 中图分类号:TM 614
文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202207017

0 引言

双馈感应风力发电机(DFIWG)(简称为"双馈 风机")^[1]的重量较轻、尺寸较小、成本较低,且其能 够适应较为广泛的风能状况,是目前风电场普遍采 用的风机类型。但当双馈风电场通过串联补偿线路 送出时,系统频繁出现一些振荡问题^[23]。为此,本 文致力于从电力网络谐振的角度深入探究双馈风电 场的振荡机理,并提出相应的抑制措施。

双馈风电场经串补送出时发生的振荡现象,其 振荡频率多在次 / 超同步频段,学术界一般将其归属 为次同步振荡的研究范畴[46]。但鉴于风机轴系的自 然扭振频率较低,故风电场的振荡不属于扭振相互作 用、暂态扭矩放大等[7]传统的涉及发电机轴系的次同 步振荡形式。现有文献大多从感应发电机效应或次 同步控制相互作用等角度对其进行分析,多采用单机 串补无穷大系统。文献[8]采用频率扫描法和时域 仿真法分析发现,受串补度、风速、控制器参数等影 响,感应发电机效应和次同步控制相互作用这2种 形式的次同步振荡均有可能发生在双馈风机经串补 送出系统中;文献[9]基于双馈风机经串补送出系统 的等效电路,指出风电场振荡的感应发电机效应是 一种双馈风机控制器参与的感应发电机效应;文献 [10]基于详细的双馈风机经串补送出系统的状态空 间模型,分析发现风电场振荡的次同步控制相互作

收稿日期:2022-03-29;修回日期:2022-06-30 在线出版日期:2022-07-21

基金项目:国网山东省电力公司科技项目(520626220001) Project supported by the Science and Technology Project of State Grid Shandong Electric Power Company(520626220001) 用是由串补和风机换流器相互作用所引起的,受串补 度和控制器参数共同影响;文献[11]根据现场数据 确定了风电场的振荡不涉及风机轴系,其属于电气 谐振,且串补度和运行转速分别是影响稳定性和振 荡频率的关键因素;文献[12]基于状态空间模型对 比了单机等值模型与多机模型对双馈风机次同步振 荡分析的影响。由于双馈风机含有背靠背换流器, 一些专家学者从电力电子装置稳定性的角度出发对 双馈风机引起的振荡问题进行分析,如文献[13-14] 基于双馈风机阻抗模型的奈奎斯特稳定判据,分析 发现电力网络和换流器控制器相互作用是引起双馈 风电场经串补送出时发生振荡现象的主要原因。

由现有研究可知,双馈风电场经串补送出时的 振荡问题属于电气谐振的研究范畴,所以该问题也 可以从电力网络谐振的角度出发进行分析。相较于 已有的研究,从电力网络谐振角度进行分析可以充 分考虑电力网络的拓扑结构,能够涵盖更多的电力 系统元件,对于宽频段谐振模式的分析更为全面。s 域节点导纳矩阵法^[15-16]建立在传统阻抗建模的基础 上,是一种可以充分计及电力网络拓扑结构的网络 谐振分析方法,本文采用该方法从电力网络谐振角 度分析了运行工况对双馈风电场振荡问题的影响, 并提出了基于旁路阻尼滤波器的振荡抑制措施。

首先,本文对双馈风机的基本结构进行了介绍, 并对其交流侧受扰动时的响应特性进行了分析,建立 其端口阻抗模型。在此基础上,基于s域节点导纳矩 阵法,分析了不同串补度和运行转速下双馈风电场经 串补送出系统的网络谐振结构,以确定运行工况对风 电场振荡问题的影响。最后,针对最不稳定的谐振模 式,提出了基于旁路阻尼滤波器(BDF)的谐振抑制 措施,并通过电磁暂态仿真对其有效性进行了验证。

1 双馈风机的基本结构

目前部分文献对双馈风机进行阻抗建模^[13-14], 但均对双馈风机的基本结构进行了不同程度的简化 处理,建模所考虑的环节尚不完善。为此,本文从双 馈风机的基本结构入手,采用传递函数分析其扰动 响应特性,建立其端口阻抗模型,并进行仿真验证。

双馈风机的"双馈"源自于其发电机定子和转子 均可向电网馈入功率,定子直接与电网相连,转子通 过背靠背换流器与电网相连,其基本结构^[1]见附录 A图A1。双馈风机的背靠背换流器可分为转子侧 换流器(RSC)和电网侧换流器(GSC)两部分,二者均 为两电平电压源型换流器。转子侧换流器一般用于 控制发电机的转矩,以捕获更多的风能;而电网侧换 流器一般用于控制换流器的直流侧电压和输出无功 功率,以支撑换流器的稳定运行和调节无功补偿,它 们的控制系统结构见附录A图A2,控制系统中的变 量参数定义见附录A表A1。

双馈风机转子侧换流器和电网侧换流器的控制 系统结构与常规两电平电压源型换流器^[17-18]相类 似,均为内外环控制结构。外环为功率控制环,响应 速度较慢,在分析中高频段([5,1000] Hz)的扰动响 应特性时,一般可忽略其影响;内环为电流控制环, 跟踪外环输出的电流参考,以实现外环的控制要求, 对双馈风机的宽频段扰动响应特性影响较大,在阻 抗建模过程中需详细考虑。另外,锁相环也是影响 双馈风机宽频段扰动响应特性的重要环节,需详细 考虑。电网侧换流器通过锁相环与电网保持同步, 即坐标变换采用锁相环的输出相位;而转子侧换流 器坐标变换所采用的相位为锁相环输出相位与发电 机转子相位的差值,现有文献对此少有阐述。

2 双馈风机的端口阻抗模型

基于双馈风机的基本结构,设背靠背换流器的 直流侧电压恒定,采用传递函数对双馈风机的交流 侧扰动响应特性进行分析,建立其端口阻抗模型。

2.1 阻抗建模

首先,本文对扰动分量在双馈风机内部的流动 情况进行了定量计算,推导出扰动分量在背靠背换 流器内部的传递函数,详细推导过程见附录B式 (B1)--(B27),最终推导结果见式(1)--(3)。

$$\theta_{\rm PLL} \Big(j \Big(\omega_{\rm p} - \omega_{\rm 1} \Big) \Big) = G_{\rm PLL} \Big(j \Big(\omega_{\rm p} - \omega_{\rm 1} \Big) \Big) U_{\rm ga} \Big(j \omega_{\rm p} \Big) \qquad (1)$$

$$U_{\rm vga} \Big(j \omega_{\rm p} \Big) = G_{U \rm vg_{-}Ug} \Big(j \Big(\omega_{\rm p} - \omega_{\rm 1} \Big) \Big) U_{\rm ga} \Big(j \omega_{\rm p} \Big) +$$

$$G_{\rm res} \Big(i \Big(\omega_{\rm p} - \omega_{\rm 1} \Big) \Big) U_{\rm ga} \Big(j \omega_{\rm p} \Big) +$$

$$G_{U_{\text{vg}},Ig}\left(j\left(\omega_{p}-\omega_{1}\right)\right)\theta_{\text{PLL}}\left(j\left(\omega_{p}-\omega_{1}\right)\right)$$
(2)

$$U_{\rm vra}(j\omega_{\rm pr}) = G_{Uvr_{\rm r}}(j(\omega_{\rm p} - \omega_{\rm 1})) I_{\rm sa}(j\omega_{\rm p}) + G_{Uvr_{\rm r}}(j(\omega_{\rm pr} - \omega_{\rm r})) I_{\rm ra}(j\omega_{\rm pr}) + G_{Uvr_{\rm r}}(j(\omega_{\rm p} - \omega_{\rm 1})) \theta_{\rm PLL}(j(\omega_{\rm p} - \omega_{\rm 1}))$$
(3)

式中: $\theta_{\text{PLI}}(s)$ 为锁相环的输出相位; $\omega_{\text{N}}\omega_{\text{I}}$ 分别为双 馈风机交流侧电压中扰动分量的角频率及其工频 角频率;G_{PI}(s)为电网侧换流器出口a相电压中扰 动分量到锁相环输出相位中扰动分量的传递函数; $U_{ss}(j\omega_{s})$ 为电网侧换流器出口a相电压中角频率为 $\omega_{\rm p}$ 的扰动分量; $U_{\rm vea}(j\omega_{\rm p})$ 为电网侧换流器阀侧a相电 压中频率为 ω_n 的扰动分量; $G_{Use,Us}(s)$ 为电网侧换流 器出口a相电压中扰动分量到其阀侧a相电压中扰 动分量的传递函数;G_{Uvg Ig}(s)为电网侧换流器出口a 相电流中扰动分量到其阀侧a相电压中扰动分量的 传递函数; $G_{Uxg}(s)$ 为锁相环输出相位中扰动分量到 电网侧换流器阀侧a相电压中扰动分量的传递函 数; $U_{\rm vra}$ (j $\omega_{\rm vr}$)为转子侧换流器阀侧a相电压中频率 为 ω_{nr} 的扰动分量, $\omega_{nr}=\omega_{n}-\omega_{m}$, ω_{m} 为转子转速; $G_{uuu}(s)$ 为发电机定子侧 a 相电流中扰动分量到转 子侧换流器阀侧a相电压中扰动分量的传递函数; G_{Ust} _k(s)为发电机转子侧a相电流中扰动分量到转子 侧换流器阀侧a相电压中扰动分量的传递函数; $G_{Usr,\theta}(s)$ 为锁相环输出相位中扰动分量到转子侧换 流器阀侧 a 相电压中扰动分量的传递函数; $I_{sa}(j\omega_{p})$ 为电网侧换流器出口a相电流中角频率为ω。的扰动 分量; $I_{sa}(j\omega_{p})$ 为发电机定子侧a相电流中频率为 ω_{p} 的扰动分量; $I_{ra}(j\omega_{pr})$ 为发电机转子侧 a 相电流中频 率为 ω_{m} 的扰动分量。

进而,本文分析了背靠背换流器的外部电路:电 网侧换流器外部为平波电抗器,可用电阻和电感的 串联电路进行模拟;转子侧换流器外部为异步发电 机,其等效电路见附录C图C1。结合扰动分量在背 靠背换流器内部的传递函数以及背靠背换流器的外 部电路,可建立双馈风机的端口阻抗模型,如式(4)、 (5)所示。

$$Z_{\text{DFIG}}(j\omega_{\text{p}}) = \frac{Z_{\text{GSC}}(j\omega_{\text{p}})Z_{\text{AG}_{\text{RSC}}}(j\omega_{\text{p}})}{Z_{\text{GSC}}(j\omega_{\text{p}}) + Z_{\text{AG}_{\text{RSC}}}(j\omega_{\text{p}})}$$

$$Z_{\text{GSC}}(j\omega_{\text{p}}) = \frac{R_{\text{g}} + j\omega_{\text{p}}L_{\text{g}} + G_{U_{\text{Vg},Ig}}(j(\omega_{\text{p}} - \omega_{1}))}{1 - G_{U_{\text{Vg},Ug}}(j(\omega_{\text{p}} - \omega_{1})) - G_{U_{\text{Vg},Ug}}(j(\omega_{\text{p}} - \omega_{1}))}G_{\text{PLL}}(j(\omega_{\text{p}} - \omega_{1}))}$$

$$Z_{\text{AG}_{\text{RSC}}}(j\omega_{\text{p}}) = \frac{R_{\text{s}} + j\omega_{\text{p}}L_{\text{s}} + j\omega_{\text{p}}L_{\text{m}}(1 + G_{I_{\text{r},Is}}(j\omega_{\text{p}}))}{1 - j\omega_{\text{p}}L_{\text{m}}G_{I_{\text{r},Us}}(j\omega_{\text{p}})}$$

$$(4)$$

$$G_{Ir_{L}Us}(j\omega_{p}) = \frac{K_{rs}(\omega_{p})G_{Uvr_{.}\theta}(j(\omega_{p}-\omega_{1}))G_{PLL}(j(\omega_{p}-\omega_{1}))}{K_{rs}(\omega_{p})R_{r}+j\omega_{p}L_{r}+j\omega_{p}L_{m}-K_{rs}(\omega_{p})G_{Uvr_{.}Ir}(j(\omega_{pr}-\omega_{r}))}$$

$$G_{Ir_{.}Ls}(j\omega_{p}) = \frac{K_{rs}(\omega_{p})G_{Uvr_{.}Is}(j(\omega_{p}-\omega_{1}))-j\omega_{p}L_{m}}{K_{rs}(\omega_{p})R_{r}+j\omega_{p}L_{r}+j\omega_{p}L_{m}-K_{rs}(\omega_{p})G_{Uvr_{.}Ir}(j(\omega_{pr}-\omega_{r}))}$$
(5)

式中: $Z_{DFIG}(s)$ 为双馈风机的端口阻抗; $Z_{CSC}(s)$ 为电 网侧换流器的端口阻抗; $Z_{AG_{RSC}}(s)$ 为发电机定子侧 的端口阻抗; $G_{h_{L}ls}(j\omega_{p})$ 为发电机定子侧 a 相电压中 扰动分量到其转子侧 a 相电流中扰动分量的传递函 数; $G_{h_{L}ls}(j\omega_{p})$ 为发电机定子侧 a 相电流中扰动分量 到其转子侧 a 相电流中扰动分量的传递函数;其余 变量定义详见附录A表A1。

2.2 模型验证

128

为验证所建立端口阻抗模型的准确性,本文搭 建了双馈风机的电磁暂态仿真测试环境。在仿真过 程中,通过测试信号法获得双馈风机的端口阻抗频 率特性,即在双馈风机交流侧电压中叠加不同频率 的扰动信号,测量其交流侧电流中相对应的扰动分 量,以计算端口阻抗频率特性。需要说明的是,扰动 信号的施加不能对系统的稳态运行点产生影响。

在[1,100] Hz的频率范围内,双馈风机端口阻 抗频率特性的仿真结果与解析结果如图1所示。图 1表明,双馈风机电网侧换流器端口阻抗以及发电 机定子侧端口阻抗的仿真结果均与解析结果相吻 合,验证了端口阻抗模型的准确性。另外,由图1 (b)可知,在[10,60] Hz的频率范围内发电机定子侧 端口阻抗实部为负值,即存在一定的负电阻效应。 由负电阻效应理论可知,若系统的谐振点恰好位于 负电阻效应频段,且正电阻不足以抵消负电阻时,则 系统便会存在谐振风险。因此,双馈风机的异步发 电机及其转子侧换流器是引起双馈风电场振荡问题 的重要原因。

3 双馈风电场的次同步振荡问题研究

IEEE 9节点标准测试系统是电力系统领域常用的标准测试算例,本文将其改造为双馈风电场经串补送出的测试系统,以便从电力网络谐振的角度研究双馈风机经串补送出时的振荡问题。

测试系统的拓扑结构如图2所示,双馈风电场 的并网参数如附录C表C1所示。s域节点导纳矩阵 的建立依赖于电力网络的拓扑结构,首先将电力网 络中各节点依次进行编号,建立节点导纳矩阵的维 度;然后依次遍历所有节点,根据电力网络的拓扑结





构,在节点导纳矩阵的对角元及非对角元填入节点 的自导纳及互导纳。

需要说明的是,在双馈风机单机端口阻抗的基础上,双馈风电场的阻抗主要通过双馈风机阻抗的并联获得,即双馈风机单机阻抗除以双馈风机台数。 双馈风电场阻抗作为其并网节点的自导纳填入节点导纳矩阵的对角元。s 域节点导纳矩阵的形式如式 (6)所示。

$$Y(s) = \begin{bmatrix} y_{1,1}(s) & \cdots & y_{1,j}(s) & \cdots & y_{1,12}(s) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ y_{k,1}(s) & \cdots & y_{k,j}(s) & \cdots & y_{k,12}(s) \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ y_{12,1}(s) & \cdots & y_{12,j}(s) & \cdots & y_{12,12}(s) + \frac{50}{Z_{\text{DFIG}}(s)} \end{bmatrix}$$
(6)

式中:Y(s)为电力网络的s域节点导纳矩阵; $y_{k,j}(s)$ 为其第k行第i列元素。

3.1 网络谐振结构分析

针对该测试系统,本文采用s域节点导纳矩阵 法^[15-16]对其在不同线路串补度和转子运行转速下的 谐振结构进行了分析。所关注频段为次 / 超同步频 段,分析结果如表1所示。表中: K_c 为并网线路串补 度; σ_{res} 为衰减因子; f_{res} 为谐振频率。

表1 测试系统的谐振结构分析结果

Table 1 Analysis results of resonance structure

ubbut test system	about	test	system
-------------------	-------	------	--------

		a / a ⁻¹	f / Ha
141.	运行余件		$J_{\rm res}$ / ΠZ
	$\omega_{\rm m}$ =1.2 p.u.	7.1583	14.8
V = 20.0%	$\omega_{\rm m}$ =1.1 p.u.	7.0338	15.0
$K_{c} = 50\%$	$\omega_{\rm m}$ =0.9 p.u.	6.5381	15.9
	$\omega_{\rm m}$ =0.8 p.u.	3.4616	16.7
$K_{c} = 50 \%$	ω _m =1.2 p.u.	9.1340	19.6
	$\omega_{\rm m}$ =1.1 p.u.	7.9792	20.1
	ω _m =0.9 p.u.	0.8089	21.4
	$\omega_{\rm m}$ =0.8 p.u.	-9.4675	21.4
K _e =70%	$\omega_{\rm m}$ =1.2 p.u.	8.6941	23.8
	$\omega_{\rm m}$ =1.1 p.u.	4.4223	24.5
	$\omega_{\rm m}$ =0.9 p.u.	-10.1200	24.7
	ω_=0.8 p.u.	-18.2184	24.0

从表1可以看出,在不同线路串补度和转子运 行转速下,测试系统在次/超同步频段内均仅存在 1种谐振模式,其谐振频率在[14,25]Hz的频率范 围内变化,而其衰减因子在线路串补度为50%、转 子运行转速为0.8 p.u.以及线路串补度为70%、转子 运行转速为0.8 p.u.和0.9 p.u.的运行条件下为负值, 即为不稳定谐振模式,这表明测试系统在这些运行 条件下会存在一定的谐振风险,需要加以抑制。

另外,通过对比可以发现:在同一线路串补度 下,双馈风机的转子运行转速越小,则系统谐振模式 的衰减因子越小,即谐振模式越不稳定;而在同一转 子运行转速下,系统谐振模式的衰减因子也会随线 路串补度的变化而发生较大变化,但变化规律不明 显。总体而言,线路串补度越高,系统发生谐振的风 险越大。

3.2 仿真验证

为验证上述谐振结构分析结果的准确性,本文在 PSCAD / EMTDC 电磁暂态仿真软件中搭建了测

试系统的仿真模型,对不同运行条件下测试系统的运行情况进行了仿真测试,测试结果如图3所示。图中区间1—4分别对应 ω_m 的值为1.2、1.1、0.9、0.8 p.u.。进一步地,本文对双馈风电场输送功率中的振荡分量进行了分析,其频谱如图4所示。图中工况1—3分别对应 $K_c=50\%$ 、 $\omega_m=0.8$ p.u., $K_c=70\%$ 、 $\omega_m=0.9$ p.u., $K_c=70\%$ 、 $\omega_m=0.8$ p.u.。



图4 双馈风电场输送功率的频谱图

频率/Hz



图3和图4表明,当测试系统处于线路串补度为 50%、转子运行转速为0.8 p.u.以及线路串补度为 70%、转子运行转速为0.8 p.u.和0.9 p.u.的运行条件 下时,系统会出现振荡失稳现象,且振荡频率与表1 中的分析结果基本一致,验证了谐振结构分析结果 的准确性。值得注意的是,图4中所标注的频率 38 Hz(22 Hz)表示双馈风电场输送功率中振荡分量 的频率为38 Hz,其工频互补频率为22 Hz,即对应表 1中谐振频率为21.4 Hz。谐振模式的谐振频率描述 的是电压、电流量中振荡分量的频率,与功率量中振 荡分量的频率呈工频互补关系,即两者之和为工频 频率,算例中系统工频为60 Hz。

4 基于旁路阻尼滤波器的谐振抑制措施

为保证双馈风电场并网系统的安全稳定运行,

上述运行条件下所存在的不稳定谐振模式必须加以 抑制,本文通过对不稳定谐振模式的影响区域进行 定位,提出了一种基于旁路阻尼滤波器^[19-20]的谐振 抑制措施。

4.1 不稳定谐振模式的影响区域分析

130

对表1中最不稳定的谐振模式(σ_{res} ≈-18.22 s⁻¹, f_{res} =24.0 Hz)(简称"24.0 Hz谐振模式"),本文分析其 节点电压振型向量和参与因子矩阵,分析结果如图 5和表2所示,表中幅值为标幺值。



图 5 24.0 Hz谐振模式下的节点电压振型向量图

Fig.5 Diagram of nodal voltage oscillation type vector under 24.0 Hz resonance mode

表 2 24.0 Hz 谐振模式下的参与因子矩阵元素

Table 2Elements of participation factor matrixunder 24.0 Hz resonance mode

行节点	列节点	幅值	相位 / (°)
节点10	节点10	0.4248	-3.38
节点10	节点11	0.3532	0.27
节点10	节点12	0.3399	0.78
节点11	节点11	0.2936	3.93
节点11	节点12	0.2826	4.43
节点12	节点12	0.2720	4.93
节点10	节点8	0.0478	147.46
节点11	节点8	0.0397	151.12
节点12	节点8	0.0382	151.62
	:	:	:

图5表明,24.0 Hz谐振模式下的节点电压振型 向量中存在2组振型相位相反的节点群,故该谐振 模式为电网断面谐振模式,表现为2组节点群之间 的谐振,即节点10—12对节点7—9的谐振。另外, 从表2也可以看出,节点8、10—12等为该谐振模式 的主要参与节点,故该谐振模式主要由双馈风电场 及其并网线路、串补电容所引起,其主要影响区域为 双馈风电场的并网区域,如图2中虚线框所示。

4.2 加装旁路阻尼滤波器的抑制策略

鉴于 24.0 Hz 谐振模式为次同步频段的谐振模式,且其涉及双馈风电场并网线路的串补电容,所以本文采用旁路阻尼滤波器对其进行抑制。

旁路阻尼滤波器与串补电容相并联,其安装位 置及其结构如图2中虚线框所示。系统工频下,旁 路阻尼滤波器的电感和电容发生并联谐振,该支路 表现为断路状态,对系统的稳态运行点无影响;而在 次同步频率下,旁路阻尼滤波器整体呈现阻感特性, 可以为扰动电流提供一条流通路径;进而,可以通过 合理设计滤波器参数耗散扰动能量,对谐振模式加 以抑制。

鉴于系统工频下旁路阻尼滤波器的电容必须与 电感发生并联谐振,所以其只剩下电阻和电感2个 参数可以自由设计^[20]。首先对滤波器电感进行设 计,其设计思路为使旁路阻尼滤波器和串补电容在 谐振频率附近发生并联谐振以阻隔次同步电流流 通,其计算公式如式(7)所示。然后可以通过选定值 校验的方式确定滤波器电阻。

$$\begin{cases} \frac{f_{\text{res}}^* X_{\text{BDF}} \left(-X_{\text{BDF}} f_{\text{res}}^*\right)}{f_{\text{res}}^* X_{\text{BDF}} - X_{\text{BDF}} f_{\text{res}}^*} = \frac{X_c}{f_{\text{res}}^*} \Rightarrow X_{\text{BDF}} = K_c X_{\text{line}} \frac{1 - \left(f_{\text{res}}^*\right)^2}{f_{\text{res}}^*} (7) \\ X_c = K_c X_{\text{line}} \end{cases}$$

式中: X_{BDF} 为旁路阻尼滤波器的电抗; X_c 为串补电容的电抗; X_{ine} 为并网线路的电抗; f_{res}^* 为谐振频率的标 幺值。

针对 24.0 Hz 谐振模式,根据式(7)计算可得旁路阻尼滤波器电抗 X_{BDF}=0.5145 p.u.,而旁路阻尼滤 波器电阻 R_{BDF}则可以选定为 0.05 p.u.、0.10 p.u.和 0.20 p.u.,本文对安装旁路阻尼滤波器后系统的谐振 结构重新进行了分析,以校验滤波器参数设计的有效 性,分析结果如表 3 所示。由表可知:当安装旁路阻 尼滤波器后,测试系统在 R_{BDF}为 0.10 p.u.和 0.20 p.u. 的情况下双馈风机运行于不同转速时基本没有谐振 风险;但在 R_{BDF}为 0.05 p.u.的情况下双馈风机运行于 1.1 p.u.和 1.2 p.u.的转子转速时会存在谐振风险。因 此,经过校验 R_{BDF}可以选定为 0.10 p.u.和 0.20 p.u.

表3 安装旁路阻尼滤波器后测试系统的谐振结构

Table 3 Resonance structure of test system

with BDF installed

运行条件		$\sigma_{ m res}$ / s ⁻¹	$f_{\rm res}/{\rm Hz}$
	$\omega_{\rm m}$ =1.2 p.u.	-3.1357	37.2
D =0.05	$\omega_{\rm m}$ =1.1 p.u.	-3.0245	36.3
$K_{\rm BDF} = 0.05 \text{ p.u.}$	$\omega_{\rm m}$ =0.9 p.u.	14.6559	35.6
	$\omega_{\rm m}$ =0.8 p.u.	17.9264	36.8
<i>R</i> _{BDF} =0.10 p.u.	$\omega_{\rm m}$ =1.2 p.u.	0.0928	37.0
	$\omega_{\rm m}$ =1.1 p.u.	0.0346	35.9
	$\omega_{\rm m}$ =0.9 p.u.	22.8776	34.0
	$\omega_{\rm m}$ =0.8 p.u.	27.8810	37.1
$R_{\rm BDF}$ =0.20 p.u.	$\omega_{\rm m}$ =1.2 p.u.	5.7749	36.5
	$\omega_{\rm m}$ =1.1 p.u.	4.9154	35.2
	$\omega_{\rm m}$ =0.9 p.u.	33.0980	38.4
	$\omega_{\rm m}$ =0.8 p.u.	55.1925	39.0

另外,通过对比可以发现,在同一转子运行转速 下,旁路阻尼滤波器电阻的选定值越大,则系统谐振 模式的衰减因子越大,即谐振模式的稳定性越强,这 表明滤波器电阻确实可以起到耗散扰动能量的效 果。关于旁路阻尼滤波器电阻的取值,技术上来看 其数值越大,则正电阻的补偿效果会越好,谐振风险 越小,但如果电阻取值过大,对旁路阻尼滤波器和串 补电容所形成的并联谐振频率点计算会存在影响。 另外,鉴于旁路阻尼滤波器制造工艺,稳态运行下旁 路阻尼滤波器也会存在一定的功率消耗,其工程应 用取值需统筹经济方面来考虑。

4.3 仿真验证

为了验证旁路阻尼滤波器的谐振抑制效果,本 文基于测试系统的仿真模型,对安装旁路阻尼滤波 器后系统的运行情况进行了仿真测试,测试结果如 图6所示。图中区间1—4分别对应ω_m取值为1.2、 1.1、0.9、0.8 p.u.。图6表明,安装旁路阻尼滤波器 后,测试系统仅在旁路阻尼滤波器电阻为0.05 p.u. 且双馈风机运行于1.10 p.u.和1.20 p.u.的转子转速 时会出现振荡现象,而在其他运行条件均可以稳定 运行,验证了基于旁路阻尼滤波器谐振抑制措施的 有效性。



Fig.6 Simulative waveforms of output power of DFIWG-based wind farm with BDF

需要说明的是,上述旁路阻尼滤波器主要针对 单个不稳定的谐振模式设计,并不能保证适用于抑 制其他振荡模态,存在一定的局限性。但对于双馈 风电场的次同步振荡问题,其主要由双馈风机的负 电阻效应所引起,本文所选取的不稳定谐振模式为 算例分析结果中最不稳定的谐振模式,即此时双馈 风机的负电阻效应最为显著,为此所设计的旁路阻 尼滤波器对其他负电阻效应较弱情况下的谐振模式 也具有一定的抑制效果。

5 结论

本文通过建立双馈风机的端口阻抗模型,并基 于s域节点导纳矩阵法分析不同串补度和运行转速 下双馈风电场经串补送出系统的网络谐振结构,提 出了基于旁路阻尼滤波器的谐振抑制措施,最后,得 出了以下几点结论。

1)通过电力网络谐振结构分析表明,在未安装 旁路阻尼滤波器时,双馈风电场经串补送出系统确 实存在一定的谐振风险。在同一线路串补度下,双 馈风机的转子运行转速越小,系统谐振模式的衰减 因子越小,系统的谐振风险越大;而在同一运行转速 下,线路的串补度越高,系统的谐振风险越大。

2)通过电力网络谐振结构分析表明,在安装旁路阻尼滤波器后,双馈风电场经串补送出系统的谐振风险可以得到有效抑制;另外,旁路阻尼滤波器电阻的选定值越大,系统谐振模式的衰减因子越大,系统的谐振风险越小。

附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

参考文献:

- [1] WU Bin, LANG Yongqiang, ZARGARI Navid, et al. 风力发电系统的功率变换与控制[M]. 卫三民,周京华,王政,等译.北京:机械工业出版社,2012:14-15.
- [2] ADAMS J, PAPPU V A, DIXIT A. Ercot experience screening for sub-synchronous control interaction in the vicinity of series capacitor banks [C] //2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting. San Diego, CA, USA: IEEE, 2012; 1-5.
- [3] 李明节,于钊,许涛,等.新能源并网系统引发的复杂振荡问题及其对策研究[J]. 电网技术,2017,41(4):1035-1042.
 LI Mingjie,YU Zhao,XU Tao,et al. Study of complex oscillation caused by renewable energy integration and its solution
 [J]. Power System Technology,2017,41(4):1035-1042.
- [4] 王伟胜,张冲,何国庆,等. 大规模风电场并网系统次同步振荡 研究综述[J]. 电网技术,2017,41(4):1050-1060.
 WANG Weisheng, ZHANG Chong, HE Guoqing, et al. Overview of research on subsynchronous oscillations in large-scale wind farm integrated system[J]. Power System Technology, 2017,41(4):1050-1060.
- [5]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.
- [6] 薛安成,付潇宇,乔登科,等.风电参与的电力系统次同步振 荡机理研究综述和展望[J].电力自动化设备,2020,40(9): 118-128.

XUE Ancheng, FU Xiaoyu, QIAO Dengke, et al. Review and prospect of research on sub-synchronous oscillation mechanism for power system with wind power participation[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(9):118-128.

- [7]程时杰,曹一家,江全元.电力系统次同步振荡的理论与方法 [M].北京:科学出版社,2009:11-12.
- [8] 栗然,卢云,刘会兰,等.双馈风电场经串补并网引起次同步振 荡机理分析[J]. 电网技术,2013,37(11):3073-3079.
 LI Ran,LU Yun,LIU Huilan, et al. Mechanism analysis on subsynchronous oscillation caused by grid-integration of doubly fed wind power generation system via series compensation [J]. Power System Technology,2013,37(11):3073-3079.
- [9] 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 Qirong, 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.

[10] 赵书强,李忍,高本锋,等.双馈风电机组经串补并网的振荡模式分析[J].高电压技术,2016,42(10):3263-3273.
 ZHAO Shuqiang,LI Ren,GAO Benfeng, et al. Modal analysis of doubly-fed induction generator integrated to compensated grid[J]. High Voltage Engineering,2016,42(10):3263-3273.

132

- [11] 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.
 DONG Xiaoliang, TIAN Xu, ZHANG Yong, et al. Practical SSR incidence and influencing factor analysis of DFIG-based series-compensated transmission system in Guyuan farms[J].
- High Voltage Engineering, 2017, 43(1): 321-328. [12] 高澈, 牛东晓, 罗超, 等. 双馈风电场单机与多机等值模型对次 同步振荡特性影响的对比[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(8): 152-157.

GAO Che, NIU Dongxiao, LUO Chao, et al. Comparison of impact on sub-synchronous oscillation characteristics between single- and multi-generator equivalent model in DFIG wind farm [J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(8): 152-157.

- [13] FAN L L,MIAO Z. Nyquist-stability-criterion-based SSR explanation for type-3 wind generators [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2012, 27(3):807-809.
- [14] MIAO Z. 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.
- [15] 徐政,王世佳,邢法财,等. 电力网络的谐振稳定性分析方法研究[J]. 电力建设,2017,38(11):1-8.
 XU Zheng, WANG Shijia, XING Facai, et al. Qualitative analysis method of electric network resonance stability[J]. Electric Power Construction, 2017, 38(11):1-8.
- [16] 邢法财,徐政,王世佳. 非同步机电源接入电网后的谐振问题 分析及抑制[J]. 电力系统自动化,2019,43(15):71-79. XING Facai, XU Zheng, WANG Shijia. Analysis and suppres-

sion of resonance problem in power system with unconventional generators[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019,43(15):71-79.

- [17] 李奕欣,赵书强,马燕峰,等. 三相LCL型并网逆变器的阻抗建模及特性分析[J]. 电力自动化设备,2019,39(7):107-113.
 LI Yixin,ZHAO Shuqiang, MA Yanfeng, et al. Impedance modeling and characteristic analysis of three-phase LCL-type grid-connected inverters[J]. Electric Power Automation Equipment,2019,39(7):107-113.
- [18] 邢法财,徐政,王世佳,等. 三相换流器交流侧扰动特性的定性 及定量分析[J]. 电网技术,2020,44(1):255-265.
 XING Facai, XU Zheng, WANG Shijia, et al. Qualitative and quantitative analysis on AC-side disturbance characteristics of three-phase converter[J]. Power System Technology, 2020, 44 (1):255-265.
- [19] PADIYAR K R. Analysis of sub-synchronous resonance in power systems[M]. New York, USA: Springer Science & Business Media, 2012:251-267
- [20] 王世佳,徐政,邢法财,等.利用旁路阻尼滤波器抑制次同步谐振:原理与应用[J].电网技术,2019,43(3):1006-1016.
 WANG Shijia, XU Zheng, XING Facai, et al. Mechanism and application of bypass damping filter in suppressing SSR[J]. Power System Technology,2019,43(3):1006-1016.

作者简介:



邢法财

邢法财(1992—),男,工程师,博士,主 要研究方向为含新能源并网交直流系统稳 定性(**E-mail**:xingfacai@zju.edu.cn);

武 诚(1982—),男,高级工程师,博 士,主要研究方向为大电网安全稳定防御技 术(**E-mail**; yizhi1523@163.com);

蒋 哲(1987—),男,高级工程师,博 士,主要研究方向为电力系统安全稳定分析 (E-mail:1175250418@qq.com)。

(编辑 王欣竹)

Analysis and suppression on sub-synchronous oscillation problems of DFIWG-based wind farm considering network resonance structure

XING Facai¹, WU Cheng², JIANG Zhe¹, ZHANG Bing², YANG Dong¹, ZHOU Ning¹

(1. State Grid Shandong Electric Power Research Institute, Jinan 250000, China;

2. State Grid Shandong Dispatch and Control Center, Jinan 250000, China)

Abstract: For the oscillation problem in the DFIWG (Doubly-Fed Induction Wind Generator)-based wind farm transmitted by series-compensated line, the oscillation mechanism and its relevant suppression strategy are investigated from the view of electrical network resonance. Firstly, based on the basic structure of the DFIWG, the AC-side disturbance characteristics is analyzed to establish its port-impedance model. On the basis, for the DFIWG-based series-compensated transmission system, the electrical network resonance structures under different operation situations are investigated by *s*-domain nodal admittance matrix method. The main influencing area of the unstable resonance mode is also determined. Finally, for the most unstable resonance mode, the BDF (Bypass Damping Filter) -based resonance suppression strategy is proposed and verified by electro-magnetic transient simulation. Case studies indicate that there exists certain resonance instability risk under higher series-compensated extent and lower operation rotating speed. In addition, the system resonance stability can be highly improved by designing the BDF parameters properly.

Key words: doubly-fed induction wind generator; series-compensated; sub-synchronous oscillation; s-domain nodal-admittance matrix method; bypass damping filter





图 A1 双馈风机的结构示意图





注:图中变量定义见附录 A 表 A1。 图 A2 背靠背换流器控制器的结构示意图

Fig.A2 Structure schematic diagram of back-to-back converter controller

表 A1 符号说明

Table A1 Symbol explanation

符号	含义说明
I _{sabc}	发电机定子侧 abc 三相电流
$I_{\rm rabc}$	发电机转子侧 abc 三相电流
I_{sdq}	发电机定子侧电流的 dq 分量
I_{rdq}	发电机转子侧电流的 dq 分量
$ heta_{ m r}$	发电机转子角度
$ heta_{ ext{PLL}}$	锁相环的输出相位
$V_{ m w}$	风速
$\omega_{ m m}$	转子转速
I_{rdqref}	发电机转子侧电流 dq 分量的参考值
$oldsymbol{U}_{\mathrm{rmod}dq}$	转子侧换流器调制电压的 dq 分量
$U_{ m rmodabc}$	转子侧换流器调制电压的 abc 分量
$T_{\rm rabc}$	转子侧换流器 abc 三相上下桥臂阀组的触发信号
$oldsymbol{U}_{ ext{gabc}}$	电网侧换流器出口 abc 三相电压
$I_{\rm gabc}$	电网侧换流器出口 abc 三相电流
$oldsymbol{U}_{\mathrm gdq}$	电网侧换流器出口电压的 dq 分量
I_{gdq}	电网侧换流器出口电流的 dq 分量
$U_{\mathrm{g}q}$	电网侧换流器出口电压的 q 轴分量
$U_{ m dc}$	换流器直流侧电压
$U_{ m dcref}$	换流器直流侧电压参考值
$Q_{ m g}$	电网侧换流器输出无功
$Q_{ m gref}$	电网侧换流器输出无功参考值
$I_{\mathrm gdq\mathrm{ref}}$	电网侧换流器出口电流 dq 分量的参考值

符号	含义说明
$U_{\mathrm{gmod}dq}$	电网侧换流器调制电压的 dq 分量
$U_{ m gmodabc}$	电网侧换流器调制电压的 abc 三相分量
$m{T}_{ m gabc}$	电网侧换流器 abc 三相上下桥臂阀组的触发信号
$\theta_{\text{PLL}}(\mathbf{j}(\omega_{p}-\omega_{1}))$	锁相环输出相位中频率为 ω _p -ω ₁ 的扰动分量
$\omega_{ m p}$	双馈风机交流侧电压中扰动分量的角频率
ω_1	双馈风机的工频角频率
$U_{\rm ga}({ m j}\omega_{ m p})$	电网侧换流器出口 a 相电压中频率为 ωp的扰动分量
$H_{\rm PLL}(s)$	锁相环 PI 环节的传递函数
$G_{ m v}$	电压测量环节的标幺系数
$U_{ m gm}$	电网侧换流器出口电压的幅值
$U_{\rm vga}(j\omega_{\rm p})$	电网侧换流器阀侧 a 相电压中频率为 ω_p 的扰动分量
$I_{\rm ga}({\rm j}\omega_{\rm p})$	电网侧换流器出口 a 相电流中频率为 ω _p 的扰动分量
$G_{\rm vg}(s)$	电网侧换流器电压测量环节的传递函数
$K_{ m v}$	电网侧换流器内环控制器的电压前馈系数
$K_{ m m}$	换流器调制系数
$G_{ig}(s)$	电网侧换流器电流测量环节的传递函数
$K_{ m ig}$	电网侧换流器内坏控制器的电流解耦系数
$H_{\rm IN_G}(s)$	电网侧换流器内坏控制器 PI 坏节的传递函数
$I_{\rm gm} e^{j\varphi I_{\rm ga}}$	电网侧换流器出口 a 相电流中稳态分量的相量形式
$U_{\text{gmod}d}$	电网侧换流器调制电压的 d 轴分量
$U_{\mathrm{gmod}q}$	
$U_{\rm vra}(j\omega_{\rm pr})$	转于侧狭流器阀侧 a 相电压甲频率为 $\omega_{\rm pr}$ 的抗动分量, $\omega_{\rm pr}=\omega_{\rm p}-\omega_{\rm pr}$
$I_{\rm sa}(j\omega_{\rm p})$	友电机定于侧 a 相电流中频率为 $\omega_{\rm p}$ 的抗动分重
$I_{\rm ra}(j\omega_{\rm pr})$	反电机转丁侧 a 相电流中观率力 $\omega_{\rm pr}$ 的机动分重 就了侧接这里它了中达测量式开始化 演录教
$G_{is}(s)$	转丁则 厌沉奋 定于电沉测重坏卫的传选图敛 枯乙换运盟由耳拉制盟的 <u>白</u> 乙由运艇拥 <u>乏</u> 数
K_{is}	按丁 厌 沉奋闪坏 <u></u> 2时奋的走丁电沉胜横余数 枯乙侧换冻鬼枯乙中冻测是耳其的 <u>估</u> 逆承数
$G_{\rm ir}(s)$	我丁刚厌孤奋我丁电孤侧里坏卫的传递函数 结子侧挽盗器由环惊制器 pr 环毒的传递函数
$n_{\text{IN}_R(S)}$	我丁则厌机备内坏任前备 P1 坏 1 的传递函数 起乙酮换冻黑由环烷制黑的起乙由冻破拥 <i>至</i> 数
K _{ir}	我丁则厌饥奋闪坏 <u>定</u> 时奋的我丁电弧胜柄杀奴 安中却妹子卿的丁牺鱼牺索 0-0 0
U_r	及电机积] 侧的工须用须竿, $\omega_{r}-\omega_{l}-\omega_{m}$ 公由机空子侧。相由液由趋太公量的相量形式
I e jølra	发电机足 J 圆 a 相电流 T 稳态力 重的相重形式 发电机转子侧。相由流由 我太公景的相景形式
II	发电机将了 國 a 相电视 干 德运力 重的相重形式 转子侧拖流哭调制由压的 A 轴分量
$U_{\text{rmod}d}$	按了 例 決 机 都 两 两 电 压 的 a 轴 分 量 转 子 侧 拖 流 哭 调 制 由 压 的 a 轴 分 量
$U(i\omega)$	完子侧由流中频索为 ~ 的状动分量
$L(i\omega_{p})$	定子侧由流中频率为 60 的扰动分量
$U_{s}(\omega_{p})$	
$L(i\omega_{\rm pr})$	转子侧由流中频率为 0
$K_{re}(\omega_{\rm p})$	转子侧到定子侧的频率换算系数, $K_{re}(\omega_{re}) = \omega_{r}/\omega_{re}$
$R_{\rm s}$	定子电阻
$L_{\rm s}$	定子电感
R_r	转子电阻
$L_{\rm r}$	转子电感
$L_{\rm m}$	励磁电感
R_{g}	电网侧换流器出口的电阻
7	中國側換法盟山口的中國

附录 B

双馈风机背靠背换流器内部扰动传递函数的推导过程:

假定双馈风机所接入交流系统的 abc 三相电压中仅存在某一频率为 f_p 的正序扰动分量,其数学描述如式(B1) 所示。

$$\boldsymbol{u}_{abc} = \boldsymbol{u}_{abc,g0} + \boldsymbol{u}_{abc,gp}$$

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{U}_{gm} \cos(\omega_{1}t) \\ \boldsymbol{U}_{gm} \cos(\omega_{1}t - \frac{2\pi}{3}) \\ \boldsymbol{U}_{gm} \cos(\omega_{1}t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}, \boldsymbol{u}_{abc,gp} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{U}_{gmp} \cos(\omega_{p}t + \varphi_{ugp}) \\ \boldsymbol{U}_{gmp} \cos(\omega_{p}t + \varphi_{ugp} - \frac{2\pi}{3}) \\ \boldsymbol{U}_{gmp} \cos(\omega_{p}t + \varphi_{ugp} + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$
(B1)

式中: $u_{abc,g0}$ 为交流系统 abc 三相电压中正常分量组成的列向量; U_{gm} 为正常分量的幅值; $u_{abc,gp}$ 为交流系统 abc 三相电压中频率为 f_{ps} 的正序扰动分量组成的列向量; U_{gmp} 和 φ_{ugp} 分别为 a 相扰动分量的幅值和相位; ω_{p} 为扰动 分量的角频率, $\omega_{p}=2\pi f_{p}$ 。

相应地,异步发电机的定子电流以及电网侧换流器的出口电流中会含有频率为 f_p 和 $2f_1-f_p$ 的正序扰动分量,其数学描述如式(B2)和式(B3)所示。

$$i_{sabc} = i_{sabc,0} + i_{sabc,p1} + i_{sabc,p2}$$

$$i_{sabc} = \begin{bmatrix} I_{sm} \cos(\omega_{l}t + \varphi_{Isa}) \\ I_{sm} \cos(\omega_{l}t + \varphi_{Isa} - \frac{2\pi}{3}) \\ I_{sm} \cos(\omega_{l}t + \varphi_{Isa} - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}, \quad i_{sabc,p1} = \begin{bmatrix} I_{smp1} \cos(\omega_{p}t + \varphi_{Isp1}) \\ I_{smp1} \cos(\omega_{p}t + \varphi_{Isp1} - \frac{2\pi}{3}) \\ I_{smp1} \cos(\omega_{p}t + \varphi_{Isp1} + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

$$i_{sabc,p2} = \begin{bmatrix} I_{smp2} \cos((2\omega_{l} - \omega_{p})t + \varphi_{Isp2}) \\ I_{smp2} \cos((2\omega_{l} - \omega_{p})t + \varphi_{Isp2} - \frac{2\pi}{3}) \\ I_{smp2} \cos((2\omega_{l} - \omega_{p})t + \varphi_{Isp2} + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$
(B2)

式中: $i_{sabc,0}$ 为异步发电机定子 abc 三相电流中正常分量组成的列向量; I_{sm} 和 φ_{Isa} 分别为 a 相正常分量的幅值和 相位; $i_{sabc,p1}$ 和 $i_{sabc,p2}$ 分别为异步发电机定子 abc 三相电流中频率为 f_p 和 $2f_1-f_p$ 的正序扰动分量组成的列向量; I_{smp1} 和 φ_{isp1} 分别为 a 相频率为 f_p 的扰动分量的幅值和相位; I_{smp2} 和 φ_{isp2} 分别为 a 相频率为 $2f_1-f_p$ 的扰动分量的幅值和 相位。

$$\begin{cases} \mathbf{i}_{gabc,0} = \mathbf{i}_{gabc,0} + \mathbf{i}_{gabc,p1} + \mathbf{i}_{gabc,p2} \\ I_{gm} \cos\left(\omega_{1}t + \varphi_{1ga}\right) \\ I_{gm} \cos\left(\omega_{1}t + \varphi_{1ga} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_{gm} \cos\left(\omega_{1}t + \varphi_{1ga} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{i}_{gabc,p1} = \begin{bmatrix} I_{gmp1} \cos\left(\omega_{p}t + \varphi_{igp1}\right) \\ I_{gmp1} \cos\left(\omega_{p}t + \varphi_{igp1} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_{gmp1} \cos\left(\omega_{p}t + \varphi_{igp1} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$
(B3)
$$\mathbf{i}_{gabc,p2} = \begin{bmatrix} I_{gmp2} \cos\left((2\omega_{1} - \omega_{p})t + \varphi_{igp2}\right) \\ I_{gmp2} \cos\left((2\omega_{1} - \omega_{p})t + \varphi_{igp2} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_{gmp2} \cos\left((2\omega_{1} - \omega_{p})t + \varphi_{igp2} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

式中, $i_{gabc,0}$ 为电网侧换流器交流侧 abc 三相电流中正常分量组成的列向量; I_{gm} 和 φ_{Iga} 分别为 a 相正常分量的幅 值和相位; $i_{gabc,p1}$ 和 $i_{gabc,p2}$ 分别为电网侧换流器交流侧 abc 三相电流中频率为 f_p 和 $2f_1-f_p$ 的正序扰动分量组成的 列向量; I_{gmp1} 和 φ_{igp1} 分别为 a 相频率为 f_p 的扰动分量的幅值和相位; I_{gmp2} 和 φ_{igp2} 分别为 a 相频率为 $2f_1-f_p$ 的扰 动分量的幅值和相位。

而异步发电机的转子电流中会含有频率为 fpr 和 2fr-fpr 的正序扰动分量,其数学描述如式(B4)所示。

$$\begin{cases} \mathbf{i}_{rabc,0} = \mathbf{i}_{rabc,0} + \mathbf{i}_{rabc,p1} + \mathbf{i}_{rabc,p2} \\ I_{rm} \cos(\omega_{r}t + \varphi_{Ira}) \\ I_{rm} \cos(\omega_{r}t + \varphi_{Ira} - \frac{2\pi}{3}) \\ I_{rm} \cos(\omega_{r}t + \varphi_{Ira} + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{i}_{rabc,p1} = \begin{bmatrix} I_{rmp1} \cos(\omega_{pr}t + \varphi_{irp1}) \\ I_{rmp1} \cos(\omega_{pr}t + \varphi_{irp1} - \frac{2\pi}{3}) \\ I_{rmp1} \cos(\omega_{pr}t + \varphi_{irp1} + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$
(B4)
$$\mathbf{i}_{rabc,p2} = \begin{bmatrix} I_{rmp2} \cos((2\omega_{r} - \omega_{pr})t + \varphi_{irp2}) \\ I_{rmp2} \cos((2\omega_{r} - \omega_{pr})t + \varphi_{irp2} - \frac{2\pi}{3}) \\ I_{rmp2} \cos((2\omega_{r} - \omega_{pr})t + \varphi_{irp2} + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

式中: $i_{rabc,0}$ 为异步发电机转子 abc 三相电流中正常分量组成的列向量; I_{rm} 和 φ_{Ira} 分别为 a 相正常分量的幅值和 相位; $i_{rabc,p1}$ 和 $i_{rabc,p2}$ 分别为异步发电机转子 abc 三相电流中频率为 f_{pr} 和 $2f_r-f_{pr}$ 的正序扰动分量组成的列向量; I_{rmp1} 和 φ_{irp1} 分别为 a 相频率为 f_{pr} 的扰动分量的幅值和相位; I_{rmp2} 和 φ_{irp2} 分别为 a 相频率为 $2f_r-f_{pr}$ 的扰动分量的幅值和相位; I_{rmp2} 和 φ_{irp2} 分别为 a 相频率为 $2f_r-f_{pr}$ 的扰动分量的幅值

另外,锁相环的输出相位中将含有频率为fp-f1的扰动分量,其数学描述如式(B5)所示。

$$\begin{cases} \theta_{\text{PLL}} = \theta_0 + \theta_p \\ \theta_0 = \omega_l t \\ \theta_p = \theta_{\text{mp}} \cos((\omega_p - \omega_l)t + \varphi_{\theta p}) \end{cases}$$
(B5)

式中: θ_0 为电网侧换流器锁相环输出相位中的正常分量; θ_p 为电网侧换流器锁相环输出相位中频率为 f_p - f_1 的扰

动分量; θ_{mp} 和 $\varphi_{\theta p}$ 分别为扰动分量的幅值和相位。

1) 从交流系统电压到锁相环输出相位的扰动传递函数。

扰动分量从交流系统电压传递到锁相环输出相位的过程主要涉及到电网侧换流器控制系统的电压信号测量模块和锁相环。

(1) 电压信号测量模块。

在电压信号测量模块中, abc/dq 坐标变换的矩阵 T(θ_{PLL})如式(B6)所示。

$$\boldsymbol{T}(\theta_{\text{PLL}}) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{\text{PLL}}) & \cos(\theta_{\text{PLL}} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{\text{PLL}} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{\text{PLL}}) & -\sin(\theta_{\text{PLL}} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{\text{PLL}} + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$
(B6)

根据三角函数的和差化积公式,矩阵 **T**(θ_{PLL})可以拆成扰动分量变换矩阵和正常分量变换矩阵两部分的乘积, 如式(**B**7)所示。

$$\boldsymbol{T}(\theta_{\text{PLL}}) = \boldsymbol{T}_{\text{p}}(\theta_{\text{p}})\boldsymbol{T}(\theta_{0})$$

$$\begin{cases} \boldsymbol{T}_{\text{p}}(\theta_{\text{p}}) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{\text{p}}) & \sin(\theta_{\text{p}}) \\ -\sin(\theta_{\text{p}}) & \cos(\theta_{\text{p}}) \end{bmatrix} \end{cases}$$
(B7)

式中: T(00)和 Tp(0p)分别为正常分量变换矩阵和扰动分量变换矩阵。

由于扰动分量的幅值一般较小,所以可进一步对扰动分量变换矩阵中的三角函数进行无穷小等效,如式(B8) 所示。

$$\boldsymbol{T}_{\mathrm{p}}(\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{p}}) = \begin{bmatrix} \cos(\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{p}}) & \sin(\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{p}}) \\ -\sin(\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{p}}) & \cos(\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{p}}) \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} 1 & \boldsymbol{\theta}_{\mathrm{p}} \\ -\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{p}} & 1 \end{bmatrix}$$
(B8)

根据式(B8),交流侧电压测量值将首先经过正常分量变换矩阵的变换,变换后的交流侧电压 dq 分量如式(B9) 所示。

$$\begin{bmatrix} u_{d^*,\text{noPLL}} \\ u_{q^*,\text{noPLL}} \end{bmatrix} = G_v \begin{bmatrix} U_{\text{gm}} \\ 0 \end{bmatrix} + G_v \begin{bmatrix} U_{\text{gmp}} \cos((\omega_p - \omega_1)t + \varphi_{\text{ugp}}) \\ U_{\text{gmp}} \sin((\omega_p - \omega_1)t + \varphi_{\text{ugp}}) \end{bmatrix}$$
(B9)

式中: $u_{d^*,noPLL}$ 和 $u_{q^*,noPLL}$ 分别为不考虑锁相环输出相位扰动时交流侧电压测量值的 d 轴和 q 轴分量。

进而,考虑锁相环输出相位中扰动分量的影响,式(B9)中交流侧电压 dq 分量需再经过扰动分量变换矩阵的修正,忽略二阶衍生扰动分量,所得的交流侧电压 dq 分量如式(B10)所示。

$$\begin{bmatrix} u_{d^*} \\ u_{q^*} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} 1 & \theta_{\rm p} \\ -\theta_{\rm p} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{d^*,{\rm noPLL}} \\ u_{q^*,{\rm noPLL}} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} u_{d^*,{\rm noPLL}} \\ u_{q^*,{\rm noPLL}} \end{bmatrix} + G_{\rm v} \begin{bmatrix} 0 \\ -U_{\rm gm} \end{bmatrix} \theta_{\rm p}$$
(B10)

式中: *u_d**和 *u_q**分别为考虑锁相环输出相位扰动后交流侧电压测量值的 *d* 轴和 *q* 轴分量。 提取式(B10)中交流侧电压 *dq* 分量的扰动分量,采用相量形式描述,如式(B11)所示。

$$\begin{bmatrix} u_{d^*,p} \\ u_{q^*,p} \end{bmatrix} = G_{v} \begin{bmatrix} U_{gmp} \cos((\omega_{p} - \omega_{l})t + \varphi_{ugp}) \\ U_{gmp} \sin((\omega_{p} - \omega_{l})t + \varphi_{ugp}) \end{bmatrix} + G_{v} \begin{bmatrix} 0 \\ -U_{gm} \end{bmatrix} \theta_{p}$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} U_{d^*} \left(j \left(\omega_{p} - \omega_{l} \right) \right) \\ U_{q^*} \left(j \left(\omega_{p} - \omega_{l} \right) \right) \end{bmatrix} = G_{v} \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix} U_{ga} \left(j \omega_{p} \right) + G_{v} \begin{bmatrix} 0 \\ -U_{gm} \end{bmatrix} \theta_{PLL} \left(j \left(\omega_{p} - \omega_{l} \right) \right)$$
(B11)

式中: $u_{d^*,p}$ 和 $u_{q^*,p}$ 分别为交流侧电压测量值 d 轴和 q 轴分量中的扰动分量; $U_{d^*}(\mathbf{j}(\omega_p - \omega_1))$ 和 $U_{q^*}(\mathbf{j}(\omega_p - \omega_1))$ 为其相

量形式; $\theta_{PLL}(j(\omega_p - \omega_1))$ 表示锁相环输出相位中频率为 $\omega_p - \omega_1$ 的扰动分量; ω_p 为双馈风机交流侧电压中扰动分量的角频率; ω_1 为双馈风机的工频角频率; $U_{ga}(j\omega_p)$ 表示电网侧换流器出口 a 相电压中频率为 ω_p 的扰动分量。

(2) 锁相环。

进一步地,结合锁相环的控制框图,便可推得从交流侧电压到锁相环输出相位的扰动传递函数,如式(B12) 所示。

$$\begin{cases} \theta_{\text{PLL}}\left(j\left(\omega_{\text{p}}-\omega_{\text{l}}\right)\right) = \frac{H_{\text{PLL}}(j\left(\omega_{\text{p}}-\omega_{\text{l}}\right))}{j\left(\omega_{\text{p}}-\omega_{\text{l}}\right)} U_{q^{*}}\left(j\left(\omega_{\text{p}}-\omega_{\text{l}}\right)\right) \\ U_{q^{*}}\left(j\left(\omega_{\text{p}}-\omega_{\text{l}}\right)\right) = -jG_{v}U_{ga}\left(j\omega_{\text{p}}\right) - G_{v}U_{gm}\theta_{\text{PLL}}\left(j\left(\omega_{\text{p}}-\omega_{\text{l}}\right)\right) \\ \Rightarrow \theta_{\text{PLL}}\left(j\left(\omega_{\text{p}}-\omega_{\text{l}}\right)\right) = -j\frac{G_{v}H_{\text{PLL}}\left(j\left(\omega_{\text{p}}-\omega_{\text{l}}\right)\right)}{j\left(\omega_{\text{p}}-\omega_{\text{l}}\right) + H_{\text{PLL}}\left(j\left(\omega_{\text{p}}-\omega_{\text{l}}\right)\right)G_{v}U_{gm}}U_{ga}\left(j\omega_{\text{p}}\right) \\ \underbrace{\left(j\left(\omega_{\text{p}}-\omega_{\text{l}}\right) + H_{\text{PLL}}\left(j\left(\omega_{\text{p}}-\omega_{\text{l}}\right)\right)G_{v}U_{gm}}}_{G_{\text{PLL}}\left(j\left(\omega_{\text{p}}-\omega_{\text{l}}\right)\right)} \end{cases}$$
(B12)

式中: GPLL(s)为扰动分量从交流侧电压到锁相环输出相位的扰动传递函数。

2)从交流系统电压、电网侧换流器交流侧电流和锁相环的输出相位到电网侧换流器阀侧电压的扰动传递函数。

扰动分量从交流系统电压、电网侧换流器交流侧电流和锁相环的输出相位传递到电网侧换流器阀侧电压的 过程主要涉及到电网侧换流器控制系统的信号测量模块、内环控制器和信号调制模块;而锁相环输出相位中扰 动分量对阀侧电压的影响主要体现在 *abc/dq* 坐标变换和 *dq/abc* 坐标反变换环节,通过影响坐标变换和反变换 后的输出变量对阀侧电压产生一定的影响。

(1) 电压、电流信号测量模块。

考虑信号测量模块滤波环节的影响,电压信号测量模块最终电压测量值中的扰动分量,如式(B13)所示。

$$\begin{bmatrix} U_{d} \left(j(\omega_{p} - \omega_{l}) \right) \\ U_{q} \left(j(\omega_{p} - \omega_{l}) \right) \end{bmatrix} = G_{LPF} \left(j(\omega_{p} - \omega_{l}) \right) \begin{bmatrix} U_{d*} \left(j(\omega_{p} - \omega_{l}) \right) \\ U_{q*} \left(j(\omega_{p} - \omega_{l}) \right) \end{bmatrix} = G_{vg} \left(j(\omega_{p} - \omega_{l}) \right) \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix} U_{ga} \left(j\omega_{p} \right) + G_{vg} \left(j(\omega_{p} - \omega_{l}) \right) \begin{bmatrix} 0 \\ -U_{gm} \end{bmatrix} \theta_{PLL} \left(j(\omega_{p} - \omega_{l}) \right)$$
(B13)

式中: $U_d(\mathbf{j}(\omega_p-\omega_1))$ 和 $U_q(\mathbf{j}(\omega_p-\omega_1))$ 分别为考虑滤波环节后交流侧电压测量值d轴和q轴分量中扰动分量的相量形式。

与电压信号测量模块相类似,电流信号测量模块最终电流测量值中的扰动分量,如式(B14)所示。

式中: $I_d(\mathbf{j}(\omega_p-\omega_1))$ 和 $I_q(\mathbf{j}(\omega_p-\omega_1))$ 分别为考虑滤波环节后交流侧电流测量值 d 轴和 q 轴分量中扰动分量的相量形式。

(2) 内环控制器。

进一步地,基于内环控制器的控制框图,可得内环控制器输出电压参考值中的扰动分量,如式(B15)所示。

$$\begin{bmatrix} U_{d \mod} \left(j(\omega_{p} - \omega_{l}) \right) \\ U_{q \mod} \left(j(\omega_{p} - \omega_{l}) \right) \end{bmatrix}^{2} = \\ -H_{IN_G} \left(j(\omega_{p} - \omega_{l}) \right) \begin{bmatrix} I_{d} \left(j(\omega_{p} - \omega_{l}) \right) \\ I_{q} \left(j(\omega_{p} - \omega_{l}) \right) \end{bmatrix}^{2} + K_{ig} \begin{bmatrix} -I_{q} \left(j(\omega_{p} - \omega_{l}) \right) \\ I_{d} \left(j(\omega_{p} - \omega_{l}) \right) \end{bmatrix}^{2} + K_{v} \begin{bmatrix} U_{d} \left(j(\omega_{p} - \omega_{l}) \right) \\ U_{q} \left(j(\omega_{p} - \omega_{l}) \right) \end{bmatrix}^{2}$$
(B15)

式中: $U_{dmod}(j(\omega_p-\omega_1))$ 和 $U_{qmod}(j(\omega_p-\omega_1))$ 分别为内环控制器输出的d轴和q轴电压参考值中扰动分量的相量形式。 c)信号调制模块

在信号调制模块中, dq/abc 坐标反变换的矩阵 T(θ_{PLL})⁻¹ 如式(B16)所示。

$$\boldsymbol{T}(\theta_{\text{PLL}})^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{\text{PLL}}) & -\sin(\theta_{\text{PLL}}) \\ \cos\left(\theta_{\text{PLL}} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{\text{PLL}} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_{\text{PLL}} + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{\text{PLL}} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$
(B16)

与坐标变换矩阵 **T**(θ_{PLL})相类似,根据三角函数的和差化积公式,矩阵 **T**(θ_{PLL})⁻¹也可以拆成正常分量反变换 矩阵和扰动分量反变换矩阵两部分的乘积,如式(**B**17)所示。

$$\begin{cases} \boldsymbol{T}(\theta_{\text{PLL}})^{-1} = \boldsymbol{T}(\theta_0)^{-1} \boldsymbol{T}_{\text{p}}(\theta_p)^{-1} \\ \boldsymbol{T}_{\text{p}}(\theta_p)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_p) & -\sin(\theta_p) \\ \sin(\theta_p) & \cos(\theta_p) \end{bmatrix} \end{cases}$$
(B17)

式中: $T(\theta_0)^{-1}$ 和 $T_p(\theta_p)^{-1}$ 分别为正常分量反变换矩阵和扰动分量反变换矩阵。

同理,扰动分量反变换矩阵可以进一步进行无穷小等效,如式(B18)所示。

$$\boldsymbol{T}_{\mathrm{p}}(\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{p}})^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{p}}) & -\sin(\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{p}}) \\ \sin(\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{p}}) & \cos(\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{p}}) \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} 1 & -\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{p}} \\ \boldsymbol{\theta}_{\mathrm{p}} & 1 \end{bmatrix}$$
(B18)

根据式(B17),内环控制器输出的电压参考值需先通过扰动分量反变换矩阵的修正,修正后的电压参考值如式(B19)所示。

$$\begin{bmatrix} u_{d \mod *} \\ u_{q \mod *} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} 1 & -\theta_{p} \\ \theta_{p} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{d \mod} \\ u_{q \mod} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} u_{d \mod} \\ u_{q \mod} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -U_{g \mod d} \\ U_{g \mod q} \end{bmatrix} \theta_{p}$$
(B19)

式中: u_{dmod*} 和 u_{mod*} 分别为通过扰动分量反变换矩阵修正后的 d 轴和 q 轴电压参考值; U_{gmodd} 和 U_{gmodq} 分别为内 环控制器输出的 d 轴和 q 轴电压参考值中的正常分量。

提取式(B19)中电压参考值的扰动分量,并对其进行分解,采用相量形式描述,如式(B20)所示。

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} U_{d \text{mod}^{*}}\left(j\left(\omega_{p}-\omega_{l}\right)\right) \\ U_{q \text{mod}^{*}}\left(j\left(\omega_{p}-\omega_{l}\right)\right) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{d \text{mod}}\left(j\left(\omega_{p}-\omega_{l}\right)\right) \\ U_{q \text{mod}}\left(j\left(\omega_{p}-\omega_{l}\right)\right) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -U_{g \text{mod}d} \\ U_{g \text{mod}d} \end{bmatrix} \theta_{\text{PLL}}\left(j\left(\omega_{p}-\omega_{l}\right)\right) \\ \begin{bmatrix} U_{d \text{mod}^{*},pl}\left(j\left(\omega_{p}-\omega_{l}\right)\right) \end{bmatrix} \end{bmatrix} = \frac{-j}{2} \begin{bmatrix} j & -l \\ j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{d \text{mod}^{*}}\left(j\left(\omega_{p}-\omega_{l}\right)\right) \\ U_{q \text{mod}^{*}}\left(j\left(\omega_{p}-\omega_{l}\right)\right) \end{bmatrix} \\ \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} U_{d \text{mod}^{*},pl}\left(j\left(\omega_{p}-\omega_{l}\right)\right) = -\left[H_{\text{IN}_{c}G}\left(j\left(\omega_{p}-\omega_{l}\right)\right) - jK_{\text{ig}}\right]G_{\text{ig}}\left(j\left(\omega_{p}-\omega_{l}\right)\right)I_{\text{ga}}\left(j\omega_{p}\right) + K_{v}G_{vg}\left(j\left(\omega_{p}-\omega_{l}\right)\right) - jK_{\text{ig}}\right]G_{\text{ig}}\left(j\left(\omega_{p}-\omega_{l}\right)\right)\left(-0.5jI_{g \text{m}}e^{j\varphi_{l \text{s}}}\right)\theta_{\text{PLL}}\left(j\left(\omega_{p}-\omega_{l}\right)\right) + K_{v}G_{vg}\left(j\left(\omega_{p}-\omega_{l}\right)\right) - jK_{\text{ig}}\right]G_{\text{ig}}\left(j\left(\omega_{p}-\omega_{l}\right)\right) + \left[0.5j\left(U_{g \text{mod}d}+jU_{g \text{mod}q}\right)\right]_{\text{PLL}}\left(j\left(\omega_{p}-\omega_{l}\right)\right) \\ U_{q \text{mod},p2}\left(j\left(\omega_{p}-\omega_{l}\right)\right) = -\left[H_{\text{IN}_{c}G}\left(j\left(\omega_{p}-\omega_{l}\right)\right) + jK_{\text{ig}}\right]G_{\text{ig}}\left(j\left(\omega_{p}-\omega_{l}\right)\right) + \left[0.5j\left(U_{g \text{mod}d}+jU_{g \text{mod}q}\right)\right]_{\text{PLL}}\left(j\left(\omega_{p}-\omega_{l}\right)\right) \\ U_{q \text{mod},p2}\left(j\left(\omega_{p}-\omega_{l}\right)\right) = -\left[H_{\text{IN}_{c}G}\left(j\left(\omega_{p}-\omega_{l}\right)\right) + jK_{\text{ig}}\right]G_{\text{ig}}\left(j\left(\omega_{p}-\omega_{l}\right)\right)I_{\text{ga}}\left(j\left(2\omega_{l}-\omega_{p}\right)\right)^{\circ} - \left[H_{\text{IN}_{c}G}\left(j\left(\omega_{p}-\omega_{l}\right)\right) + jK_{\text{ig}}\right]G_{\text{ig}}\left(j\left(\omega_{p}-\omega_{l}\right)\right)\left(0.5jI_{g \text{m}}e^{-j\varphi_{\text{ig}}}\right)\theta_{\text{PLL}}\left(j\left(\omega_{p}-\omega_{l}\right)\right) + K_{v}G_{vg}\left(j\left(\omega_{p}-\omega_{l}\right)\right) + jK_{\text{ig}}\right]G_{\text{ig}}\left(j\left(\omega_{p}-\omega_{l}\right)\right) + \left[-0.5j\left(U_{g \text{mod}d}-jU_{g \text{mod}q}\right)\right]\theta_{\text{PLL}}\left(j\left(\omega_{p}-\omega_{l}\right)\right) + K_{v}G_{vg}\left(j\left(\omega_{p}-\omega_{l}\right)\right)\left(0.5jU_{g \text{m}}\right)\theta_{\text{PLL}}\left(j\left(\omega_{p}-\omega_{l}\right)\right) + \left[-0.5j\left(U_{g \text{mod}d}-jU_{g \text{mod}q}\right)\right]\theta_{\text{PLL}}\left(j\left(\omega_{p}-\omega_{l}\right)\right) = \left[B20\right]$$

式中: $U_{dmod^*,p1}(\mathbf{j}(\omega_p-\omega_1))$ 和 $U_{qmod^*,p2}(\mathbf{j}(\omega_p-\omega_1))$ 分别为电压参考值 DQ 正旋对称和 DQ 反旋对称 d 轴分量中扰动分量的相量形式。

对式(B20)中电压参考值的 DQ 正旋对称分量进行正常分量反变换矩阵的变换,可以得到调制电压中频率为 fp 的扰动分量。鉴于逆变器的调制频率一般较高,所以电力电子器件的开关动态影响可以忽略不计。另外,逆 变器的直流侧电压一般可以保持恒定,因此逆变器的阀侧电压与调制电压之间呈线性关系。最后,便可推得从 交流侧电压、交流侧电流和锁相环输出相位到阀侧电压的扰动传递函数,如式(B21)所示。

$$U_{vga}(j\omega_{p}) = U_{dc}U_{amod}(j\omega_{p}) = K_{m}U_{dc}U_{dmod^{*},p1}(j(\omega_{p} - \omega_{1}))$$

$$\downarrow$$

$$U_{vga}(j\omega_{p}) = \underbrace{K_{m}U_{dc}K_{v}G_{vg}(j(\omega_{p} - \omega_{1}))}_{G_{Uvg_{u}U_{g}}(j(\omega_{p} - \omega_{1}))}U_{ga}(j\omega_{p}) + \underbrace{K_{m}U_{dc}(H_{IN_{u}G}(j(\omega_{p} - \omega_{1})) - jK_{ig})G_{ig}(j(\omega_{p} - \omega_{1}))}_{G_{Uvg_{u}I_{g}}(j(\omega_{p} - \omega_{1}))}I_{ga}(j\omega_{p}) + \underbrace{K_{m}U_{dc}(j(\omega_{p} - \omega_{1})) - jK_{ig})G_{ig}(j(\omega_{p} - \omega_{1}))}_{G_{Uvg_{u}I_{g}}(j(\omega_{p} - \omega_{1}))}I_{ga}(j\omega_{p} - \omega_{1})) + \underbrace{K_{m}U_{dc}\left[K_{v}G_{vg}(j(\omega_{p} - \omega_{1})) - \frac{-jU_{gm}}{2} + (H_{IN_{u}G}(j(\omega_{p} - \omega_{1})) - jK_{ig})G_{ig}(j(\omega_{p} - \omega_{1})) \times \right]}_{G_{Uvg_{u}I_{g}}(j(\omega_{p} - \omega_{1}))} \theta_{PLL}(j(\omega_{p} - \omega_{1}))$$

(B21)

式中: *G_{Uvg_Ug}(s*)为电网侧换流器出口 a 相电压中扰动分量到其阀侧 a 相电压中扰动分量的传递函数; *G_{Uvg_Ig}(s*) 为电网侧换流器出口 a 相电流中扰动分量到其阀侧 a 相电压中扰动分量的传递函数; *G_{Uvg_θ}(s*)为锁相环输出相位 中扰动分量到电网侧换流器阀侧 a 相电压中扰动分量的传递函数。

3)从异步发电机的定子电流、转子电流和锁相环的输出相位到转子侧换流器阀侧电压的扰动传递函数。

扰动分量从异步发电机的定子电流、转子电流传递到转子侧换流器阀侧电压的过程主要涉及到转子侧换流器控制系统的电流信号测量模块、内环控制器和信号调制模块;而锁相环输出相位中扰动分量对阀侧电压的影响主要体现在 *abc/dq* 坐标变换和 *dq/abc* 坐标反变换环节,通过影响坐标变换和反变换后的输出变量对阀侧电压产生一定的影响。

(1)转子侧换流器的电流信号测量模块。

转子侧换流器定子电流信号测量模块最终电流测量值中的扰动分量,如式(B22)所示。

$$\begin{bmatrix} I_{sd} \left(j(\omega_{p} - \omega_{l}) \right) \\ I_{sq} \left(j(\omega_{p} - \omega_{l}) \right) \end{bmatrix} = G_{is} \left(j(\omega_{p} - \omega_{l}) \right) \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix} I_{sa} \left(j\omega_{p} \right) + G_{is} \left(j(\omega_{p} - \omega_{l}) \right) \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix} I_{sa} \left(j(2\omega_{l} - \omega_{p}) \right)^{*} + G_{is} \left(j(\omega_{p} - \omega_{l}) \right) \begin{bmatrix} I_{sm} \sin(\varphi_{lsa}) \\ -I_{sm} \cos(\varphi_{lsa}) \end{bmatrix} \theta_{PLL} \left(j(\omega_{p} - \omega_{l}) \right)$$
(B22)

式中: $I_{sd}(j(\omega_p-\omega_1))$ 和 $I_{sq}(j(\omega_p-\omega_1))$ 分别为考虑滤波环节后定子电流测量值d轴和q轴分量中扰动分量的相量形式; $I_{sa}(j\omega_p)$ 和 $I_{sa}(j(2\omega_1-\omega_p))$ 分别为异步发电机 a 相定子电流中频率为 f_p 和 $2f_1-f_p$ 的扰动分量的相量形式。 而转子侧换流器的转子电流信号测量模块终电流测量值中的扰动分量,如式(B23)所示。

$$\begin{bmatrix} I_{rd} \left(j(\omega_{pr} - \omega_{r}) \right) \\ I_{rq} \left(j(\omega_{pr} - \omega_{r}) \right) \end{bmatrix} = G_{ir} \left(j(\omega_{pr} - \omega_{r}) \right) \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix} I_{ra} \left(j\omega_{pr} \right) + G_{ir} \left(j(\omega_{pr} - \omega_{r}) \right) \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix} I_{ra} \left(j(2\omega_{r} - \omega_{pr}) \right)^{*} + G_{ir} \left(j(\omega_{pr} - \omega_{r}) \right) \begin{bmatrix} I_{rm} \sin(\varphi_{ra}) \\ -I_{rm} \cos(\varphi_{ra}) \end{bmatrix} + G_{ir} \left(j(\omega_{pr} - \omega_{r}) \right) \begin{bmatrix} I_{rm} \sin(\varphi_{ra}) \\ -I_{rm} \cos(\varphi_{ra}) \end{bmatrix} + G_{ir} \left(j(\omega_{pr} - \omega_{r}) \right) \begin{bmatrix} I_{rm} \sin(\varphi_{ra}) \\ -I_{rm} \cos(\varphi_{ra}) \end{bmatrix} + G_{ir} \left(j(\omega_{pr} - \omega_{r}) \right) \begin{bmatrix} I_{rm} \sin(\varphi_{ra}) \\ -I_{rm} \cos(\varphi_{ra}) \end{bmatrix} + G_{ir} \left(j(\omega_{pr} - \omega_{r}) \right) = G_{ir} \left(j(\omega_{$$

式中: $I_{rd}(j(\omega_{pr}-\omega_{r}))$ 和 $I_{rq}(j(\omega_{pr}-\omega_{r}))$ 分别为考虑滤波环节后转子电流测量值d轴和q轴分量中扰动分量的相量形式; $I_{ra}(j\omega_{pr})$ 和 $I_{ra}(j(2\omega_{r}-\omega_{pr}))$ 分别为异步发电机 a 相转子电流中频率为 f_{pr} 和 $2f_{r}-f_{pr}$ 的扰动分量的相量形式。

(2)转子侧换流器的内环控制器。

鉴于外环控制器的响应速度较慢,所涉及的频段较窄,对扰动分量的影响较小,所以可忽略其输出电流参考值中的扰动分量。进一步地,基于转子侧换流器内环控制器的控制框图,结合异步发电机定子电流和转子电流中扰动分量的相量描述,可得内环控制器输出电压参考值中的扰动分量,如式(B24)所示。

$$\begin{bmatrix} U_{rd \mod} \left(j(\omega_{pr} - \omega_{r}) \right) \\ U_{rq \mod} \left(j(\omega_{pr} - \omega_{r}) \right) \end{bmatrix} = -H_{IN_{R}} \left(j(\omega_{pr} - \omega_{r}) \right) \begin{bmatrix} I_{rd} \left(j(\omega_{pr} - \omega_{r}) \right) \\ I_{rq} \left(j(\omega_{pr} - \omega_{r}) \right) \end{bmatrix} + K_{ir} \begin{bmatrix} -I_{rq} \left(j(\omega_{pr} - \omega_{r}) \right) \\ I_{rd} \left(j(\omega_{pr} - \omega_{r}) \right) \end{bmatrix} + K_{is} \begin{bmatrix} -I_{sq} \left(j(\omega_{p} - \omega_{l}) \right) \\ I_{sd} \left(j(\omega_{p} - \omega_{l}) \right) \end{bmatrix}$$
(B24)

式中: $U_{rdmod}(j(\omega_p-\omega_1))$ 和 $U_{rqmod}(j(\omega_p-\omega_1))$ 分别为转子侧换流器内环控制器输出的 d 轴和 q 轴电压参考值中扰动分量的相量形式。

(3)转子侧换流器的信号调制模块。

在转子侧换流器的信号调制模块中,内环控制器输出的电压参考值需先通过扰动分量反变换矩阵的修正,修正后的电压参考值如式(B25)所示。

$$\begin{bmatrix} u_{rd \mod *} \\ u_{rq \mod *} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} 1 & -\theta_{p} \\ \theta_{p} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{rd \mod} \\ u_{rq \mod} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} u_{rd \mod} \\ u_{rq \mod} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -U_{r \mod d} \\ U_{r \mod q} \end{bmatrix} \theta_{p}$$
(B25)

式中: u_{rdmod*} 和 u_{rmod*} 分别为通过扰动分量反变换矩阵修正后的 d 轴和 q 轴电压参考值; U_{rmodd} 和 U_{rmodq} 分别为转 子侧换流器内环控制器输出的 d 轴和 q 轴电压参考值中的正常分量。

提取式(B25)中电压参考值的扰动分量,并根据对其进行分解,采用相量形式描述,如式(B26)所示。

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} U_{rd \ mod}^{*} (\mathbf{j}(\omega_{pr} - \omega_{r})) \\ U_{rq \ mod}^{*} (\mathbf{j}(\omega_{pr} - \omega_{r})) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{rd \ mod}^{*} (\mathbf{j}(\omega_{pr} - \omega_{r})) \\ U_{rq \ mod}^{*} (\mathbf{j}(\omega_{pr} - \omega_{r})) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -U_{r \ modd}^{*} \\ U_{r \ modd}^{*} \end{bmatrix} \theta_{PLL}^{*} (\mathbf{j}(\omega_{p} - \omega_{1})) \\ \begin{bmatrix} U_{rd \ mod}^{*} (\mathbf{j}(\omega_{pr} - \omega_{r})) \\ U_{rq \ mod}^{*} (\mathbf{j}(\omega_{pr} - \omega_{r})) \end{bmatrix} \end{bmatrix} = \frac{-\mathbf{j}}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{j} & -1 \\ \mathbf{j} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{rd \ mod}^{*} (\mathbf{j}(\omega_{pr} - \omega_{r})) \\ U_{rq \ mod}^{*} (\mathbf{j}(\omega_{pr} - \omega_{r})) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} U_{rd \ mod}^{*} (\mathbf{j}(\omega_{pr} - \omega_{r})) \end{bmatrix} = -[H_{IN,R}^{*} (\mathbf{j}(\omega_{pr} - \omega_{r})) - \mathbf{j}K_{ir}]G_{ir}^{*} (\mathbf{j}(\omega_{pr} - \omega_{r})) I_{ra}^{*} (\mathbf{j}(\omega_{p} - \omega_{r})) I_{ra}^{*} (\mathbf{j}(\omega_{p} - \omega_{r})) I_{sa}^{*} (\mathbf{j}(\omega_{p} - \omega_{r})) - \mathbf{j}K_{ir}]G_{ir}^{*} (\mathbf{j}(\omega_{pr} - \omega_{r})) I_{ra}^{*} (\mathbf{j}(\omega_{p} - \omega_{1})) + \mathbf{j}K_{is}G_{is}^{*} (\mathbf{j}(\omega_{pr} - \omega_{r})) - \mathbf{j}K_{ir}]G_{ir}^{*} (\mathbf{j}(\omega_{pr} - \omega_{r})) (-0.5\mathbf{j}I_{rm}^{*}e^{\mathbf{j}\theta_{ra}}) \theta_{PLL}^{*} (\mathbf{j}(\omega_{p} - \omega_{1})) + \mathbf{j}K_{is}G_{is}^{*} (\mathbf{j}(\omega_{p} - \omega_{1})) - \mathbf{j}K_{ir}]G_{ir}^{*} (\mathbf{j}(\omega_{pr} - \omega_{r})) + \mathbf{j}K_{ir}]G_{ir}^{*} (\mathbf{j}(\omega_{pr} - \omega_{r})) - \mathbf{j}K_{is}G_{is}^{*} (\mathbf{j}(\omega_{pr} - \omega_{r})) + \mathbf{j}K_{ir}]G_{ir}^{*} (\mathbf{j}(\omega_{pr} - \omega_{r})) + \mathbf{j}K_{ir}]G_{ir}^{*} (\mathbf{j}(\omega_{pr} - \omega_{r})) + \mathbf{j}K_{ir}]G_{ir}^{*} (\mathbf{j}(\omega_{pr} - \omega_{r})) - \mathbf{j}K_{is}G_{is}^{*} (\mathbf{j}(\omega_{pr} - \omega_{r})) + \mathbf{j}K_{ir}]G_{ir}^{*} (\mathbf{j}(\omega_{pr} - \omega_{r})) + (-0.5\mathbf{j}(U_{r \ mod}^{*} - \mathbf{j}U_{r \ mod}^{*})]\theta_{PLL}^{*} (\mathbf{j}(\omega_{p} - \omega_{1})) - \mathbf{j}K_{is}G_{is}^{*} (\mathbf{j}(\omega_{pr} - \omega_{r})) + (0.5\mathbf{j}I_{sm}^{*} e^{\mathbf{j}\theta_{irs}}) \theta_{PLL}^{*} (\mathbf{j}(\omega_{p} - \omega_{1})) + [-0.5\mathbf{j}(U_{r \ mod}^{*} - \mathbf{j}U_{r \ mod}^{*})]\theta_{PLL}^{*} (\mathbf{j}(\omega_{p} - \omega_{1}))$$
(B26)

式中: $U_{rdmod^*,p1}(j(\omega_p-\omega_1))$ 和 $U_{rqmod^*,p2}(j(\omega_p-\omega_1))$ 分别为转子侧换流器内环输出电压参考值 DQ 正旋对称和 DQ 反旋 对称 d 轴分量中扰动分量的相量形式。

对式(B26)中输出电压参考值的正旋对称分量进行正常分量反变换矩阵的变换,可以得到调制电压中频率为 f_{pr}的扰动分量;一般情况下,换流器的直流侧电压可以保持恒定,所以换流器的阀侧电压与调制电压之间呈线 性关系。最后,便可推得从定子电流、转子电流和锁相环输出相位到转子侧换流器阀侧电压的扰动传递函数, 如式(B27)所示。

$$U_{\rm vra}\left(j\omega_{\rm pr}\right) = U_{\rm dc}U_{\rm ramod}\left(j\omega_{\rm pr}\right) = K_{\rm m}U_{\rm dc}U_{\rm rd\,mod^{*},pl}\left(j\left(\omega_{\rm pr}-\omega_{\rm r}\right)\right)$$

$$\downarrow U_{\rm vra}\left(j\omega_{\rm pr}\right) = \underbrace{K_{\rm m}U_{\rm dc}\left(jK_{\rm is}\right)G_{\rm is}\left(j\left(\omega_{\rm p}-\omega_{\rm l}\right)\right)}_{G_{\rm Uvr_{-}k}\left(j\left(\omega_{\rm pr}-\omega_{\rm r}\right)\right)}I_{\rm sa}\left(j\omega_{\rm p}\right) + \underbrace{K_{\rm m}U_{\rm dc}\left(-H_{\rm IN_{-}R}\left(j\left(\omega_{\rm pr}-\omega_{\rm r}\right)\right)+jK_{\rm ir}\right)G_{\rm ir}\left(j\left(\omega_{\rm pr}-\omega_{\rm r}\right)\right)}_{G_{\rm Uvr_{-}k}\left(j\left(\omega_{\rm pr}-\omega_{\rm r}\right)\right)}I_{\rm ra}\left(j\omega_{\rm pr}\right) + \underbrace{K_{\rm m}U_{\rm dc}\left(jK_{\rm is}\right)G_{\rm is}\left(j\left(\omega_{\rm p}-\omega_{\rm l}\right)\right)=I_{\rm ra}\left(j\omega_{\rm pr}-\omega_{\rm r}\right)\right)}_{G_{\rm Uvr_{-}k}\left(j\left(\omega_{\rm pr}-\omega_{\rm r}\right)\right)}I_{\rm ra}\left(j\omega_{\rm pr}-\omega_{\rm r}\right)\right) \times \underbrace{K_{\rm m}U_{\rm dc}\left[\frac{\left(jK_{\rm is}\right)G_{\rm is}\left(j\left(\omega_{\rm p}-\omega_{\rm l}\right)\right)-\frac{jI_{\rm sm}e^{j\omega_{\rm ha}}}{2}+\left(-H_{\rm IN_{-}R}\left(j\left(\omega_{\rm pr}-\omega_{\rm r}\right)\right)+jK_{\rm ir}\right)G_{\rm ir}\left(j\left(\omega_{\rm pr}-\omega_{\rm r}\right)\right)\times}_{G_{\rm Ir}\left(j\left(\omega_{\rm pr}-\omega_{\rm r}\right)\right)}\right]}_{G_{\rm Uvr_{-}\theta}\left(j\left(\omega_{\rm p}-\omega_{\rm l}\right)\right)}$$

(B27)

式中: *G_{Uvr_ls}(s*)为发电机定子侧 a 相电流中扰动分量到转子侧换流器阀侧 a 相电压中扰动分量的传递函数; *G_{Uvr_lr}(s*) 为发电机转子侧 a 相电流中扰动分量到转子侧换流器阀侧 a 相电压中扰动分量的传递函数; *G_{Uvr_l}(s*)为锁相环输出相位中扰动分量到转子侧换流器阀侧 a 相电压中扰动分量的传递函数。





图 C1 异步电机的等效电路

Fig.C1 Equivalent electrical circuit of asynchronous machine 表 C1 双馈风电场的并网参数

Table C1 Parameters of DFIWG-based wind fa
--

	参数	数值
	风电场风机数量	50 台
	双馈风机额定容量	2 MV A
	双馈风机额定电压	0.69 kV
	双馈风机额定频率	60 Hz
ŧ	并网变压器额定容量	100 MV A
ŧ	并网变压器额定变比	230 kV/35 kV
ŧ	并网变压器短路电压	10 %
Ĵ	并网线路 10-11 电阻	0.01 p.u.
Ĵ	并网线路 10-11 电抗	0.35 p.u.