# 基于自适应模式切换的双馈风机并网数字物理 混合仿真新型接口算法

王 鹤1,李嘉帅1,周鹤伦1,王 悦2,李鸿鹏3

(1. 东北电力大学 现代电力系统仿真控制与绿色电能新技术教育部重点实验室,吉林 吉林 132012;

2. 辽宁省防雷技术服务中心,辽宁 沈阳 110000;3. 国网安徽省电力有限公司经济技术研究院,安徽 合肥 230000)

摘要:数字物理混合仿真已成为交直流混合电力系统的重要研究手段,而接口算法是决定仿真系统稳定性和 精确度的核心内容。为实现新能源经柔性直流输电外送的数字物理混合仿真,将数字物理混合仿真应用于 双馈风机,设计了一种自适应模式切换的新型接口算法。根据阻尼阻抗匹配法的结构原理,建立了物理模拟 双馈风机的动态等效阻抗模型;针对阻尼阻抗匹配法在双馈风机动态过程放大谐波电流的现象,在功率接口 与数字侧之间增加滤波支路,并以双馈风机电流直流分量含有率为依据设计了支路开关的切换条件以防止 开关误动作。采用小波神经网络时间序列预测法对物理侧双馈风机转速的传输进行了延时补偿,有效地提 高了动态阻抗匹配算法的精确度。通过数字仿真对传统接口算法与新型接口算法的稳定性和精确度进行对 比,最后搭建了双馈风机数字物理混合仿真实验平台,验证了所提算法的可行性。

文献标志码:A

关键词:双馈风机;数字物理混合仿真;阻尼阻抗匹配;模式切换;延时补偿

DOI:10.16081/j.epae.202107023

#### 0 引言

中图分类号:TM 76;TM 614

风能具有分布广泛、环保性高以及资源丰富等特点,随着风力发电研究的持续增多,各类风机已被应用于实际生产中,双馈风机(DFIG)成为主要研究的机型之一。

为保证新能源并网后系统的稳定运行,对DFIG 并网的仿真研究至关重要<sup>[1]</sup>。在DFIG运行的动态 变化过程中,由于定子电压及定子磁链的急剧变化, 采用传统的数字仿真无法达到精确控制效果<sup>[2]</sup>;物 理实验虽然能准确地反映DFIG运行状态,但当系统 较为复杂时,完成物理模拟所需成本过高,不利于研 究的开展<sup>[3]</sup>。数字物理混合仿真(也被称为功率硬 件在环仿真)能够真实地表现DFIG并网的运行特 性,充分发挥物理实验和数字仿真的优势,是实现交 直流混合系统精确建模的可行方法<sup>[46]</sup>。

接口算法是数字物理混合仿真的核心,近些年 来,很多学者对接口算法进行了研究,并总结出常用 的3种接口算法<sup>[7]</sup>。理想变压器模型(ITM)算法是 最早被提出和使用最多的接口算法,其优势主要体 现在物理仿真系统的精度较高,但是物理侧、数字侧 等效阻抗关系的变化会直接影响接口算法的稳定 性,导致系统失稳以及精确度下降等问题<sup>[8]</sup>。输电 线路模型(TLM)算法解决了接口算法延时带来的精 确度低问题,在高压输电领域得到广泛使用,但是其

收稿日期:2021-01-13;修回日期:2021-05-19

基金项目:国家重点研发计划项目(2019YFB1505402) Project supported by the National Key Research and Development Program of China(2019YFB1505402) 实施难度大,且依赖于特定的元件,不便应用到复杂 度较高的电力系统中<sup>[9-10]</sup>。阻尼阻抗匹配(DIM)算 法是在ITM算法基础上增加了阻抗支路,大幅增加 了系统的抗干扰性,稳定裕度较高<sup>[11-12]</sup>,但根据DIM 算法的Bode图,在物理侧受到电流冲击等扰动时采 用此接口算法会放大谐波电流,且将阻抗进行匹配 的过程中实验室输入/输出(I/O)接口等设备及计 算延时必然会造成等效阻抗传递延时,严重影响接 口算法的精确度<sup>[13-14]</sup>。

在此背景下,本文提出了一种适用于 DFIG 并网 数字物理混合仿真的新型接口算法——感性滤波器 阻尼阻抗匹配(L-DIM)算法。首先构建了 DIM 算 法,在功率接口与数字侧之间增加滤波支路,以 DFIG 电流中直流分量含有率为依据,设计了支路开 关的切换判据,实现 L-DIM 算法与 DIM 算法的有效 切换。根据 DFIG 的数学模型及所求得的等效阻抗, 通过实时传输 DFIG 参数和延时补偿实现了 DIM 算 法中接口阻抗的精确匹配。最后,通过数字仿真实 验对 L-DIM 算法在精确度及稳定性等方面进行验 证,并设计了 DFIG 数字物理混合仿真平台的运行方 案,验证了所提方法的可行性。

## 1 数字物理混合仿真系统及接口算法

## 1.1 数字物理混合仿真系统

DFIG的数字物理混合仿真系统总体划分为物 理模拟系统(PSS)、数字仿真系统(DSS)和功率接口 3个部分,其具体结构如图1所示。

DSS包含交直流系统、升压变压器、输电线路和



图1 DFIG数字物理混合仿真系统

Fig.1 Digital physical hybrid simulation system of DFIG 阻抗负载等常规大电网系统中的电力元件,主要在 RT-LAB数字仿真系统内工作,可实现信号的传输与 处理等。PSS包含被测试的DFIG等物理装置,作为 数字物理混合仿真系统中的重点研究对象,其能够 弥补数字仿真中真实性、精确度不足的缺点。DSS 与PSS通过功率接口相连,功率接口主要包括含接 口算法的数/模(D/A)转换器、模/数(A/D)转换 器和功率放大器等硬件设备,是决定数字物理混合 仿真系统稳定性和精确度的关键技术。

#### 1.2 传统接口算法

ITM 算法是数字物理混合仿真系统中功率接口 单元最直接方便的建模方法,基于该算法的混合仿 真系统等效电路如图 2 所示。ITM 算法采用戴维南 电路等效 DSS 和 PSS,  $U_s$ 、 $Z_s$ 和  $U_H$ 、 $Z_H$ 分别为 DSS 和 PSS 的等效电源电压、阻抗; T为功率放大器延时; PA 为功率放大器。DSS 侧受控电流源  $I_1(t) = I_2(t)$ 模拟 电流互感器, PSS 侧受控电压源  $V_2(t) = V_1(t-T)$ 模拟 功率放大器<sup>[15]</sup>。



## 图2 ITM算法

Fig.2 ITM algorithm

根据附录A所示ITM算法传递函数的详细推导过程,可得其开环传递函数*G*<sub>0LITM</sub>(*s*)为:

$$G_{\text{OL_ITM}}(s) = -\frac{Z_{\text{S}}}{Z_{\text{H}}} e^{-sT}$$
(1)

基于ITM算法的数字物理混合仿真系统的稳定 条件为:

$$\left. \frac{Z_{s}}{Z_{H}} \right| < 1 \tag{2}$$

由式(1)、(2)可知,基于ITM算法的数字物理混 合仿真系统只有在 $|Z_s| < |Z_H|$ 时,系统才能安全稳定 运行。 DIM 算法在 ITM 算法的基础上进行了调整,除 受控电流源外又增加了1条受控电压源支路,系统 等效电路如图3所示。图中, $Z^*$ 为阻尼阻抗; $Z_{SH}$ 为 功率接口连接阻抗; $V'_1(t)$ 、 $V'_2(t)$ 分别为 DSS、PSS 侧 的采集电压。



根据附录 B 所示 DIM 算法传递函数详细推导, 可得其对应的开环传递函数 G<sub>01, DM</sub>(s)为:

$$G_{\text{OL}_{DIM}}(s) = \frac{Z_{\text{S}}(Z_{\text{H}} - Z^{*})}{(Z_{\text{S}} + Z_{\text{SH}} + Z^{*})(Z_{\text{H}} + Z_{\text{SH}})} e^{-sT} \qquad (3)$$

由式(3)可知,在数字物理混合仿真系统中存在 延时及其他可能影响接口稳定性的因素。根据奈奎 斯特稳定判据,若使系统中接口达到绝对稳态,则需 要得到实时 PSS 侧阻抗 Z<sub>H</sub>以及实时匹配阻尼阻抗 Z<sup>\*</sup>,令 Z<sup>\*</sup> = Z<sub>H</sub>,从而使 G<sub>OL,DIM</sub>(s)无限趋近于 0。因此 阻抗实时匹配对接口算法的精确度至关重要,这也 决定了接口算法性能好坏。

## 2 自适应模式切换的 L-DIM 算法

#### 2.1 L-DIM 算法结构分析

L-DIM 算法在 DIM 算法的基础上进行改进,在 功率接口与 DSS 侧之间添加接地滤波器  $Z_k$ (其由滤 波电阻 R、电感 L和电容 C 组成),通过控制开关 S实 现 L-DIM 和 DIM 算法的有效切换,该算法在 DFIG 运 行的动态变化过程中不影响式(3)所示接口算法传 递函数的整体稳定判据,其等效电路如图 4 所示。



Fig.4 L-DIM algorithm

DSS侧等效阻抗Z<sub>s</sub>和功率接口连接阻抗Z<sub>sH</sub>中的电阻远小于电感,因此只考虑DSS侧等效电感L<sub>s</sub> 和PSS侧等效电感L<sub>sH</sub>的影响,假设电网电压为理 想对称系统,则滤波器单相等效电路如图5所示。图 中, $U_{in}$ 、 $U_o$ 分别为 $Z_k$ 的输入、输出电压; $I_o$ 为流入DSS 侧电流。



图 5 单相接地滤波器并网等效电路图

Fig.5 Equivalent circuit diagram of single phase grounding grid-connected filter

根据滤波器并网等效电路图,分别以U<sub>in</sub>、I<sub>o</sub>为输入、输出变量,可得滤波器的开环传递函数G(s)为:

$$G(s) = \frac{I_{\circ}}{U_{in}} = \frac{1 + sCR}{s(L_{SH} + L)L_SC} \times \frac{1}{s^2 + sCR \frac{L_{SH} + L_S + L}{(L_{SH} + L)L_SC} + \frac{L_{SH} + L_S + L}{(L_{SH} + L)L_SC}}$$
(4)

截止频率
$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_{\rm D} + L_{\rm S}}{L_{\rm D} L_{\rm S} C}}, \Leftrightarrow L_{\rm D} = L + L_{\rm SH}, 则传$$

递函数式(4)可以改写成:

$$G(s) = \frac{1 + sCR}{L_{\rm D}L_{\rm S}Cs\left(s^2 + R\frac{L_{\rm D} + L_{\rm S}}{L_{\rm D}L}s + 4\pi^2 f_{0}^2\right)}$$
(5)

由式(5)可知, G(s)主要与电感、电容以及截止 频率有关,为保证系统的稳定运行,合理的参数设计 至关重要。已知 DIM 算法会对 DFIG 并网后系统的 谐波电流进行放大,且对 3 次谐波电流放大最为明 显,其含量远高于其他次谐波电流,DIM 算法与原系 统的电流谐波对比图见附录 C图 C1。设 f<sub>0</sub>=150 Hz, 滤波器参数设定应满足如下约束条件<sup>[16]</sup>。

1)滤波电容 C产生的无功功率不能超过 DFIG 有功功率参考值 P<sub>N</sub>的10%,即:

$$\frac{V_1'^2}{1/(2\pi f_1 C)} \le P_N \times 10\%$$
 (6)

式中: f1为工频,其值为50 Hz。

2)功率接口侧滤波电感L<sub>D</sub>通常满足:

$$\frac{U_{\rm DC}}{8L_{\rm D}f_{\rm s}} \leq \Delta I \tag{7}$$

式中: $f_s$ 为采样频率,其值为10 kHz; $\Delta I$ 为流入滤波器电流的10%~25%; $U_{\rm DC}$ 为逆变器直流侧电压。

3)DSS 侧等效电感 *L*<sub>s</sub> 需满足 *L*<sub>s</sub> ≥γ*L*<sub>D</sub>,γ 为电感 比。此时需要满足的约束条件为:

$$\frac{1}{\left|1+\gamma\left[1-L_{\rm D}C(2\pi f_{\rm S})^2\times 5\%\right]\right|}=20\%$$
 (8)

根据以上条件以及附录C表C1所示系统仿真 参数,计算得到 $L_s$ =3.8 mH, $L_D$ = $L+L_{SH}$ =6.8 mH,C= 0.4 mF。 所提滤波器也会带来新的问题,当达到谐振频 率时滤波器将存在高频谐振电流峰值,严重影响系 统的稳定性,需要增大滤波电阻 R 避免系统发生高 频谐振,但若阻值过高,系统的有功损耗也会随之增 加。为了保证滤波器的谐振抑制效果同时降低系统 的有功损耗,需合理选取 R,不同 R 下滤波器谐振电 流的幅频特性如图6 所示。



由图6可知:当R较小时,谐振电流峰值很大, 易造成系统失稳;当R较大时,谐振电流幅值衰减程 度会随之变小,DFIG并网系统的有功损耗随之增 加;取R=5Ω,谐振电流峰值可被有效削弱且DFIG 并网系统的有功损耗不会有较大变化。将所涉及的 滤波器参数代入式(5)求极点,可得-2139、-21、0这 3个实根,均没有落在s平面的右半部分,这说明系 统能够稳定运行<sup>[17]</sup>。利用所设计的滤波器,既可以 对功率接口流入DSS侧电流中的高次谐波产生很大 的过滤作用,提高并网电流质量,又可以保证DFIG 并网系统的稳定性。

#### 2.2 滤波支路的开关判据

L-DIM 算法的核心技术在于设计滤波支路开关 S的动作条件,已知 DFIG 在并网、风速变化以及瞬时冲击的动态过程中,DFIG 三相电流中将产生直流 分量;而当 DFIG 达到稳态运行时,三相电流中含有 极少的直流分量。设 $I_1$ 为 DFIG 的基波电流有效值,  $I_{\rm bc}$ 为 DFIG 电流的直流分量有效值,则直流分量含 有率 $\beta_{\rm bc}$ 为:

$$\beta_{\rm DC} = \frac{I_{\rm DC}}{I_1} \times 100 \,\% \tag{9}$$

设第0s时 DFIG 起动,第1.2s时 DFIG 开始并 网,在第2.8s时改变 DFIG 的风速,对 DFIG 定子电流 进行快速傅里叶变换并计算 β<sub>DC</sub>,其变化规律见图7。

如图7所示,当DFIG运行状态发生变化时,其 定子电流的直流分量含有率迅速增长,因此可将 DFIG定子电流的直流分量含有率作为DIM算法和 L-DIM算法的切换条件。首先实时采集DFIG定子 电流并计算 $\beta_{DC}$ ;其次根据实际仿真系统参数和稳态 时电流允许最大误差选取合理的阈值e;最后对两者 进行比较即可得式(10)所示的开关S的动作条件。



图 7 DFIG 定子电流的  $\beta_{DC}$ Fig.7  $\beta_{DC}$  of DFIG stator current

$$\begin{cases} \beta_{\rm DC} > e \quad S 闭合 \\ \beta_{\rm DC} \leq e \quad S 断开 \end{cases}$$
(10)

该滤波器开关S的切换判据具有如下优势:当 DFIG运行状态发生变化以及受到瞬时冲击电流影 响时,开关保持闭合状态,滤波器 Z<sub>k</sub>可有效抑制冗 余谐波电流分量;当系统恢复稳态时,控制开关S自 动断开,切除滤波器,避免稳态下造成谐波电流缺失 降低接口算法精确度。所提控制策略既可保证 DFIG并网过程中系统的稳定运行,又能防止系统稳 态时由于电网不平衡等因素造成的开关S误判断, 从而保证稳态DFIG输出功率的准确传递。

#### 2.3 动态阻抗实时匹配

22

动态阻抗实时匹配是 DIM 算法的核心环节,需 实时获取 PSS 侧等效阻抗参数,并将其反馈给  $Z^*$ 。 根据文献[15],为了简化计算,通常设  $Z_{H} \approx Z^*$ ,DFIG 控制器对输出阻抗影响较小,故本文只考虑 DFIG本 体阻抗<sup>[18]</sup>。

由于受到气隙磁场的影响,转子转速与电网同步转速存在一定的偏差,DFIG定子、转子等效电路如图8所示。图中, $U_1$ 、 $R_1$ 、 $I_1$ 、 $L_1$ 、 $E_1$ 和 $U_2$ 、 $R_2$ 、 $I_2$ 、 $L_2$ 、 $E_2$ 分别为定子侧和转子侧的电压、绕组电阻、电流、绕组自感、电动势; $\omega$ 为风机转速; $s_1$ 为转差率。

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_1 & \mathbf{R}_1 & j\omega \mathbf{L}_1 & j\omega \mathbf{L}_2 & \mathbf{R}_2 & \mathbf{I}_2 \\ \mathbf{I}_1 & \mathbf{I}_0 & \mathbf{E}_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} j\omega \mathbf{L}_2 & \mathbf{R}_2 & \mathbf{I}_2 \\ \mathbf{I}_2 & \mathbf{I}_2 & \mathbf{I}_2 \\ \mathbf{I}_1 & \mathbf{I}_0 & \mathbf{I}_1 \end{bmatrix}$$

图 8 DFIG 定子、转子等效电路

Fig.8 Equivalent circuit of stator and rotor for DFIG

各物理量均取单相值,可得DFIG定子和转子的 电动势平衡方程为:

$$\begin{cases} \boldsymbol{U}_1 = -\boldsymbol{E}_1 + \boldsymbol{R}_1 \boldsymbol{I}_1 + j\boldsymbol{\omega} \boldsymbol{L}_1 \boldsymbol{I}_1 \\ \boldsymbol{U}_2 = -\boldsymbol{E}_2 + \boldsymbol{R}_2 \boldsymbol{I}_2 + j\boldsymbol{\omega} \boldsymbol{L}_2 \boldsymbol{I}_2 \end{cases}$$
(11)

在这种情况下应该保证转子部分和定子电路在频率上的一致性,为了联立求解电动势平衡方程,需要对转子电路参数进行频率折算,计算后的T型等效电路如图9所示。图中,*L*<sub>m</sub>为DFIG绕组互感。

进而可计算出 DFIG 等效阻抗为:

$$Z_{\rm eq} = \frac{R_2}{s_1} + j\omega L_2 + \frac{(R_1 + j\omega L_1)j\omega L_{\rm m}}{R_1 + j\omega (L_1 + L_{\rm m})}$$
(12)



图 9 DFIG 的 T 型等效电路 Fig.9 T-type equivalent circuit of DFIG

## 3 功率接口延时补偿策略

由式(12)可知,DFIG等效阻抗与其转速直接相 关,转速信号需要通过PSS侧I/O接口实时采集并 传输到DSS侧的接口算法中。在DFIG数字物理混 合仿真平台中,由于功率接口硬件装置需要一定的 响应时间,这使得装置反馈通道存在一定的延时,已 知DFIG的转速信号具有波动性,延时信号T直接作 用于PSS侧,转速信号无法实时反馈给DSS侧,导致 波动量在DSS内出现延时,在进行阻抗匹配时将出 现较大的误差,对仿真的精确度影响较大,当转速波 动较大时甚至会导致系统的不稳定运行。

针对延时所导致接口算法精确度下降问题,本 文采用小波神经网络时间序列预测算法在频域上对 接口延时进行补偿,其在短时间序列的条件下具有 收敛性好、预测精度高和响应速度快等特点。

首先小波神经网络时间序列预测算法的实现需要进行学习过程,针对转速的波动特性选择了基于函数正交基展开的学习算法<sup>[19]</sup>。为了达到计算简单以及收敛速度快的目的,需要选择合适的激励函数,在对DFIG转速的延时补偿中选用了Morlet小波函数。Morlet小波函数的表达式为:

$$\psi(t) = A e^{-t^2/2} \cos(5X)$$
(13)

式中:A为重构归一化常数;X为输入变量,由于输入 变量的数量较多,通常采用输入向量集合X(t)=  $\{x_1(t), x_2(t), ..., x_n(t)\}$ 表示。为了缩短小波神经网 络时间序列预测算法的运算时间,需要选择最佳的 正交基函数对X(t)进行展开。由于可用有效数据量 的限制,设DFIG转速的训练样本和测试样本的数量 分别为100和1。将 Morlet 小波函数由正交基函数 展开成线性表达式:

$$y = \sum_{j=1}^{m} p_{j} \psi \left( \sum_{i=1}^{n} \sum_{z=1}^{Z} c_{i}^{z} q_{ij} - b_{j} \right) / a_{j}$$
(14)

式中: $p_j(j=1,2,...,m)$ 、 $q_{ij}(i=1,2,...,n)$ 分别为隐层 第j个过程神经元与输出层单元、输入层第i个单 元的连接权函数; $a_j$ 、 $b_j$ 分别为伸缩参数和平移参 数; $c_i^c(z=1,2,...,Z)$ 为输入函数展开式系数。故可 将已知的DFIG转速训练样本S(S=1,2,...,100)中 第i个输入函数向量表示为[ $x_{1s}(t), x_{2s}(t), ..., x_{ns}(t)$ ]。 为了确保预测的准确性,给出神经网络误差函数表 达式:

$$E = \frac{1}{2} \sum_{S=1}^{100} \left[ \sum_{j=1}^{m} p_j \psi \left( \sum_{i=1}^{n} \sum_{z=1}^{Z} c_{iS}^z q_{ij} - b_j \right) / a_j - d_s \right]^2 \quad (15)$$

式中:d<sub>s</sub>为期望输出;c'<sub>s</sub>为DFIG转速训练样本S中输 入函数展开式系数。在本次延时补偿设计的学习算 法中增加了额外的动量项,该动量项的数值与前次 权参数变化保持正比关系。这种方式在网络修正权 函数展开式系数的过程中提高了学习过程的稳定性 和收敛性,避免其出现明显的振荡特性。该网络的 待训练参数调整规则以及小波神经网络时间序列预 测算法整体流程图见附录D和附录E图E1。

设*t*=2.8 s为风速波动点(风速由7m/s变化至8m/s)。在测试实验中,首先经计算可得硬件数据 采集延时约为35μs,等效阻抗信号传递延时约为 35μs,将所有延时求和可得总延时Δ*T*(即为预测步 长)。图10为采用小波神经网络时间序列预测算法 后DFIG实际转速、采集转速、预测转速波形,由图可 知无论是在DFIG起动阶段,还是在风速变化阶段, 采集到的转速值与实际值均出现了偏差,而预测值 与实际转速值基本保持一致,证明了Morlet小波神 经网络时间序列预测算法具有良好的可行性。



little wave neural network predictive algorithm for times series

## 4 新型接口算法的仿真验证

设仿真运行前 2.8 s为DFIG 起动并达到稳态运 行阶段,设*t*=2.8 s为风速波动点(风速由 7 m/s变化 至 8 m/s)。在 MATLAB/Simulink 中搭建 DFIG 并 网数字物理混合仿真系统,结构图见附录F图F1。在 DFIG 与换流变压器之间设置功率解耦点,设该仿真 系统步长为 100 μs。分别采用 ITM、DIM 以及 L-DIM 算法,对比相同工况下不同接口算法特性,对 L-DIM 算法的有效性进行校验。

#### 4.1 L-DIM 算法稳定性验证

为了验证L-DIM算法模式切换及DIM算法的有效性,分别将3种不同接口算法应用于DFIG并网系统,将PSS侧DFIG的三相电流有效值作为测试变量,仿真对比图见图11,图中*I*<sub>ITM</sub>、*I*<sub>DIM</sub>和*I*<sub>L-DIM</sub>分别为ITM、DIM和L-DIM算法下DFIG并网电流。



图 11 ITM、DIM与L-DIM算法下DFIG并网电流 Fig.11 Grid-connected current of DFIG under ITM, DIM and L-DIM algorithms

由图 11 可知:ITM 算法在 DFIG 并网后可保证系 统的稳定运行,但在面对励磁冲击电流时出现一定 程度的失稳,并放大接口信号误差,将严重影响系统 的稳定性;DIM 算法和 L-DIM 算法能够始终保持系 统安全稳定运行,采用 L-DIM 算法的并网系统在风 速变化时电流波动较小,稳定裕度更高。对 DFIG电 流信号进行快速傅里叶变换分析,计算得出原系 统、采用 DIM 及 L-DIM 算法的 DFIG 并网系统在不 同时刻下电流的谐波含有率,如图 12 所示。设第 1.2 s为 DFIG 并网时刻,第 2.8 s为风速波动点(风速 由 7 m / s变化至 8 m / s)。图中λ<sub>THD</sub>为 DFIG 并网系 统电流总谐波畸变率。



在DFIG起动阶段、并网阶段以及风速波动阶段 可以观察到系统中存在大量谐波,使用DIM算法的 系统谐波率远大于原系统,暴露了其在动态过程中 具有放大谐波的特性。L-DIM算法在动态过程中表 现良好,相比DIM算法更加真实地反映了PSS侧真 实波形。在系统稳态运行阶段,L-DIM算法的滤波 支路开关S及时断开,恢复运行于DIM接口模式,避 免对系统原有谐波多滤。

对比分析结果表明,L-DIM 算法有效克服了由 于电流冲击导致接口稳定性下降的问题,相比 DIM 算法具有更好的稳定性能,同时也验证了开关动作 判据和阻抗实时匹配的可靠性。

#### 4.2 L-DIM 算法的精确度分析

为验证 L-DIM 算法对数字物理混合仿真系统精确度影响,将原始 DFIG 并网系统作为参考系统, DSS 侧与 PSS 侧交流母线 a 相电压、电流的有效值作 为测试量,比较 L-DIM 算法系统与参考系统仿真精确度,实验结果图见附录 F 图 F2。由图可得,对于 DSS 侧, L-DIM 算法中接口系统的交流母线电压可 较好地跟踪参考值,母线电流与参考系统之间存在 较小的延迟,但是波形仍然保持了较高的稳定性,没 有出现畸变现象。而在 PSS 侧,交流母线电压电流 和参考系统基本一致,因此基本不会受到接口延时 的干扰,证明了采用小波神经网络时间序列预测法 的可行性。

为了更好地分析不同接口算法的精确度,给出 如下衡量指标:

$$\delta_{P} = \left| \frac{P_{\rm N} - P}{P_{\rm N}} \right| \times 100 \,\% \tag{16}$$

式中: $\delta_p$ 为有功功率稳态相对误差;P为有功功率实际值。以DSS子系统和PSS子系统的 $\delta_p$ 为依据对比分析 ITM、DIM 以及 L-DIM 算法的仿真精度,对比结果如图 13 所示。







基于上述仿真结果可知,在DFIG的风速变化过程中,L-DIM算法由于接地滤波器的存在,其误差略小于DIM算法且远小于ITM算法。在DSS侧和PSS侧,三者的有功功率最大相对误差存在明显的差异性,在DSS侧,采用ITM算法、DIM算法、L-DIM算法的并网系统有功相对误差分别为4.78%、2.57%、0.69%;而在PSS侧,三者则分别为3.92%、1.94%、0.38%。由此可见,L-DIM算法有效融合了DIM算法的优点,L-DIM算法具有较好的仿真精确度,不仅可

以改善PSS侧DFIG并网仿真精度,而且有助于提升 数字物理混合仿真系统运行的安全性与可靠性,最终 实现DFIG并网实时动态特性的精确模拟。

#### 5 功率硬件在环实验

为了验证所提基于自适应模式选择的L-DIM算 法的工程实用性,本文搭建了DFIG物理模拟实验平 台,结构图见附录G图G1,其中实时数字仿真器采用 RT-LAB OP5600,其带宽大约为15 kHz,可以较好 地对DSS侧进模拟仿真,其输出电压直接作用于物 理模拟平台的DFIG;物理仿真平台主要包括DFIG、 输电线路模拟装置、网侧变流器、机侧变流器等,能 够真实反映系统运行中的复杂特性;接口硬件装置 由功率放大器、闭环霍尔电压互感器以及电流互感 器等组成,实现功率的放大和电压、电流信号的采 集,进而构成闭环仿真系统。本文设计了适用于该 实验平台的运行方案,该方案共包含如下3个阶段。

阶段 I:将DSS侧解耦点电压按比例缩小至实际 期望值,并利用 RT-LAB 中信号调理模块(即D/A 模块)将其转换为模拟信号,经I/O模块输出后作 为PA的输入信号,进而为PSS侧平台提供工作电压。

阶段 II:待 PSS 侧解耦点电压达到稳态运行值 后,启动 DFIG。首先,调节电动机各参数并输入给 定模拟风速,利用市电所提供的电能产生模拟风能 带动 DFIG 起动。然后,通过 I / O模块将 DFIG 实时 转速输入 RT-LAB 实时求取匹配阻抗,再经过小波 预测进行延时补偿,完成实时动态阻抗的匹配。最 后,待 DFIG 转速至恒定、输出电压满足并网电压时, 进行 PSS 侧与功率接口连接开关合闸。

阶段Ⅲ:开关合闸成功后,将模拟信号通过模数 转换器转换成数字信号,并实时反馈回DSS子系统 的实时数字仿真器RT-LAB中,实现数字物理混合仿 真测试平台的稳态运行。本实验系统参数表见附录 C表C1,设定DFIG风速为7m/s的恒定风,DFIG采 用恒功率控制,待DFIG并网达到稳态后,选取DFIG 并网点电流为测试对象,实验结果如图14所示。



图 14 DFIG 电流实验波形 Fig.14 Experimental waveform of DFIG current

通过对 PSS 侧 DFIG 电流实验波形对比可以看 出,采用 L-DIM 算法的电流波形质量更好,谐波含量 较少,而 DIM 算法暴露了放大谐波的缺点,严重影响 并网电流质量。该实验验证了所设计运行方案的有 效性,同时也表明 L-DIM 算法在进行硬件在环稳态 实验时,可以保证系统的安全稳定运行,且不会影响 DFIG 控制器的响应性能。

## 6 结论

本文在 DIM 基础上设计了一种自适应模式切换的 L-DIM 算法,实现 DFIG 动态阻抗匹配的同时,提出了利用小波神经网络时间序列预测法的延时补偿策略,最后通过数字仿真以及数字物理混合仿真平台验证分析,得出以下结论:

1)设计滤波器参数以及支路开关S切换条件, 采用DFIG电流中直流分量含有率作为开关动作依据,实现了DIM与L-DIM算法的有效切换;

2)构建了 PSS 侧 DFIG 数学模型,准确计算出实 时动态阻抗,通过实时传输 DFIG 参数和小波神经网 络时间序列预测法的延时补偿策略实现了实时阻抗 的精确匹配;

3)L-DIM 算法与 DIM 算法相比,具有更好的稳定性和精确度,应用于 DFIG 并网系统可达到较高的模拟精度。

本文设计的L-DIM算法具有广阔的应用前景, 为新能源并网数字物理混合仿真提供了研究基础。 将柔性直流输电与DFIG相连,进行DFIG经柔性直 流输电外送的数字物理混合仿真是下一步的主要 工作。

附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

#### 参考文献:

 [1]李俊杰,吴在军,杨士慧,等.交直流混合微电网中电力电子变 压器功率控制与模式切换方法[J].电力自动化设备,2020,40
 (8):82-87,110.

LI Junjie, WU Zaijun, YANG Shihui, et al. Power control and mode switching method of power electronic transformer in AC / DC hybrid microgrid [J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(8):82-87, 110.

- [2] AYYARAO T S L V. Modified vector controlled DFIG wind energy system based on barrier function adaptive sliding mode control[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2019,4(1):1-8.
- [3] 李少华,张爱玲,张崇见,等.双馈式风电场暂态电压控制系统 及其RTDS试验[J].电力自动化设备,2014,34(9):137-142.
  LI Shaohua, ZHANG Ailing, ZHANG Chongjian, et al. Transient voltage control system and RTDS test for doubly-fed wind farm[J]. Electric Power Automation Equipment,2014,34 (9):137-142.
- [4] HUERTA F,TELLO R L,PRODANOVIC M. Real-time powerhardware-in-the-loop implementation of variable-speed wind turbines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(3):1893-1904.

- [5] 辛业春,王威儒,李国庆,等. 多端柔性直流输电系统数字物理 混合仿真技术[J]. 电网技术,2018,42(12):3903-3909.
   XIN Yechun,WANG Weiru,LI Guoqing, et al. Power hardwarein-loop simulation for MMC-MTDC transmission systems[J].
   Power System Technology,2018,42(12):3903-3909.
- [6] 辛业春,江守其,李国庆,等.电力系统数字物理混合仿真接口 算法综述[J].电力系统自动化,2016,40(15):159-167.
   XIN Yechun,JIANG Shouqi,LI Guoqing, et al. Review on interface algorithms of power hardware-in-the-loop simulation for power systems[J]. Automation of Electric Power Systems,2016, 40(15):159-167.
- [7] 胡昱宙,张沛超,方陈,等.功率连接型数字物理混合仿真系统
   (一)接口算法特性[J].电力系统自动化,2013,37(7):36-41.
   HU Yuzhou,ZHANG Peichao,FANG Chen, et al. Power hardware-in-the-loop simulation system part one characteristics of interface algorithms[J]. Automation of Electric Power Systems, 2013,37(7):36-41.
- [8] LAUSS G F, FARUQUE M O, SCHODER K, et al. Characteristics and design of power hardware-in-the-loop simulations for electrical power systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(1):406-417.
- [9] 李国庆,谷怀广,吴学光,等. MMC功率接口稳定性分析方法 及改进措施[J]. 电力自动化设备,2016,36(2):5-10.
   LI Guoqing,GU Huaiguang,WU Xueguang, et al. Analysis of MMC power interface stability and improvement measures[J].
   Electric Power Automation Equipment,2016,36(2):5-10.
- [10] 周俊,郭剑波,胡涛,等. 高压直流输电系统数字物理动态仿真
  [J]. 电工技术学报,2012,27(5):221-228.
  ZHOU Jun,GUO Jianbo,HU Tao, et al. Digital/analog dynamic simulation for ±500 kV HVDC transmission system[J].
  Transactions of China Electrotechnical Society,2012,27(5): 221-228.
- [11] 许中,尹晨旭,刘邦,等. 功率硬件在环仿真稳定性分析及功率 接口研究[J]. 电力自动化设备,2016,36(11):165-170.
   XU Zhong, YIN Chenxu, LIU Bang, et al. Analysis of PHIL simulation stability and implementation of power interface[J]. Electric Power Automation Equipment,2016,36(11):165-170.
- [12] KOTSAMPOPOULOS P C, LEHFUSS F, LAUSS G F, et al. The limitations of digital simulation and the advantages of PHIL testing in studying distributed generation provision of ancillary services[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(9):5502-5515.
- [13] 周俊,郭剑波,郭强,等. 电力系统功率连接装置接口稳定性问题及其改进措施[J]. 电力自动化设备,2011,31(8):42-46.
   ZHOU Jun,GUO Jianbo,GUO Qiang, et al. Interface stability of power interconnection device in electric power systems and improvement measures[J]. Electric Power Automation Equipment,2011,31(8):42-46.
- [14] 乐健,张好,李星锐,等.基于虚拟电阻补偿的柔性直流输电数 模混合仿真系统的功率接口建模方法[J].中国电机工程学报, 2018,38(18):5352-5360.
  LE Jian,ZHANG Hao,LI Xingrui, et al. A power interface modeling method of the digital-physical hybrid simulation system of MMC-HVDC system based on virtual resistance compensation[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(18):5352-5360.
- [15] 杨向真,孙麒,杜燕,等.功率硬件在环仿真系统性能分析[J]. 电网技术,2019,43(1):251-262.
   YANG Xiangzhen,SUN Qi,DU Yan, et al. Performance analysis of power hardware-in-loop simulation[J]. Power System Technology,2019,43(1):251-262.
- [16] 于彦雪. 基于LCL滤波器的并网逆变器稳定性分析[D]. 哈尔 滨:哈尔滨工业大学,2016.

YU Yanxue. Stability analysis of grid connected inverter based on LCL filter[D]. Harbin: Harbin Institute of technology, 2016.

[17] 雷一,赵争鸣,鲁思兆. LCL 滤波的光伏并网逆变器有源阻尼 与无源阻尼混合控制[J]. 电力自动化设备,2012,32(11):23-27,45.

LEI Yi, ZHAO Zhengming, LU Sizhao. Hybrid control of active and passive damping for grid-connected PV inverter with LCL filter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32  $(11) \cdot 23 - 27.45$ 

- [18] 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.
- [19] 李洋, 小波过程神经网络相关理论及其应用研究[D], 哈尔 滨:哈尔滨工业大学,2008.

LI Yang. The theory and application of wavelet process neural network[D]. Harbin:Harbin University of Technology,2008.

#### 作者简介:



王 鹤(1983-),男,吉林吉林人,教 授,博士,研究方向为柔性直流输电、新能源 发电、电力系统通信(E-mail:wanghe\_nedu@ 163.com);

李嘉帅(1996—),男,吉林四平人,硕 士研究生,主要研究方向为新能源发电 (**E-mail**: 565225879@qq.com)<sub>o</sub>

鹤

(编辑 王欣竹)

## New interface algorithm of digital physical hybrid simulation for grid-connected DFIG based on adaptive mode switching

WANG He<sup>1</sup>, LI Jiashuai<sup>1</sup>, ZHOU Helun<sup>1</sup>, WANG Yue<sup>2</sup>, LI Hongpeng<sup>3</sup>

(1. Key Laboratory of Modern Power System Simulation and Control & Renewable Energy Technology,

Ministry of Education, Northeast Electric Power University, Jilin 132012, China;

2. Liaoning Lightning Protection Technical Service Center, Shenyang 110000, China;

3. Economic Research Institute of State Grid Anhui Electric Power Co., Ltd., Hefei 230000, China)

Abstract: The digital physical hybrid simulation has become an important research method of AC / DC hybrid power system, and interface algorithm is the core content to determine the stability and accuracy of simulation system. In order to realize the digital physical hybrid simulation of new energy through flexible DC transmission, the digital physical hybrid simulation is applied to DFIG(Doubly Fed Induction Generator), and a new interface algorithm of adaptive mode switching is designed. According to the structural principle of damping impedance method, the dynamic equivalent impedance model of physically simulated DFIG is established. In view of the phenomenon that the impedance method will amplify the harmonic current in the dynamic process of DFIG, a filter branch is added between the power interface and the digital side, and the switching conditions of the branch switch are designed based on the proportion of the DC component of DFIG to prevent switch misoperation. The wavelet neural network predictive algorithm for time series is used to compensate the transmission delay of DFIG speed in physical side, which effectively improves the accuracy of dynamic impedance matching. Through digital simulation, the stability and accuracy of the traditional interface algorithm and the new interface algorithm are compared. Finally, a digital physical hybrid simulation platform for DFIG is built to verify the feasibility of the proposed algorithm.

Key words: DFIG; digital physical hybrid simulation; damping impedance matching; mode switching; delay compensation

## 附录 A

由图 2 所示的电路图可知, DSS 侧受控电流源两端电压 V<sub>1</sub>经数模转换后作用于于 PSS 侧受控电压源 V<sub>2</sub> 两端,其中前向通道延时环节表达式为 e<sup>-sT</sup>;同时 PSS 侧电流互感器采集电流 I<sub>2</sub>经 A/D 转换器后反馈回 DSS 侧受控电流源 I<sub>1</sub>中,构成闭环。根据以上工作流程,对 DSS、PSS 系统列举 KVL 方程可得:

$$\begin{cases} V_{1}(s) = U_{s}(s) - I_{1}(s)Z_{s}(s) \\ V_{2}(s) = V_{1}(s)e^{-sT} \\ V_{2}(s) = U_{\mu}(s) + I_{2}(s)Z_{\mu}(s) \end{cases}$$
(A1)

根据式(A1)可得如图 A1 所示的 ITM 算法控制框图。



图 A1 ITM 算法控制框图

Fig.A1 Control block diagram of ITM algrithm

根据图 A1 可得 ITM 算法的开环传递函数为:

$$G_{OL_{ITM}} = -\frac{Z_{S}}{Z_{H}} e^{-sT}$$
(A2)  
附录 B

由图 3 所示的电路图可知, DSS 侧受控电流源两端电压 V<sub>1</sub> 经数模转换后作用于 PSS 侧受控电压源 V<sub>2</sub>两端,其中前向通道延时环节表达式为 e<sup>-sT</sup>; PSS 侧电流互感器采集电流 I<sub>2</sub>经模数转换器后反馈回 DSS 侧受控电流源 I<sub>1</sub>中, PSS 侧电压互感器采集电压 V<sub>2</sub> 通过模数转换器转换为数字信号反馈至 DSS 侧 V<sub>1</sub>中,最终系统闭环。根据以上工作流程,对 DSS、PSS 系统列举 KVL 方程可得:

$$\begin{cases} V_{1}'(s) = U_{S}(s) \frac{Z^{*} + Z_{SH}}{Z_{S} + Z^{*} + Z_{SH}} \\ V_{2}(s) = V_{1}(s)e^{-sT} \\ V_{2}(s) = U_{H}(s) + I_{2}(s) \times (Z_{SH} + Z_{H}) \\ V_{2}'(s) = I_{2}(s)Z_{SH} + U_{H}(s) \end{cases}$$
(B1)

根据方程可得如图 B1 所示的 DIM 算法控制框图:



Fig.B1 DIM algorithm transfer function block diagram

根据图 B1 可得 DIM 的开环传递函数为:

$$G_{\rm OL_DIM} = \frac{Z_{\rm S} \left( Z_{\rm H} - Z^* \right)}{\left( Z_{\rm S} + Z_{\rm SH} + Z^* \right) \left( Z_{\rm H} + Z_{\rm SH} \right)} e^{-sT}$$
(B2)



(a)原系统电流

(b) 采用 DIM 算法系统电流

(D1)

#### 图 C1 DFIG 并网点电流谐波含量

Fig.C1 Harmonic content of grid-connected current of DFIG

#### 表 C1 DFIG 数字物理混合仿真系统参数



部件	参数	数值
双馈式风力 发电机	额定功率	10 kW
	额定风速	12 m/s
	额定转速	1 300 r/min
	额定电压	380 V
	转动惯量	$0.131 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
交流电网系统	交流电压	380 V
	线路阻抗	$0.1 \ \Omega/0.03 \ \mathrm{H}$
	接线方式	Yn
功率接口	接口延时	35 µs
	通信接口延时	35 µs
	接口连接阻抗	4 mH
	开关判据阈值	3%
	滤波器阻抗	$5~\Omega/2.8~mH/0.4~mF$
	附录 D	
$\left(q_{ij}(t+1) = q_{ij}(t) - \alpha \frac{\partial E}{\partial q_{ij}} + \mu \Delta q_{ij}(t)\right)$		
$\begin{cases} p_{j}(t+1) = p_{j}(t) - \alpha \frac{\partial E}{\partial p_{j}} + \mu \Delta p_{j}(t) \\ a_{j}(t+1) = a_{j}(t) - \alpha \frac{\partial E}{\partial a_{j}} + \mu \Delta a_{j}(t) \end{cases}$		

式中: $p_j$ 为隐层与输出层单元; $q_{ij}$ 为输入层第j个过程神经元与第i个单元的连接权函数; $a_j$ 为伸缩参数; $b_j$ 为平移参数; $\mu$ 为动量因子; $\alpha$ 为学习速率;E为神经网络误差函数。



Fig.E1 Flowchart of little wave neural network predictive algorithm for times series



Fig.F1 Simulation system for digital physical hybrid simulation system of grid-connected of DFIG



(d) PSS 侧 a 相电流

图 F2 采用 L-DIM 算法的并网系统与参考系统仿真精确度 Fig.F2 Accuracy of grid-connected system adopting L-DIM algorithm and reference system

附录 G



图 G1 DFIG 数字物理混合仿真实验平台 Fig.G1 Experimental platform of digital physical hybrid simulation platform