DOI: 10.12158/j.2096-3203.2025.03.013

基于量测模型的开环模式谐振风险判定

张星亮,杜文娟,王海风 (四川大学电气工程学院,四川成都 610065)

摘 要:开环模式谐振理论是解释直驱风机并网引发系统失稳机理的重要理论成果,但其理论研究中基于黑箱量测模型的开环模式谐振风险判定鲜有介绍。以往开环模式谐振风险的判定依赖于精确参数化模型,而实际应用中往往难以获取直驱风机的详细参数,无法建立系统精确参数化模型。为此,文中提出基于量测模型的开环模式谐振风险判定方法。首先,将待研究直驱风机视为黑箱模型,通过扫频法注入电压扰动测量其频率响应;然后,采用矢量拟合技术对量测模型的频率响应进行拟合后得到阻抗传递函数矩阵,进而转化为时域状态空间模型接入闭环系统,利用基于量测模型的开环模式谐振通用分析方法判定系统失稳风险;最后,通过仿真算例演示开环模式谐振风险的分析与判定过程。结果表明:基于量测模型亦可以进行开环模式谐振风险的判定,且所提方法无须获取直驱风机内部详细参数,具有较高的工程实用性。

关键词: 开环模式谐振风险; 量测模型; 直驱风机; 传递函数矩阵; 矢量拟合; 系统辨识; 回归分析

中图分类号:TM712

文献标志码:A

文章编号:2096-3203(2025)03-0140-10

0 引言

电力系统振荡失稳问题对电力系统安全稳定运行造成了严重威胁。实际风力发电系统的网络拓扑较为复杂,存在大量电力电子设备,且发电机模型的控制结构和参数因制造商知识产权的问题而难以获得,导致建立风力发电系统精确的状态空间模型或电磁模型较为困难^[1]。因此,基于量测模型的并网稳定性分析研究至关重要^[2]。

目前,量测模型稳定性分析的研究大多侧重于 阻抗频率响应建模的准确性以及稳定性分析方法 的普适性,而对黑箱型设备往往采取注入信号测量 的方法获得阻抗频率响应。文献[3]通过扫频法测 量并计算了双馈风力发电机的阻抗模型,建立了近 似聚合阻抗模型。文献[4]阐述了测量阻抗扫频法 最基本的流程,包括单频率扫描与多频率扫描。文 献[5]提出了一种在线阻抗测量分析方法,由于阻 抗测量的信号电流为毫安量级,为能在大的主电流 背景下检测这些小信号,测量频率需要与主频率显 著不同。文献[6]研究了相位角的同步动态对测量 阻抗的影响,并提出了一种同时考虑注入扰动和系 统频率变化的改进测量方法。在电力系统控制领域, 传统的 Nyquist 图只能做出系统稳定与否的定性判 断。现广泛采用的基于阻抗模型和状态空间模型 的分析虽然可以对系统稳定性进行定量分析,但需 要获取每台直驱风机(permanent magnet synchronous

收稿日期: 2024-09-25; 修回日期: 2024-12-05 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(52077144) generator, PMSG)的详细参数以建立系统的精确参数化模型,在实际工程应用中难以实施^[7]。RLC 拟合技术在计算次同步控制交互作用模式方面具有较大吸引力,但其在包含多个串联电容器的网状系统应用时是否能达到足够的精度仍存疑^[8]。阻抗法只能判断系统的稳定性及其稳定裕度指标,但无法给出系统稳定裕度和相应振荡模式阻尼之间的数学关系^[9]。而基于量测模型的开环模式谐振理论的稳定性分析方法可以反映相应振荡模式阻尼的大小,很好地弥补了以上不足。

随着新能源发电系统并网规模逐渐增大,风电 并网导致系统频繁出现次同步振荡现象[10-12]。开 环模式谐振理论为阐释这类现象开辟了新视角。 文献[13]在研究电力系统和 PMSG 间的交互作用 时,首次通过阻尼转矩介绍了开环模式谐振的理 论。文献[14]从开环模式谐振的角度研究了风机 控制系统中锁相环(phase-locked loop, PLL)和其余 环节之间的动态交互,提出了一种估计开环模式谐 振条件下闭环特征根的理论。文献[15-17]研究了 开环模式谐振导致的电力系统低频功率振荡、含双 馈感应发电机风电场并网的电力系统次同步振荡 风险,可以看出开环模式谐振理论在多种工况下, 对电力系统振荡稳定性分析与控制具有一定的普 适性。文献[18]研究了次同步控制交互作用下,开 环模式谐振理论与负电阻机理之间的区别与联系, 得出二者互为补充的结论。综上所述, 开环模式谐 振机理已趋于完备,能够较好地阐明大多数电力系 统振荡失稳的机理[19],但对于结构形态未知的黑箱 量测模型所存在的开环模式谐振风险鲜有讨论。

文中针对开环模式谐振理论在黑箱量测模型中的研究空白进行补充,首先通过扫频法注入电压扰动获得所需频率响应,运用矢量拟合技术对量测模型进行从频率响应到传递函数矩阵的拟合辨识,进而将传递函数矩阵转化为时域状态空间模型进行稳定性分析。文中首次提出基于量测模型的开环模式谐振风险判定通用分析方法,同时通过极点残差辨识结果对拟合辨识性能进行多向对比验证。通过算例仿真演示了基于量测模型的开环模式谐振风险判定方法在稳定性分析方面的应用,为研究量测模型稳定性问题提供了新思路。

1 量测模型获取与建模

1.1 频率响应测量获取

黑箱量测模型往往通过注入电压或电流扰动获得所需频率响应,如在系统稳态工作点叠加频率为f的小信号扰动电压会激发对应响应电流,通过傅里叶变换、对称分量法处理所得扰动电压与响应电流之间的比值,即为系统在频率f下的阻抗频率响应^[20-24]。针对文中研究需要,在 dq 坐标系下,对于一个两输入两输出的系统,阻抗频率响应 $G(j\omega)$ 可以表示为:

$$\mathbf{G}(\mathbf{j}\omega) = \begin{bmatrix} G_{i,dd} & G_{i,dq} \\ G_{i,qd} & G_{i,qq} \end{bmatrix}$$
(1)

式中: $G_{i,dd}$ 、 $G_{i,dq}$ 、 $G_{i,qd}$ 、 $G_{i,qq}$ 为频率响应 $G(j\omega)$ 中4个独立待测量变量, i 为测量次数。

扫频法是最具有普适性与直观性的测量方法, 其具体流程为: (1) 选择扰动频率范围 f_{inj}。(2) 注 入扰动信号。(3) 处理扰动响应数据。(4) 快速傅 里叶分解。(5) 计算阻抗频率响应矩阵。

使用扫频法测量黑箱量测模型的频率响应必须满足 2 个条件: 一是黑箱量测模型必须在稳态下操作, 以防操作条件不当产生干扰, 这可通过将黑箱量测模型连接到无穷大等效电网来实现; 二是注入变化频率 f, 的小扰动电压信号 V_i(或电流信号)以测量黑箱量测模型的频率响应^[25-26]。

通常,若不考虑系统损耗,施加电流小扰动或电压小扰动并不会影响最后的测量结果,文中采用串联电压扰动输入的方式。将 PMSG 视为黑箱量测模型,通过注入电压扰动测量其阻抗频率响应,如图 1 所示。其中, $V_{\rm in}$ 为等效电压; $Z_{\rm in}$ 为等效阻抗; $V_{\rm 0}$ 、 $\delta_{\rm 0}$ 分别为端口电压幅值和相位; $I_{\rm i}$ 、 $\varphi_{\rm i}$ 分别为扰动电流幅值和相位。

注入扰动进行频率扫描时,改变注入电压信号

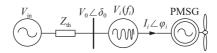


图 1 基于量测模型的频率扫描测量

Fig.1 Frequency sweep measurement based on the measurement model

的频率 f_i ,并测量量测模型在频率 f_i 处的电流幅值 I_i 和相位 φ_i 以获取频率响应。根据 Park 变换与 Clark 变换,abc 坐标系与 dq 坐标系存在式(2)所示关系^[27]。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos \left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ -\sin \theta & -\sin \left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos \left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}$$
(2)

式中: v_a 、 v_b 、 v_c 分别为 a、b、c 三相电压信号分量; v_d 、 v_q 分别为 d、q 轴的电压信号分量; θ 为端口电压变换角。量测模型在特定频率 f_i 处的阻抗频率响应可根据式(3)计算得到。

$$\begin{bmatrix} G_{i,dd} & G_{i,dq} \\ G_{i,qd} & G_{i,qq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{i1,d} & V_{i2,d} \\ V_{i1,q} & V_{i2,q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{i1,d} & I_{i2,d} \\ I_{i1,q} & I_{i2,q} \end{bmatrix}^{-1}$$
(3)

式中: $V_{i1,d}$ 、 $V_{i1,q}$ 和 $V_{i2,d}$ 、 $V_{i2,q}$ 分别为 2 个线性无关的电压在 d、q 轴的分量; $I_{i1,d}$ 、 $I_{i1,q}$ 和 $I_{i2,d}$ 、 $I_{i2,q}$ 分别为 2 个线性无关的电流在 d、q 轴的分量。

1.2 量测模型拟合建模

矢量拟合旨在通过离散的测量阻抗数据确定与之相匹配的频域离散函数f(s), f(s)可以表示为:

$$f(s) \cong \sum_{n=1}^{N} \frac{c_n}{s - a_n} + d + sh \tag{4}$$

式中: a_n 、 c_n 分别为 f(s)的 n 阶极点、残差; d、h为 实系数; N 为阶数; $s = j\omega$ 为复频率。为在给定频率 间隔中获得 f(s)的最小二乘近似,需要对式(4)中的所有系数进行估计。未知数 a_n 出现在分母中,所以式(4)是关于未知数的非线性问题。矢量拟合将式(4)作为线性问题在极点辨识和残差辨识 2 个阶段中进行顺序求解,且 2 次求解都具有已知极点。

极点辨识中,指定一组起始极点 \bar{a}_n ,将f(s)乘以未知函数 $\sigma(s)$ 。通过引入 $\sigma(s)$ 的有理逼近给出增广问题:

$$\begin{bmatrix} \sigma(s)f(s) \\ \sigma(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^{N} \frac{c_n}{s - \bar{a}_n} + d + sh \\ \sum_{n=1}^{N} \frac{\tilde{c}_n}{s - \bar{a}_n} + 1 \end{bmatrix}$$
 (5)

式中: \tilde{c}_n 为有理逼近中与起始极点 \tilde{a}_n 对应的残差。

 $\sigma(s)$ 的有理逼近与 $\sigma(s) f(s)$ 的逼近具有相同 的极点。另外,通过迫使 $\sigma(s)$ 在非常高的频率下接 近 1, 以消除 $\sigma(s)$ 解中的模糊性。将式(5)中的第二 行乘以f(s)产生以下关系:

$$\sum_{n=1}^{N} \frac{c_n}{s - \bar{a}_n} + d + sh \approx \left(\sum_{n=1}^{N} \frac{\tilde{c}_n}{s - \bar{a}_n} + 1\right) f(s) \quad (6)$$

或者:

$$(\sigma f)_{\text{fit}}(s) \approx \sigma_{\text{fit}}(s) f(s)$$
 (7)

式中:下标 fit 表示函数的有理逼近。

在未知数 c_n 、d、h、 \tilde{c}_n 下,式(6)是线性的,则对 于多个频率点,可给出超定线性问题:

$$Bx = b \tag{8}$$

式中:B为系数矩阵;x为解向量,包含未知数;b为 等式约束向量。

将式(8)作为最小二乘问题求解,可以很容易 地从式(6)得到 f(s)的有理函数逼近。若将式(6)中每个部分的分式之和写为分数, z, 为有理逼近 $(\sigma f)_{\text{fit}}(s)$ 的 n 阶零点, \tilde{z}_n 为有理逼近 $\sigma_{\text{fit}}(s)$ 的 n 阶 零点,可以得到:

$$(\sigma f)_{fit}(s) = h \frac{\prod_{n=1}^{N+1} (s - z_n)}{\prod_{n=1}^{N} (s - \bar{a}_n)}$$

$$\sigma_{fit}(s) = \frac{\prod_{n=1}^{N} (s - \tilde{z}_n)}{\prod_{n=1}^{N} (s - \bar{a}_n)}$$
(10)

$$\sigma_{\text{fit}}(s) = \frac{\prod_{n=1}^{N} (s - \tilde{z}_n)}{\prod_{n=1}^{N} (s - \bar{a}_n)}$$
(10)

由式(9)、式(10)可以得到:

$$f(s) = \frac{(\sigma f)_{\text{fit}}(s)}{\sigma_{\text{fit}}(s)} = h \frac{\prod_{n=1}^{N+1} (s - z_n)}{\prod_{n=1}^{N} (s - \tilde{z}_n)}$$
(11)

从式(11)可以看出, f(s)的极点等于 $\sigma_{fr}(s)$ 的 零点。由于 $\sigma_{\text{fit}}(s)$ 和 $(\sigma f)_{\text{fit}}(s)$ 中的起始极点相同, 在除法过程中其会被抵消。通过计算 $\sigma_{\text{fit}}(s)$ 的零点 可以得到一组效果较好的极点,用于拟合原始函数 f(s), 而式(6)所示的零点计算更为直接。当出现 不稳定的新极点时,可以直接反转其实部符号。矢 量拟合法迭代计算主要在缩放过程中采用一组改 进的极点替换起始极点, 反复进行迭代直到收敛 为止。

通过上述方法即可从频率响应 $G(i\omega)$ 中获得量 测模型阻抗传递函数矩阵G(s)。

基于量测模型的开环模式谐振分析方法

开环模式谐振风险是指当闭环互联系统的 2个开环子系统的开环振荡模式在复平面上靠近 时,相应闭环振荡模式会朝相反方向弹开,其中一 个闭环振荡模式位于其开环振荡模式的右侧,导致 系统阻尼降低、系统失去稳定的现象。

2.1 量测模型 PMSG 与外部系统闭环互联模型

在精确参数化模型下, PMSG 与外部系统构建 闭环互联模型已有诸多介绍,详见文献[19,28]。

考虑 PMSG 接入的电力系统,将其中一台 PMSG 看作"风机子系统",除该台风机外电力系统 其余部分(rest of power system, ROPS)作为 ROPS 子系统,构建闭环互联模型。

基于量测模型,将1.2节获得的阻抗传递函数 矩阵G(s)经过矢量拟合后,可以获得时域状态空 间模型 (A_d, B_d, C_d, D_d) 。其中, A_d 为风机子系统的 状态矩阵; $\boldsymbol{B}_{d} = [\boldsymbol{B}_{d1} \ \boldsymbol{B}_{d2}], \boldsymbol{C}_{d} = [\boldsymbol{C}_{d1} \ \boldsymbol{C}_{d2}]^{T}, \boldsymbol{D}_{d} =$ $[D_{d1} D_{d2}]$ 分别为风机子系统的输入矩阵、输出矩 阵以及控制矩阵。假设Xd为待研究量测模型 PMSG 所有状态变量组成的列向量,则该风机子系 统的状态空间模型为:

$$\begin{cases} s\Delta X_{d} = A_{d}\Delta X_{d} + B_{d}\Delta I_{t} \\ \Delta U_{d} = C_{d}\Delta X_{d} + D_{d}\Delta I_{t} \end{cases}$$
(12)

式中: Δ 表示相应变量相对于其稳态值的增量; U_{tv} I_{i} 分别为开环系统输出电压和输入电流向量。

设X。为 ROPS 子系统所有状态变量组成的列 向量,则ROPS子系统的状态空间模型为:

$$\begin{cases} s\Delta X_{s} = A_{s}\Delta X_{s} + B_{s}\Delta U_{d} \\ \Delta I_{t} = C_{s}\Delta X_{s} + D_{s}\Delta U_{d} \end{cases}$$
(13)

式中: A_s 为 ROPS 子系统的状态矩阵; $B_s = [B_{s1} \ B_{s2}]$ 、 $C_s = [C_{s1} \ C_{s2}]^T$ 、 $D_s = [D_{s1} \ D_{s2}]$ 分别为 ROPS 子系 统的输入矩阵、输出矩阵以及控制矩阵。

根据输入输出变量的关系,待研究黑箱风机子 系统并网系统的线性化闭环互联模型如图 2 所示[28]。

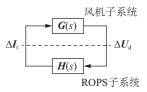


图 2 系统闭环互联模型

Fig.2 System closed-loop interconnection model

设X为系统所有状态变量组成的列向量, 联立 式(12)和式(13),得到闭环状态空间模型如式(14) 所示,其中A为闭环系统状态矩阵。图 2 中 2 个子

系统的开环传递函数 G(s)、H(s)如式(15)所示。

$$s\Delta X = A\Delta X \qquad (14)$$

$$\begin{cases}
G(s) = \\
\begin{bmatrix}
C_{d1}(sI - A_{d})^{-1}B_{d1} + D_{d1} & C_{d1}(sI - A_{d})^{-1}B_{d2} + D_{d2} \\
C_{d2}(sI - A_{d})^{-1}B_{d1} + D_{d1} & C_{d2}(sI - A_{d})^{-1}B_{d2} + D_{d2}
\end{bmatrix} \\
H(s) = \\
\begin{bmatrix}
C_{s1}(sI - A_{s})^{-1}B_{s1} + D_{s1} & C_{s1}(sI - A_{s})^{-1}B_{s2} + D_{s2} \\
C_{s2}(sI - A_{s})^{-1}B_{s1} + D_{s1} & C_{s2}(sI - A_{s})^{-1}B_{s2} + D_{s2}
\end{bmatrix} \\
(15)$$

式中: 1为单位矩阵。

2.2 基于量测模型的开环模式谐振风险判定方法

假设 λ_d 、 λ_s 分别为风机子系统和 ROPS 子系统的某一开环模式,则其分别为G(s)和H(s)的极点,而 $\hat{\lambda}_a$ 、 $\hat{\lambda}_s$ 分别为闭环系统中与 λ_d 、 λ_s 对应的闭环模式,由闭环系统状态矩阵A求得。当满足开环模式谐振条件 $\lambda_d \approx \lambda_s$ 时, $G(\lambda_s)$ 的值很大, $\Delta U_d = G(\lambda_s)\Delta I_t$ 的值也很大,子系统之间动态交互强烈^[29]。开闭环模式之间的差值增大会影响闭环振荡模式的阻尼。基于残差理论,动态交互作用的影响如式(16)所示。

$$\begin{cases} \lambda_{d} = \hat{\lambda}_{d} - \lambda_{d} \\ \lambda_{s} = \hat{\lambda}_{s} - \lambda_{s} \end{cases}$$
 (16)

开环模式谐振条件下,即子系统的开环振荡模式相近时,对应闭环振荡模式预测值可表示为:

$$\begin{cases} \hat{\lambda}_{d} \approx \lambda_{d} \pm \lambda_{d} = \lambda_{d} \pm \sqrt{R_{d}R_{s}} \\ \hat{\lambda}_{s} = \lambda_{s} \pm \lambda_{s} = \lambda_{s} \pm \sqrt{R_{d}R_{s}} \end{cases}$$
 (17)

式中: R_d 、 R_s 分别为风机子系统和 ROPS 子系统的 残差。当Re($\sqrt{R_dR_s}$)大于 Re(λ_d)或 Re(λ_s)时,一个 闭环模式会位于复平面右侧,导致系统失稳。

基于量测模型的开环模式谐振风险判定方法 如下:

- (1) 将待研究 PMSG 视为黑箱量测模型,通过扫频法注入电压扰动获得所需频率响应 $G(j\omega)$,通过矢量拟合技术拟合辨识后得到传递函数矩阵G(s),进而转化为状态空间模型,并将该模型接入闭环系统;
 - (2)建立图 2 所示系统闭环互联模型;
- (3) 由式(12)和式(13)中开环状态矩阵 A_d 和 A_s 计算 2 个子系统的开环模式, 判断是否有满足开环模式谐振条件的模式;
- (4)根据式(14)计算矩阵 A的闭环特征根,得出对应闭环振荡模式,判断系统是否失稳;
- (5) 分别对 PMSG 量测模型和精确参数化模型接入闭环系统后的开环模式谐振风险进行双向对

比验证,最后采用时域仿真结果证实系统谐振失稳 风险。

3 算例分析及验证

文中仿真验证采用 MATLAB 软件,通过程序设计对量测模型的阻抗频率响应进行拟合,得到待研究子系统传递函数矩阵,从而获得风机子系统状态空间模型,与 ROPS 子系统形成闭环系统,通过第 2 章所提方法判定开环模式谐振风险。文中电力系统结构如图 3 所示,将 PMSG-2 看作风机子系统,即待研究量测模型,除 PMSG-2 外电力系统其余部分组成 ROPS 子系统,外部电网可看作无穷大系统,其负荷水平变化对 ROPS 子系统的影响可以忽略不计。图 3 中, x_c为风机侧等效线路电抗; x_L为外送线路侧等效线路电抗。

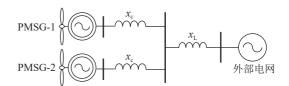


图 3 电力系统结构示意

Fig.3 Schematic diagram of power system structure

3.1 算例 1: 矢量拟合技术拟合判稳

采用对数扫频法对量测模型输入输出进行信号测量,从 $lg10^{\circ} \sim lg10^{4}$ Hz取101 个点。在进行系统稳定性判断时,通常更关注系统主导特征。因此,该系统可用一个描述主导振荡模式的降阶模型近似表示[30]。根据自动控制原理,阻尼相对较弱的振荡模式会对系统的动态响应起主导作用,为系统的主导振荡模式。为获取量测模型的系统主导振荡模式,取拟合阶数N为3,迭代计算次数为20,通过矢量拟合跟踪幅频和相频特性曲线。对传递函数矩阵中的4个元素 G_{dd} 、 G_{qq} 、 G_{qq} 进行拟合,得到的幅频和相频特性分别如图4、图5所示。

由图 4、图 5 可知,采用对数扫频法时,在低频段的拟合效果较为理想,能够较好地反映量测模型的系统特性;而在高频段时,由于拟合阶数N=3较低,存在细微误差。

量测模型的频率响应通过矢量拟合可以得到 传递函数矩阵,从而实现传递函数矩阵每个元素极 点和残差辨识。其中,量测模型经矢量拟合后,阻 尼最弱且虚部为正的主导振荡模式的极点和残差 辨识结果如表 1 所示。可知,该主导极点和残差辨 识结果能够较好地表征系统主导振荡模式。

拟合前的主导极点为精确参数化模型下系统

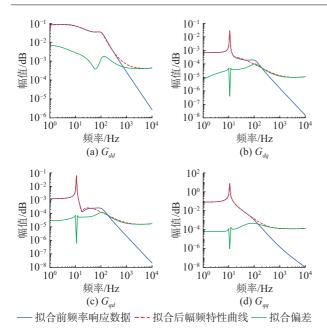


图 4 频率响应取三阶矢量拟合后幅频特性曲线

Fig.4 The amplitude-frequency characteristic curves of the frequency response after third-order vector fitting

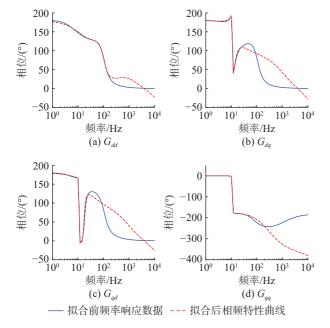


图 5 频率响应取三阶矢量拟合后相频特性曲线

Fig.5 The phase-frequency characteristic curves of the frequency response after third-order vector fitting

表 1 矢量拟合后极点和残差辨识结果

Table 1 Pole and residual identification results of vector fitting

元素	主导极点	残差
$G_{\scriptscriptstyle dd}$	-0.363 3+68.985 2i	0.132 1 – 0.018 6i
G_{dq}	-0.363 3+68.985 2i	-0.120 9 + 0.005 3i
$G_{\scriptscriptstyle qd}$	-0.363 3+68.985 2i	-0.120 9 + 0.005 3i
G_{qq}	-0.363 3+68.985 2i	0.4828-0.6423i

主导极点, 频率响应经矢量拟合后得到传递函数矩阵中4个元素的主导极点相同。拟合前系统主导

极点与量测模型经矢量拟合后的主导极点对比如图 6 所示。残差辨识过程中存在一定误差,量测模型拟合前后的残差对比如图 7 所示。

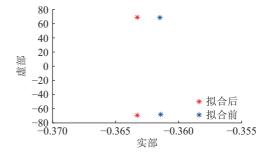


图 6 矢量拟合前后主导极点辨识对比 Fig.6 Comparison of dominant pole identification before and after rector fitting

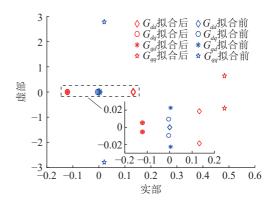
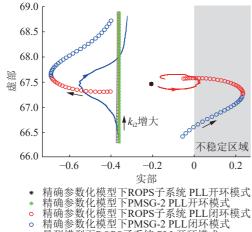


图 7 矢量拟合前后残差辨识对比 g.7 Comparison of residual identification before and after vector fitting

矢量拟合法根据量测模型在频域的阻抗频率响应(幅频和相频特性)拟合出传递函数矩阵,并将其转化为时域状态空间模型。之后,利用模式分析法评估系统稳定性,并进行开环模式谐振风险判定。

对图 3 所示闭环系统中量测模型与 ROPS 子系统之间可能发生的开环模式谐振风险进行判定,当风机子系统中的 PLL 参数设置不当时,两者可能会产生谐振风险。风电场模型的主要参数参考文献[31]。针对研究需要,将风机子系统中 PMSG-2的 PLL 比例增益 k_{p2} 设置为 0.002 3,积分增益 k_{12} 从 14 逐渐增至 15.1 时,量测模型和精确参数化模型下 ROPS 子系统和 PMSG-2 PLL 各自的开闭环振荡模式移动轨迹如图 8 所示。

设 λ_d 为量测模型下 PMSG-2 PLL 主导的开环振荡模式, λ_s 为 ROPS 子系统中直驱风电场 PLL 开环振荡模式。随着 PLL 积分增益 k_{i2} 增大,量测模型下 ROPS 子系统和 PMSG-2 的 PLL 发生开环模式谐振。当 λ_s 向 λ_d 逐渐靠近时,双方闭环模式向两边弹开,系统稳定性下降;当控制参数 k_{i2} = 14.575时,



- 量测模型下ROPS子系统 PLL开环模式 量测模型下PMSG-2 PLL开环模式 量测模型下ROPS子系统 PLL闭环模式
- 量测模型下PMSG-2 PLL闭环模式

图 8 量测模型和精确参数化模型下 ROPS 子系统与 PMSG-2 的 PLL 开环模式谐振

Fig.8 PLL open-loop mode resonance of ROPS subsystem and PMSG-2 based on measurement model and precise parametric model

 $\lambda_{\rm s} = -0.21 + 68.46i$ 、 $\lambda_{\rm d} = -0.36 + 68.98i$, 其虚部在复 平面上十分接近,此时,2个子系统极大程度地参与 了对方主导的振荡模式,双方动态交互极为显著, 发生开环模式谐振导致相应闭环振荡模式的实 部为正,系统失去稳定;而当控制参数 & 继续增 大, A_s远离 A_d时, 闭环模式又逐渐向开环模式靠拢, 动态交互减弱,系统稳定性增强。精确参数化模型 下的开环模式谐振风险可以较好地验证以上仿真 结果。

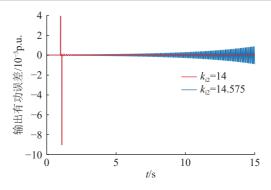
量测模型下,为对比调整 PLL 积分增益导致的 系统失稳现象,设置仿真中的扰动为:1 s 时有功负 荷下降 30%, 0.1 s 后恢复, 在扰动下 PMSG-2 输出 有功误差如图 9 所示。可知, 当 PLL 积分增益逐渐 增大导致开环模式谐振风险时,系统稳定性明显 下降。

3.2 算例 2: 最小二乘拟合判稳

输入信号为正弦扫频信号 $y_a(t) = 0.5\sin(2\pi F t)$, F 为频率, 起始频率为 0.5 Hz, 终止频率为 8 Hz, 步 长为 0.5 Hz。对每个频率点,运行 2 000 个采样时 间,并记录采样区间为[1,150]的数据。采样周期 取 1 ms, 即 h=0.001。在扫频测试和传递函数拟合 后,得到频率响应和对应拟合后的传递函数幅频和 相频特性曲线,如图 10 所示。

由图 10 可知, 幅频和相频特性曲线在给定频 段的拟合效果较好,能够较为准确地反映系统特征。

量测模型的频率响应通过最小二乘拟合后,阻 尼最弱且虚部为正的主导振荡模式的极点和残差



量测模型下不同 PLL 积分增益时 图 9 PMSG-2 输出有功误差

PMSG-2 output active error based on measurement model with different PLL integral gains

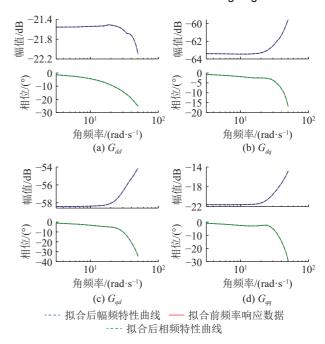


图 10 频率响应经最小二乘拟合后幅相频特性曲线 Fig.10 The amplitude phase-frequency characteristic curves of the frequency response after least squares fitting

辨识结果如表 2 所示。

最小二乘拟合后极点和残差辨识结果 Table 2 Pole and residual identification results of least squares fitting

元素	主导极点	残差
$G_{\scriptscriptstyle dd}$	-0.320 5 + 68.982 6i	$1.2500 \times 10^{-5} - 5.3742 \times 10^{-5}i$
G_{dq}	-0.330 4 + 68.985 9i	0.002 8 - 0.010 4i
$G_{\scriptscriptstyle qd}$	-0.326 8 + 68.980 1i	-0.002 9 - 0.023 1i
G_{qq}	-0.373 6 + 68.978 4i	2.586 0 + 1.235 1i

由表 2 可知, 4 个元素的主导极点和残差辨识 结果各不相同,但是误差较小,基本能够表征系统 主导振荡模式。

基于图 3 所示闭环系统, 固定 PMSG-2 参数不

变,将 ROPS 子系统 PLL 比例增益 $k_{\rm pl}$ 设置为 0.012,积分增益 $k_{\rm ll}$ 从 14.5 逐渐增至 15.825 时,量测模型下 PMSG-2 和 ROPS 子系统 PLL 各自的开闭环振荡模式移动轨迹如图 11 所示。

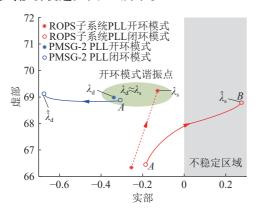


图 11 量测模型下 PMSG-2 与 ROPS 子系统 PLL 开环模式谐振(最小二乘法)

Fig.11 PLL open-loop mode resonance of PMSG-2 and ROPS subsystem based on measurement model (least squares method)

随着 ROPS 子 系 统 PLL 积 分 增 益 k_{i1} 增 大 ,ROPS 子 系 统和 PMSG-2 的 PLL 逐渐发生开环模式 谐振。由图 11 分析可知,当控制参数 k_{i1} = 14.5时,量测模型下 PSMG-2 PLL 开环模式和 ROPS 子 系 统 PLL 开环模式相距较远,此时对应闭环振荡模式 谐振较弱,两者闭环模式基本无交互(A 点状态);当 控制参数 k_{i1} = 15.825 时, λ_s = -0.13 + 69.18i、 λ_d = -0.33 + 68.98i,其虚部在复平面上十分相近,此时,双方动态交互极为显著,发生开环模式谐振导致相应闭环振荡模式 λ_s 位于复平面右侧(B 点状态),系统失去稳定。

3.3 算例 3: 多元非线性回归拟合判稳

多元非线性回归单纯从数学关系角度出发,通过输入输出信号对量测模型完成从频率响应到传递函数矩阵的拟合。输入信号的起始频率为 0.5 Hz,终止频率为 1 000 Hz, 步长为 0.5 Hz。在每个频率点, 假定每个传递函数的分子分母形式、阶数, 以及期望回归得到的系数初值。回归分析所得辨识结果由于假定初值不同可能会存在一定误差。运用多元非线性回归分析得到的量测模型下系统输入输出特性曲线如图 12—图 15 所示。

由图 12—图 15 可知,在给定输入输出频率点的情况下,采用多元非线性回归拟合的结果较为准确,所得量测模型的传递函数矩阵能够较好地反映系统特征。

量测模型的频率响应通过多元非线性回归拟 合后,阻尼最弱且虚部为正的主导振荡模式的极点 和残差辨识结果如表 3 所示。由表 3 可知, 4 个元

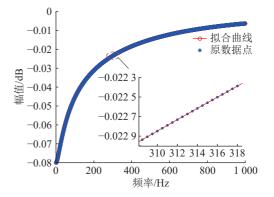


图 12 G_{dd} 拟合曲线 Fig.12 Fitting curve for G_{dd}

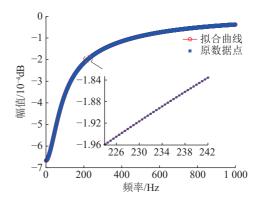


图 13 G_{dq} 拟合曲线 Fig.13 Fitting curve for G_{dq}

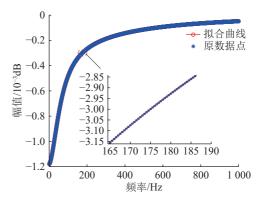


图 14 G_{qd} 拟合曲线 Fig.14 Fitting curve for G_{ad}

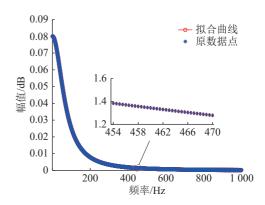


图 15 G_{qq} 拟合曲线 Fig.15 Fitting curve for G_{qq}

素的主导极点和残差辨识结果有微小区别,但误差较小,基本能够表征系统主导振荡模式。

表 3 非线性回归拟合后极点和残差辨识结果
Table 3 Pole and residual identification results of nonlinear regression fitting

_			
	元素	主导极点	残差
	$G_{\scriptscriptstyle dd}$	-0.360 2 + 68.990 9i	$-2.928 \times 10^{-4} - 3.982 \times 10^{-4}$ i
	G_{dq}	-0.360 6 + 68.984 7i	-0.0046 + 0.0097i
	$G_{\scriptscriptstyle qd}$	-0.360 8 + 68.985 2i	$0.004\ 3 + 0.022\ 9i$
	G_{qq}	-0.355 5 + 68.997 2i	0.018 3 – 2.823 1i

拟合前的主导极点为精确参数化模型下系统主导极点,且在精确参数化模型下4个元素的主导极点相同,其与量测模型经多元非线性回归拟合后的主导极点的对比如图16所示。残差辨识过程中误差较小,拟合前后残差对比如图17所示。

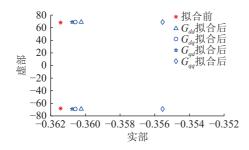


图 16 非线性回归拟合前后主导极点辨识对比 Fig.16 Comparison of dominant pole identification before and after nonlinear regression fitting

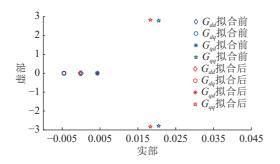


图 17 非线性回归拟合前后残差辨识对比 Fig.17 Comparison of residual identification before and after nonlinear regression fitting

量测模型下,为更好展示开环模式谐振风险对量测模型闭环振荡模式的影响,将 ROPS 子系统 PLL 积分增益 k_{i1} 从 15 逐渐增至 15.775, 计算此时的 PMSG-2 和 ROPS 子系统 PLL 开闭环模式,其移动轨迹如图 18 所示。当 λ_s 向 λ_d 逐渐靠近时,闭环模式向两侧移动的距离增加,系统稳定性下降。当控制参数 k_{i1} = 15.775时, λ_s = -0.13 + 69.18i、 λ_d = -0.36 + 68.98i,其虚部在复平面上十分接近,发生开环模式谐振导致相应闭环振荡模式的实部为正,系统失去稳定。

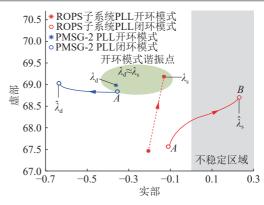


图 18 量测模型下 PMSG-2 和 ROPS 子系统的 PLL 开环模式谐振(多元非线性回归)

Fig.18 PLL open-loop mode resonance between PMSG-2 and ROPS subsystem based on measurement model (multivariate nonlinear regression)

4 结论

文中针对开环模式谐振理论应用于黑箱量测模型进行稳定性判定的研究空白,首次提出了基于量测模型的开环模式谐振风险判定通用分析方法。通过扫频法注入电压扰动获得黑箱量测模型的频率响应,采用矢量拟合技术拟合后获取阻抗传递函数矩阵,将其转化为时域状态空间模型接入闭环系统,基于模式分析法判定开环模式谐振风险。

- (1)相较于以往的精确参数化模型,量测模型同样可以进行开环模式谐振风险的判定。
- (2) 文中主要运用矢量拟合技术、最小二乘法 以及多元非线性回归对量测模型进行从频率响应 到传递函数矩阵的拟合辨识,通过阻尼最弱的主导 振荡模式极点和残差辨识结果对 3 种拟合方法进 行对比验证。在较宽频率范围内,对某一实测频率 响应采用矢量拟合技术时,拟合效果受噪声影响较 小,且该方法简单有效、迭代次数少、速度快、拟合 误差小。其余 2 种方法需要预设传递函数分子分 母阶数,且多元非线性回归由于假定初值不同,辨 识结果可能存在误差,具有一定局限性。
- (3) 所提矢量拟合技术简捷易操作,且无须获取 PMSG 内部详细参数即可定量分析系统稳定性,具有较高的工程应用价值。实际工程中需要考虑开环模式谐振风险,而通过合理优化系统控制参数能够有效规避开环模式谐振造成的失稳风险。

参考文献:

- [1] DU W J, CHEN J, WANG Y, et al. Measurement-driven source tracing of torsional subsynchronous oscillations caused by open-loop modal resonance[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2022, 71: 2502114.
- [2] CIFUENTES N, SUN M Y, GUPTA R, et al. Black-box

- impedance-based stability assessment of dynamic interactions between converters and grid[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2022, 37(4): 2976-2987.
- [3] DONG W K, DU W J, XIE X R, et al. An approximate aggregated impedance model of a grid-connected wind farm for the study of small-signal stability [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2022, 37(5): 3847-3861.
- [4] RYGG A. Impedance-based methods for small-signal analysis of systems dominated by power electronics[J]. NTNU: Trondheim, Norway, 2018.
- [5] ZHU S C, KIKKERT C J, ERTUGRUL N. A wide bandwidth, on-line impedance measurement method for power systems, based on PLC techniques[C]//2014 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). Melbourne, VIC, Australia. IEEE, 2014: 1167-1170.
- [6] GONG H, YANG D S, WANG X F. Impact analysis and mitigation of synchronization dynamics for DQ impedance measurement[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(9): 8797-8807.
- [7] 刘华坤, 谢小荣, 何国庆, 等. 新能源发电并网系统的同步参考坐标系阻抗模型及其稳定性判别方法[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(14): 4002-4007, 4278.

 LIU Huakun, XIE Xiaorong, HE Guoqing, et al. Synchronous reference frame based impedance model and stability criterion for grid-connected renewable energy generation systems[J].
- [8] WANG Y, WU X H, LI Z C, et al. Vector-fitting-based quantitative SSCI analysis for series-compensated wind power systems [J]. IET Renewable Power Generation, 2020, 14(15): 3023-3034.

Proceedings of the CSEE, 2017, 37(14): 4002-4007, 4278.

- [9] 刘芳, 刘威, 汪浩东, 等. 高比例新能源电力系统振荡机理及其分析方法研究综述[J]. 高电压技术, 2022, 48(1): 95-114. LIU Fang, LIU Wei, WANG Haodong, et al. Review on oscillation mechanism and analysis methods of high proportion renewable energy power system[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(1): 95-114.
- [10] 于鹏, 郭国先, 杨晓明, 等. 于多元经验模态分解的风电并网系统次同步振荡检测[J]. 再生能源, 2024, 42(6): 781-788. YU Peng, GUO Guoxian, YANG Xiaoming, et al.Subsynchronous oscillation detection in wind power system using multivariate empirical mode decomposition[J]. Renewable Energy Resources, 2024, 42(6): 781-788.
- [11] 陈晨, 杜文娟, 王海风. 风电场接入引发电力系统次同步振荡机理综述[J]. 南方电网技术, 2018, 12(1): 84-93. CHEN Chen, DU Wenjuan, WANG Haifeng. Review on mechanism of sub-synchronous oscillations caused by grid-connected wind farms in power systems[J]. Southern Power System Technology, 2018, 12(1): 84-93.
- [12] QI Y, LI J X, LIU H, et al. Subsynchronous oscillation monitoring and alarm method based on phasor measurements [J]. Global Energy Interconnection, 2020, 3(5): 464-474.
- [13] DU W J, CHEN X, WANG H F. Power system electromechanical oscillation modes as affected by dynamic interactions from grid-connected PMSGs for wind power generation[J].

- IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2017, 8(3): 1301-1312
- [14] 王旭斌, 杜文娟, 王海风. 开环模式谐振引发含变速风电机组电力系统振荡的机理分析[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(22): 6481-6491, 6760.

 WANG Xubin, DU Wenjuan, WANG Haifeng. Oscillations caused by open-loop modal resonance in power system with variable-speed wind generator[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(22): 6481-6491, 6760.
- [15] DU W J, BI J T, WANG H F. Damping degradation of power system low-frequency electromechanical oscillations caused by open-loop modal resonance[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2018, 33(5): 5072-5081.
- [16] DU W J, CHEN C, WANG H F. Subsynchronous interactions induced by DFIGs in power systems without series compensated lines[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2018, 9(3): 1275-1284.
- [17] DU W J, WANG Y, WANG H F. Strong sub-synchronous control interactions caused by open-loop modal resonance between the DFIG and series-compensated power system[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2018, 102: 52-59.
- [18] 王洋, 杜文娟, 王海风. 次同步控制相互作用问题中负阻机制和开环模式耦合机制的对比分析[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(S1): 225-234. WANG Yang, DU Wenjuan, WANG Haifeng. Comparative
 - analysis of negative-resistance effect and open-loop modal coupling in sub-synchronous control interaction problem [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(S1): 225-234.
- [19] 杜文娟, 王海风. 电力系统宽频振荡开环模式谐振原理与分析方法[M]. 北京: 科学出版社, 2019.

 DU Wenjuan, WANG Haifeng. Principle and analysis method of broadband oscillation open-loop mode of power system [M]. Beijing: Science Press, 2019.
- [20] REN W, LARSEN E. A refined frequency scan approach to sub-synchronous control interaction (SSCI) study of wind farms [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2016, 31(5): 3904-3912.
- [21] LIU H K, XIE X R, ZHANG C Y, 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.
- [22] RYGG A, AMIN M, MOLINAS M, et al. Apparent impedance analysis: a new method for power system stability analysis [C]//2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL). Trondheim, Norway. IEEE, 2016: 1-7.
- [23] 赵崇滨, 姜齐荣. 并网变流器全工况阻抗模型的黑箱辨识方法[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(4): 48-55.

 ZHAO Chongbin, JIANG Qirong.Black-box identification of a full operating condition impedance model of grid-tied converter[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(4): 48-55.
- [24] 王潇, 饶仪明, 吕敬, 等. 基于端口频域特性的直驱风电机组

- 控制器"黑/灰箱"辨识[J]. 电力建设, 2024, 45(4): 111-122. WANG Xiao, RAO Yiming, LÜ Jing, et al. Controller 'black/grey box' identification of direct-drive wind turbine generator based on port frequency-domain characteristics [J]. Electric Power Construction, 2024, 45(4): 111-122.
- [25] RYGG A, MOLINAS M, ZHANG C, 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 Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(4): 1383-1396.
- [26] ZHOU W H, WANG Y B, CHEN Z. Frequency and temperature-dependent power cable modelling for stability analysis of grid-connected inverter[C]//2018 IEEE 4th Southern Power Electronics Conference (SPEC). Singapore. IEEE, 2018: 1-8.
- [27] RYGG A, MOLINAS M. Apparent impedance analysis: a small-signal method for stability analysis of power electronic-based systems[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(4): 1474-1486.
- [28] 刘文元, 任必兴, 李海峰, 等. 直驱风电场和串补之间的次同步振荡风险[J]. 电力工程技术, 2022, 41(4): 25-32.

 LIU Wenyuan, REN Bixing, LI Haifeng, et al. Sub-synchronous oscillation risk between PMSG farm and series complement[J]. Electric Power Engineering Technology, 2022, 41(4): 25-32.
- [29] 陈晨,杜文娟,王海风. DFIG 风电场并网引发多机电力系统 次同步振荡开环模式分析方法[J]. 中国电机工程学报,

- 2018, 38(14): 4064-4073, 4312.
- CHEN Chen, DU Wenjuan, WANG Haifeng. An open-loop modal analysis method to examine the SSOs caused by grid-connected DFIGs in a multi-machine power system[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(14): 4064-4073, 4312.
- [30] 董文凯,杜文娟,王海风. 弱连接条件下锁相环动态主导的并网直驱风电场小干扰稳定性研究[J]. 电工技术学报,2021,36(3):609-622.
 - DONG Wenkai, DU Wenjuan, WANG Haifeng. Small-signal stability of a grid-connected PMSG wind farm dominated by dynamics of PLLs under weak grid connection [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(3): 609-622.
- [31] DU W J, CHEN X, WANG H F. PLL-induced modal resonance of grid-connected PMSGs with the power system electromechanical oscillation modes[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2017, 8(4): 1581-1591.

作者简介:



张星亮

张星亮(1999), 男, 硕士在读, 研究方向为 新能源电力系统稳定性分析与控制(E-mail: xlzhang2021@163.com);

杜文娟(1979), 女, 博士, 教授, 研究方向为 电力系统稳定性分析与控制;

王海风(1960),男,博士,教授,研究方向为 电力系统稳定性分析与控制。

Open-loop mode resonance risk determination based on measurement model

ZHANG Xingliang, DU Wenjuan, WANG Haifeng

(School of Electrical Engineering, Sichuan University, Chengdu 610065, China)

Abstract: The open-loop mode resonance theory is an important theoretical achievement to explain the mechanism of system instability caused by the grid connection of permanent magnet synchronous generator (PMSG), but the determination of the resonance risk of open-loop mode based on the black box measurement model is rarely introduced in its theoretical research. In the past, the determination of resonance risk in open-loop mode relied on accurate parameterization models. However, in practical applications, it is often difficult to obtain the detailed parameters of PMSG, so it is impossible to establish an accurate parameterization model of the system. Therefore, a method for determining the risk of open-loop mode resonance based on the measurement model is proposed in this paper. Firstly, the PMSG to be studied is regarded as a black box model, and its frequency response is measured by injecting voltage disturbance using frequency sweep method. The impedance transfer function matrix is obtained after fitting the frequency response of the measurement model by vector fitting technology, which is transformed into a time-domain state-space model and connected to the closed-loop system. Then, the general analysis method of open-loop mode resonance based on the measurement model is used to determine the system instability risk. Finally, a simulation example is used to demonstrate the analysis and determination process of resonance risk in open-loop mode. The results show that the resonance risk of open-loop mode can also be determined based on the measurement model. The proposed method does not need to obtain the detailed internal parameters of the PMSG, and has high engineering practicability.

Keywords: open-loop mode resonance risk; measurement model; permanent magnet synchronous generator; transfer function matrix; vector fitting; system identification; regression analysis

(编辑 陆海霞)