

DOI:10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.242266

构网型逆变器内部动态的扩展阻抗模态分析

郑乐 郑佳杰

(新能源电力系统全国重点实验室(华北电力大学) 北京 102206)

摘要 随着构网型逆变器(GFM)在电力系统中的渗透率不断提高,电力系统的动态特性发生了重大变化。基于阻抗模型的模态分析(MAI)方法通过阻抗参与因子评估电源与电网的交互作用。然而,由于MAI使用阻抗端口模型,将GFM视为一个整体,难以揭示GFM内部不同控制回路之间的复杂动力学耦合机制。该文提出一种扩展阻抗模态分析(EMAI)方法,首先将GFM动态等效分解为功率频率同步控制主导的同步动态和电压控制主导的电磁动态;其次,分别计算两类动态的等效阻抗参与因子和参与比,确定系统的主导动态;然后,提出显式参数参与因子,用于进一步识别主导动态控制回路的关键参数,为提升系统的稳定性奠定基础;最后,通过对改造的14和68母线系统进行仿真,验证所提方法的有效性。EMAI方法使得基于阻抗模型分析GFM内部各控制环节的动力学特性成为可能,无需建立全系统状态空间模型即可有效识别影响系统稳定性的关键控制回路,具有广泛的应用价值。

关键词: 构网型逆变器 扩展阻抗模态分析 阻抗分解 参与因子

中图分类号: TM614

0 引言

构网型逆变器(Grid-Forming Inverter, GFM)具备频率调节和电压控制的能力,使其可以像同步发电机一样对电网提供稳定支撑,受到工业界和学术界的广泛关注^[1-2]。然而,构网型逆变器的动态特性与同步发电机不同,主要受控制策略的影响,与电网交互可能引发振荡等失稳问题。同时,GFM内部不同时间尺度控制器之间的交互耦合使稳定性分析变得更加复杂^[3]。因此,亟须开发新的分析框架,便于详细分析GFM内部各控制环节的动力学特性,来解决不断变化的复杂稳定性问题^[4-6]。

基于状态空间模型的模态分析(Modal Analysis based on the State-Space model, MASS)是确定影响系统关键因素的重要方法。MASS使用参与因子(Participation Factor, PF)量化每个状态变量对特定模式的贡献^[7]。然而,新型电力系统中电气元件数量呈爆炸式增长,全系统状态空间建模的难度急剧增长^[8]。此外,状态空间建模需要详细的系统结构拓扑和各电气元件完整的控制参数,逆变器通常只有描述电压电流端口特性的阻抗模型,具有灰盒或

黑盒特性。因此,利用MASS分析含GFM的新型电力系统稳定性有待进一步研究^[9]。

阻抗分析法是研究电力系统振荡稳定性的另一种常用方法,有学者提出利用阻抗模型识别振荡关键因素的方法。文献[10]引入谐振模式分析技术,确定参与度最高的母线。特征值灵敏度被用于确定影响某些特定振荡模式的网络关键元件^[11-12]。为了分析系统中影响振荡的回路或母线,有学者提出由频域矩阵定义的回路/节点参与因子^[13]。此外,文献[14]提出了特征值轨迹并用于评估控制器参数如何影响系统稳定性。文献[15]指出,在分析谐振模式时,不仅要考虑特征值的幅频响应,其品质因数也是影响模态分析的重要指标。然而,虽然这些研究可以确定影响系统稳定性最大的电源或母线,但却无法提供改善稳定性的建议。

为了探究系统所有电气元件之间的交互特性,全系统动态矩阵通过闭环反馈公式构建了整个系统的动态模型^[16]。在此基础上,基于阻抗模型的模态分析(Modal Analysis based on Impedance model, MAI)方法利用阻抗参与因子在设备层面评估不同逆变器对振荡模式的贡献^[17-18]。此外,相应的参数参与因子还能提供改善系统阻尼的建议。然而,与MASS不同的是,MAI将逆变器视为一个整体元器

件,这限制了其在控制回路或状态变量层面找出系统主导动态的能力。

深入研究 GFM 内部影响系统稳定性的根本原因,对有针对性地提升系统稳定性具有重要意义。一种电气和机械端口双向映射的方法为分析不同原因造成的稳定性问题提供了新的视角^[19]。此外,扩展阻抗模型通过引入不同端口输入和输出变量实现了 GFM 内部动态的分离,但是在实际应用中不同端口阻抗信息获取困难,导致该方法存在一定的局限性^[20]。将不同的控制回路分解为等效电路元件,为逆变器的内部动态稳定性分析提供了可能^[21-22]。然而,如何在阻抗模型中分解得到 GFM 内部动态的等效阻抗仍有待探索。

为了解耦分析 GFM 内部动态对稳定性的影响,并找出影响复杂电力系统稳定性的根本原因,本文提出了扩展阻抗模态分析(Extended Modal Analysis based on Impedance model, EMAI)方法。本文的主要贡献如下:

1) 提出了基于矩阵求逆引理的 GFM 阻抗分解方法,将 GFM 的动态分为由功率频率同步环(Power Frequency synchronization Loop, PFL)主导的同步动态(Synchronous Dynamics, SD)和由电压控制环(Voltage Control Loop, VCL)主导的电磁动态(Electromagnetic Dynamics, ED)。详细的动态分类有助于深入探讨不同时间尺度控制器之间复杂的交互特性。

2) 提出了表征 GFM 内部动态的等效阻抗参与因子和参与比(Participation Ratio, PR)指标,评估 SD 和 ED 对不同失稳模式的贡献,从而实现对稳定性关键影响因素的溯源追踪。为了精准定位相应控制回路中的关键控制参数,本文进一步提出显式参数参与因子,并将其作为优化控制参数和增强系统阻尼的指标。

1 模态分析方法

1.1 基于状态空间模型的模态分析

电力系统状态空间模型在平衡点处线性化之后可以表示为

$$\Delta \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\Delta \mathbf{x} + \mathbf{B}\Delta \mathbf{u} \quad \Delta \mathbf{y} = \mathbf{C}\Delta \mathbf{x} + \mathbf{D}\Delta \mathbf{u} \quad (1)$$

式中, $\Delta \mathbf{u}$ 、 $\Delta \mathbf{x}$ 和 $\Delta \mathbf{y}$ 分别为状态向量、输入向量和输出向量; \mathbf{A} 、 \mathbf{B} 、 \mathbf{C} 和 \mathbf{D} 分别为状态矩阵、输入矩阵、输出矩阵和前馈矩阵。

通过坐标变换 $\Delta \mathbf{x} = \Phi \Delta \mathbf{z}$, 对状态矩阵 \mathbf{A} 进行对

角化可得对角状态矩阵 \mathbf{A} 为

$$\mathbf{A} = \Psi \mathbf{A} \Phi = \text{diag}_1(\lambda_1 \cdots \lambda_n \cdots \lambda_t) \quad (2)$$

式中, λ_h 为矩阵 \mathbf{A} 第 h 个特征值; Φ 为右特征矩阵, $\Phi = [\phi_1 \cdots \phi_h \cdots \phi_t]$; Ψ 为左特征矩阵, $\Psi = [\psi_1^T \cdots \psi_h^T \cdots \psi_t^T]^T$, 其中 ϕ_h 和 ψ_h 分别为 λ_h 的右特征向量和左特征向量, 并满足 $\Phi \Psi = \mathbf{E}$, \mathbf{E} 为单位矩阵; $\text{diag}_1(\cdot)$ 表示由标量生成对角矩阵; t 为系统状态变量的维数。

特征值 λ_h 对矩阵 \mathbf{A} 的第 k 行和第 j 列元素 a_{kj} 的灵敏度^[7]为

$$\frac{\partial \lambda_h}{\partial a_{kj}} = \psi_{hk} \phi_{jh} \quad (3)$$

式中, ϕ_{jh} 和 ψ_{hk} 分别为右特征向量 ϕ_h 的第 j 个元素和左特征向量 ψ_h 的第 k 个元素。

系统参与矩阵 $\mathbf{P} = [\mathbf{P}_1 \cdots \mathbf{P}_h \cdots \mathbf{P}_t]$, 其中

$$\mathbf{P}_h = \begin{bmatrix} p_{1h} \\ \vdots \\ p_{kh} \\ \vdots \\ p_{th} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{1h} \psi_{h1} \\ \vdots \\ \phi_{kh} \psi_{hk} \\ \vdots \\ \phi_{th} \psi_{ht} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \partial \lambda_h / \partial a_{11} \\ \vdots \\ \partial \lambda_h / \partial a_{kk} \\ \vdots \\ \partial \lambda_h / \partial a_{tt} \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中, p_{kh} 为第 h 个模式中第 k 个状态变量的相对参与程度, 等于 λ_h 对矩阵 \mathbf{A} 的第 k 个对角元素 a_{kk} 的灵敏度。

\mathbf{P}_h 被用于定位影响系统动态的关键状态变量。然而, MASS 需要系统完整的控制细节, 这在很大程度上受限于逆变器和网络模型的黑盒和灰盒特性。此外, MASS 在大规模电力系统中具有维数灾和可扩展性弱的问题, 进一步削弱了实用性。

1.2 基于阻抗模型的模态分析

考虑图 1 所示的全系统小信号阻抗模型, 系统母线总数为 n , o 和 p 均为母线编号 ($o, p=1, 2, \dots, n$)。后文用 DQ 坐标系和 dq 坐标系分别代表系统的全局坐标系和单个逆变器自身同步控制环的摇摆坐标系^[16]。 $\Delta \mathbf{U}_o = [\Delta U_o^D \ \Delta U_o^Q]^T$ 、 ΔU_o^D 和 ΔU_o^Q 分别为 DQ 坐标系中母线 o 的电压、D 轴电压和 Q 轴电压。 $\Delta \mathbf{U} = [\Delta U_1^T \cdots \Delta U_o^T \cdots \Delta U_n^T]^T$ 为所有母线的电压。 $\Delta \mathbf{U}_{Lo} = [\Delta U_{Lo}^D \ \Delta U_{Lo}^Q]^T$ 、 ΔU_{Lo}^D 和 ΔU_{Lo}^Q 分别为逆变器 o 所连线路的虚拟电压、D 轴电压和 Q 轴电压。 $\Delta \mathbf{U}_L = [\Delta U_{L1}^T \cdots \Delta U_{Lo}^T \cdots \Delta U_{Ln}^T]^T$ 为所有逆变器所连线路的虚拟电压。 $\Delta \mathbf{I}_{Lo} = [\Delta I_{Lo}^D \ \Delta I_{Lo}^Q]^T$ 、 ΔI_{Lo}^D 和 ΔI_{Lo}^Q 分别为逆变器 o 所连线路的电流、D 轴电流和 Q 轴电流。 $\Delta \mathbf{I}_L = [\Delta I_{L1}^T \cdots \Delta I_{Lo}^T \cdots \Delta I_{Ln}^T]^T$ 为所有逆变器所连

线路的电流。 \mathbf{Z}_N 为网络的节点阻抗矩阵。所有电源阻抗模型在连接之前需要将各自坐标系对齐到全局坐标系。其中全局DQ坐标系中母线 m 所连电源 m 的导纳和阻抗分别为 \mathbf{Y}_m^{DQ} 和 \mathbf{Z}_m^{DQ} ,有

$$\mathbf{Y}_m^{\text{DQ}} = \begin{bmatrix} Y_{m\text{DD}} & Y_{m\text{DQ}} \\ Y_{m\text{QD}} & Y_{m\text{QQ}} \end{bmatrix} = (\mathbf{Z}_m^{\text{DQ}})^{-1} \quad (5)$$

式中, $Y_{m\text{DD}}$ 、 $Y_{m\text{DQ}}$ 、 $Y_{m\text{QD}}$ 和 $Y_{m\text{QQ}}$ 为系统全局DQ坐标系中 \mathbf{Y}_m^{DQ} 的四个分量; $\mathbf{Y}^{\text{DQ}} = \text{diag}_2[\mathbf{Y}_1^{\text{DQ}} \cdots \mathbf{Y}_m^{\text{DQ}} \cdots \mathbf{Y}_n^{\text{DQ}}]$ 为所有母线的电源导纳矩阵, $\text{diag}_2[\cdot]$ 为由二阶方阵生成对角矩阵。

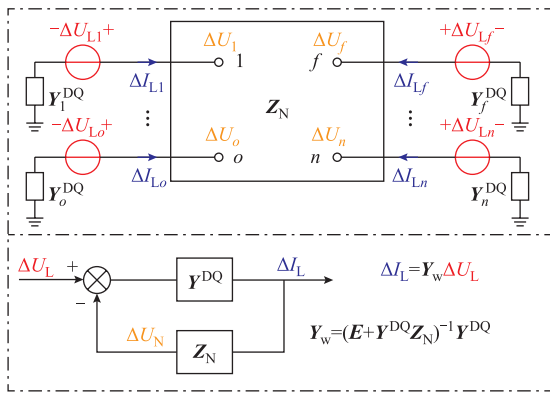


图1 全系统小信号阻抗模型

Fig.1 Whole system small signal impedance model

根据图1所示闭环反馈关系,全系统动态导纳矩阵 \mathbf{Y}_w 为

$$\mathbf{Y}_w = (\mathbf{E} + \mathbf{Y}^{\text{DQ}} \mathbf{Z}_N)^{-1} \mathbf{Y}^{\text{DQ}} \quad (6)$$

定义评估电源 m 对系统第 h 个特征值 λ_h 的整体阻抗参与因子为 $\text{PF}_m^{[17]}$,有

$$\begin{cases} \Delta \lambda_h = \langle -\text{Res}_{\lambda_h}^* \mathbf{Y}_{wm}, \Delta \mathbf{Z}_m^{\text{DQ}}(\lambda_h) \rangle \\ = \varepsilon_m \langle -\text{Res}_{\lambda_h}^* \mathbf{Y}_{wm}, \mathbf{Z}_m^{\text{DQ}}(\lambda_h) \rangle = \varepsilon_m \text{PF}_m \\ \Delta \mathbf{Z}_m^{\text{DQ}}(\lambda_h) = \varepsilon_m \mathbf{Z}_m^{\text{DQ}}(\lambda_h) \end{cases} \quad (7)$$

式中, \mathbf{Y}_{wm} 为矩阵 \mathbf{Y}_w 第 $2m-1 \sim 2m$ 行和第 $2m-1 \sim 2m$ 列中四个元素对应的分块矩阵, \mathbf{Y}_{wm} 表示电源 m 所在回路的导纳; $\text{Res}_{\lambda_h} \mathbf{Y}_{wm}$ 表示对全系统动态矩阵元素 \mathbf{Y}_{wm} 在特征值 λ_h 处取留数; $*$ 表示对矩阵取共轭转置; $\langle \cdot \rangle$ 表示Frobenius内积; $\Delta \lambda_h$ 和 $\Delta \mathbf{Z}_m^{\text{DQ}}$ 分别为 λ_h 和 \mathbf{Z}_m^{DQ} 的扰动量; ε_m 为归一化 $\Delta \mathbf{Z}_m^{\text{DQ}}$ 扰动程度的标量。

值得注意的是,对于电源 m ,系统其余部分在电源 m 端口的戴维南等效阻抗记为 \mathbf{Z}_{gm} 。根据图1电路关系, $\mathbf{Y}_{wm}^{-1} = (\mathbf{Y}_m^{\text{DQ}})^{-1} + \mathbf{Z}_{gm}$ 成立。因此计算式(7)所需的 \mathbf{Y}_{wm} 和 \mathbf{Z}_m^{DQ} 都可以直接通过测量拟合计算得到,这表明MAI的计算只需要系统对应端口的阻抗/

导纳部分信息,即在大规模系统中计算复杂度降低为单机系统的计算复杂度,具有较强的可扩展性。此外,一种特征系统实现算法(Eigensystem Realization Algorithm, ERA)开辟了一条利用时域数据直接提取 \mathbf{Z}_m^{DQ} 和 \mathbf{Z}_{gm} 信息的途径^[23],从而进一步实现MAI的计算。电源内部不同控制环路的相互作用整体效果体现在变流器阻抗模型中,而电源经过电网的相互作用效果体现在式(7)中的 PF_m ,因此MAI是设备层面的模态分析方法。然而,不同于状态变量层面的模态分析方法MASS,MAI无法确定影响动态的电源主导控制环路。

2 构网型逆变器的阻抗拆分

构网型逆变器结构如图2所示。图中, R 、 L 和 C 分别为LC滤波电路的电阻、电感和电容, \mathbf{u}^{dq} 和 $\mathbf{u}_{\text{ref}}^{\text{dq}}$ 分别为电容电压及其参考值, \mathbf{i}^{dq} 和 $\mathbf{i}_{\text{ref}}^{\text{dq}}$ 分别为电感电流及其参考值。值得注意的是,因为网络元件一般采用负载惯例,阻抗建模时GFM需与网络元件的电压电流关系保持一致。 P 和 P_{ref} 分别为有功功率及参考值。同步环采用带低通滤波器的下垂控制。电压控制采用电压电流双闭环控制。

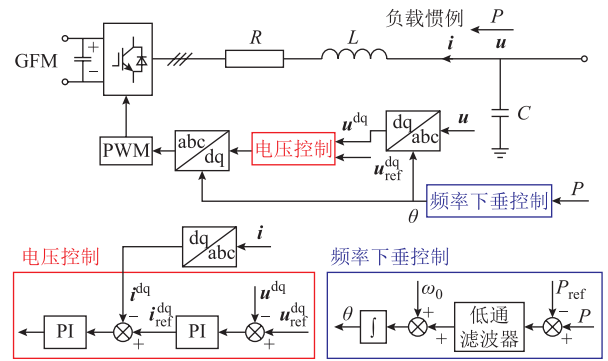


图2 构网型逆变器结构

Fig.2 GFM structure

GFM m 表示接在母线 m 上的GFM。所有电源阻抗必须对齐到系统的全局DQ坐标系^[16]。坐标系变换如图3所示。在图3中, ω_b 为系统参考电源的角速度, θ_m 、 θ_{m0} 和 $\Delta \theta_m$ 分别为GFM m 相对于参考电源的角度、稳态角度和角度偏差。当坐标变换的频率参考信号为恒定值或PFL断开时,即不考虑PFL的同步动态(SD)时, $\Delta \theta_m = 0$,这意味着摇摆坐标系和稳态坐标系重合。此时逆变器动态中只存在且只需考虑电磁动态(ED)。文献^[21]指出电压环的所有控制参数均可以等效为在不同位置与滤波电路串联或并联的阻抗,关于逆变器电磁动态的等效

阻抗 Z_m^{dq} 已经得到了充分讨论。本节将重点讨论考虑 GFM 内部 ED 和 SD 交互作用的阻抗分解。

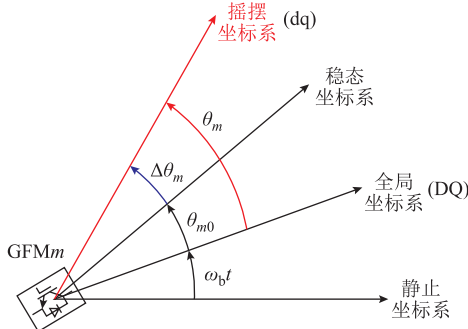


图 3 坐标系变换

Fig.3 Coordinate system transformation

PFL 的小信号传递函数为

$$\begin{cases} \Delta\theta_m = \frac{1}{s} \cdot \frac{K_m^{PFL} \omega_0}{1 + T_{mf} s} \Delta P_m \\ \Delta P_m = \begin{bmatrix} u_{m0}^d & u_{m0}^q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_m^d \\ \Delta i_m^q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{m0}^d & i_{m0}^q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u_m^d \\ \Delta u_m^q \end{bmatrix} \end{cases} \quad (8)$$

式中, K_m^{PFL} 为下垂增益; ω_0 为系统额定角频率; T_{mf} 为 PFL 低通滤波时间常数, $T_{mf}=1/(2\pi f_{mf})$, f_{mf} 为 PFL 低通滤波带宽; u_{m0}^q 和 u_{m0}^d 分别为稳态时公共连接点的 q 轴和 d 轴电压; Δi_m^d 、 Δi_m^q 分别为 dq 坐标系中的 d 轴电流增量和 q 轴电流增量; Δu_m^d 和 Δu_m^q 分别为 dq 坐标系中的 d 轴电压和 q 轴电压; i_{m0}^d 和 i_{m0}^q 分别为平衡点上公共连接点的 d 轴电流和 q 轴电流。

$$\Delta\theta_m = H_{mi} \Delta i_m^{dq} + H_{mu} \Delta u_m^{dq} \quad (9)$$

其中

$$\begin{cases} H_{mi} = \frac{1}{s} \cdot \frac{K_m^{PFL} \omega_0}{1 + T_{mf} s} \begin{bmatrix} u_{m0}^d & u_{m0}^q \end{bmatrix} \\ H_{mu} = \frac{1}{s} \cdot \frac{K_m^{PFL} \omega_0}{1 + T_{mf} s} \begin{bmatrix} i_{m0}^d & i_{m0}^q \end{bmatrix} \end{cases}$$

式中, H_{mi} 为电流到角度的传递函数; H_{mu} 为电压到角度的传递函数。

由图 3 可知, 通过坐标变换可将 GFMm 的电压变量从摇摆坐标系变换到全局坐标系, 之后在平衡状态下对其进行线性化可得

$$\Delta u_m^{DQ} = T_{\theta_{m0}} (\Delta u_m^{dq} + U_{m0} \Delta \theta_m) \quad (10)$$

其中

$$\begin{cases} T_{\theta_{m0}} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{m0} & -\sin \theta_{m0} \\ \sin \theta_{m0} & \cos \theta_{m0} \end{bmatrix} & U_{m0} = \begin{bmatrix} -u_{m0}^q \\ u_{m0}^d \end{bmatrix} \\ \Delta u_m^{DQ} = \begin{bmatrix} \Delta u_m^D \\ \Delta u_m^Q \end{bmatrix} & \Delta u_m^{dq} = \begin{bmatrix} \Delta u_m^d \\ \Delta u_m^q \end{bmatrix} \end{cases}$$

式中, U_{m0} 为稳态时公共连接点的电压; $T_{\theta_{m0}}$ 为由初始潮流分析确定的坐标变换矩阵; Δu_m^{dq} 为摇摆坐标系的电压向量; Δu_m^{DQ} 、 Δu_m^D 和 Δu_m^Q 分别为全局坐标系的电压向量、D 轴和 Q 轴电压。

电流的关系与式 (10) 类似。考虑到全局坐标系中 PFL 引入的额外动态, 全局坐标系 GFM 整体阻抗为 Z_m^{DQ} , 摇摆坐标系和全局坐标系阻抗关系如图 4 所示。

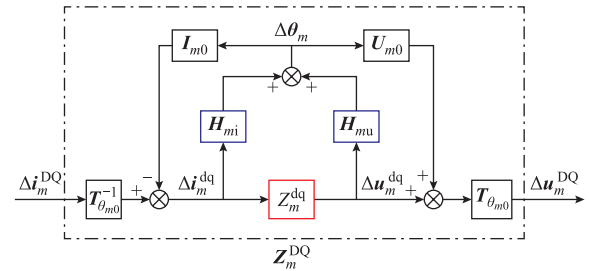


图 4 摇摆坐标系和全局坐标系阻抗关系

Fig.4 Impedance relationship between swing frame and global frame

$$Z_m^{DQ} = T_{\theta_{m0}} \left[Z_{mc}^{dq} + U_{m0} (H_{mi} + H_{mu} Z_{mc}^{dq}) \right] \cdot \left[E_2 + I_{m0} (H_{mi} + H_{mu} Z_{mc}^{dq}) \right]^{-1} T_{\theta_{m0}}^{-1} \quad (11)$$

式中, E_2 为二阶单位矩阵; I_{m0} 为平衡点上的公共连接点外送电流, $I_{m0} = [-i_{m0}^q \ i_{m0}^d]^T$; Z_{mc}^{dq} 为图 4 中表征 ED 的等效阻抗 Z_m^{dq} 。

由于 GFM 与同步机类似的同步机制, GFM 会存在低频振荡模式。此外, GFM 的同步环、电压环和强电网的交互作用可能会诱发次同步振荡^[24]。这两种振荡的频率都较小, 一般情况下都低于电压环带宽。在电压环带宽内 $\Delta u_m^{dq} = 0$, 因此式 (8) 可改写为^[21,24]

$$\Delta P_m = \begin{bmatrix} u_{m0}^d & u_{m0}^q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_m^d \\ \Delta i_m^q \end{bmatrix} \quad (12)$$

一般地, GFM 电压环 PI 控制器的积分控制器等效为并联在 dq 坐标系电容上的电感^[21]。由于电感在 0 Hz 时阻抗为 0, 以及并联元件的总阻抗小于任意并联元件的阻抗, 会使得 Z_{mc}^{dq} 在较低频段内幅值极小。 Z_{mc}^{dq} 的 4 个元素只有 2 个是独立的^[21], 图 5 给出了一组不同电压环控制器参数下 Z_{mc}^{dq} 伯德图的 dd 和 qd 项。电压环 PI 控制参数见附表 2, 其余参数与附表 1 中 GFM3 相同, 其中交叉解耦、虚拟和前馈控制均设置为 0。图 5 中 Z_{mc}^{dq} 在次同步频段内阻抗幅值极小。在额定工况下, GFMm 的输出电压、有功功率和无功功率分别为: $U_m=1(\text{pu})$ 、 $P_m=1(\text{pu})$ 、 $Q_m=0(\text{pu})$ 。因此结合伯德图可以得出 $H_{mu} Z_{mc}^{dq}$ 远小于

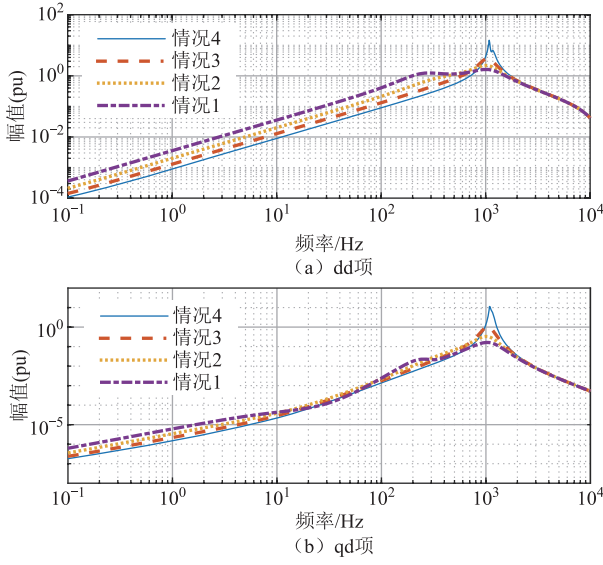


图5 阻抗伯德图

Fig.5 Impedance Bode diagram

H_{mi} 的结论。值得注意的是,当 GFM 存在电流限幅时,该结论不成立。

因此式 (11) 可改写为

$$\mathbf{Z}_m^{\text{DQ}} = \mathbf{T}_{\theta_{m0}} \left(\mathbf{Z}_{mc}^{\text{dq}} + \mathbf{U}_{m0} \mathbf{H}_{mi} \right) \left(\mathbf{E}_2 + \mathbf{I}_{m0} \mathbf{H}_{mi} \right)^{-1} \mathbf{T}_{\theta_{m0}}^{-1} \quad (13)$$

此外,额定工况下,附图1还给出情况4的GFM在简化前后的阻抗对比。DQ坐标系的4项在简化前后均几乎重合,进一步说明了推导的合理性。

由于 \mathbf{I}_{m0} 和 \mathbf{H}_{mi} 分别是阶数为 2×1 和 1×2 的矩阵,因此 $(\mathbf{E}_2 + \mathbf{I}_{m0} \mathbf{H}_{mi})^{-1}$ 可写成 $(\mathbf{E}_2 + \mathbf{I}_{m0} \times 1 \times \mathbf{H}_{mi})^{-1}$, 这可以用式 (14) 的矩阵求逆引理将其化简为式 (15)。

$$\left(\mathbf{a} + \mathbf{b} \mathbf{d}^{-1} \mathbf{c} \right)^{-1} = \mathbf{a}^{-1} - \mathbf{a}^{-1} \mathbf{b} \left(\mathbf{d} + \mathbf{c} \mathbf{a}^{-1} \mathbf{b} \right)^{-1} \mathbf{c} \mathbf{a}^{-1} \quad (14)$$

式中, \mathbf{a} 、 \mathbf{b} 、 \mathbf{c} 和 \mathbf{d} 为任意矩阵,它们在维度上是符合矩阵乘法规则的相容矩阵。

$$\left(\mathbf{E}_2 + \mathbf{I}_{m0} \times 1 \times \mathbf{H}_{mi} \right)^{-1} = \mathbf{E}_2 - \mathbf{I}_{m0} \left(\mathbf{1} + \mathbf{H}_{mi} \mathbf{I}_{m0} \right)^{-1} \mathbf{H}_{mi} \quad (15)$$

将式 (15) 代入式 (13), 注意到 $\mathbf{H}_{mi} \mathbf{I}_{m0}$ 是标量, 将 $\mathbf{U}_{m0} \mathbf{H}_{mi}$ 写为 $(\mathbf{1} + \mathbf{H}_{mi} \mathbf{I}_{m0}) (\mathbf{1} + \mathbf{H}_{mi} \mathbf{I}_{m0})^{-1} \mathbf{U}_{m0} \mathbf{H}_{mi}$ 便于合并化简, 最后式 (13) 被分解为三个部分。

$$\begin{cases} \mathbf{Z}_m^{\text{DQ}} = \mathbf{T}_{\theta_{m0}} \left[\mathbf{Z}_{mc}^{\text{dq}} + (-\mathbf{1} - \mathbf{H}_{mi} \mathbf{I}_{m0})^{-1} (\mathbf{Z}_{mc}^{\text{dq}} \mathbf{I}_{m0} - \mathbf{U}_{m0}) \mathbf{H}_{mi} \right] \mathbf{T}_{\theta_{m0}}^{-1} \\ = \mathbf{T}_{\theta_{m0}} \left(\mathbf{Z}_{mc}^{\text{dq}} + \frac{\mathbf{Z}_{mc}^{\text{dq}} \mathbf{K}_{mS}}{S_m^{\text{PFL}}} + \frac{\mathbf{K}_{mUU}}{S_m^{\text{PFL}}} \right) \mathbf{T}_{\theta_{m0}}^{-1} \\ \mathbf{K}_{mS} = \begin{bmatrix} Q_m & 0 \\ P_m & 0 \end{bmatrix} & \mathbf{K}_{mUU} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -U_m^2 & 0 \end{bmatrix} \\ S_m^{\text{PFL}} = -Q_m - \frac{s(1 + T_{mf} s)}{K_m^{\text{PFL}} \omega_0} \end{cases} \quad (16)$$

式中, \mathbf{K}_{mS} 和 \mathbf{K}_{mUU} 分别为与稳态功率和电压相关的系数矩阵; S_m^{PFL} 为 PFL 参数引起的等效功率; U_m 、 P_m 和 Q_m 分别为在公共连接点测得的电压、有功功率和无功功率。 $u_{m0}^{\text{d}} = U_m$, $u_{m0}^{\text{q}} = 0$, $i_{m0}^{\text{d}} = P_m / U_m$, $i_{m0}^{\text{q}} = -Q_m / U_m$ 。

\mathbf{Z}_m^{DQ} 第一部分和第三部分分别只与 VCL 和 PFL 有关, 而第二部分则受到 VCL 和 PFL 耦合效应的影响。因此, \mathbf{Z}_m^{DQ} 的分解可简写为

$$\begin{cases} \mathbf{Z}_m^{\text{DQ}} = \mathbf{Z}_{mc}^{\text{DQ}} + \mathbf{Z}_{me,s}^{\text{DQ}} + \mathbf{Z}_{ms}^{\text{DQ}} \\ \mathbf{Z}_{mc}^{\text{DQ}} = \mathbf{T}_{\theta_{m0}} \mathbf{Z}_{mc}^{\text{dq}} \mathbf{T}_{\theta_{m0}}^{-1} \\ \mathbf{Z}_{me,s}^{\text{DQ}} = \mathbf{T}_{\theta_{m0}} \frac{\mathbf{Z}_{mc}^{\text{dq}} \mathbf{K}_{mS}}{S_m^{\text{PFL}}} \mathbf{T}_{\theta_{m0}}^{-1} \\ \mathbf{Z}_{ms}^{\text{DQ}} = \mathbf{T}_{\theta_{m0}} \frac{\mathbf{K}_{mUU}}{S_m^{\text{PFL}}} \mathbf{T}_{\theta_{m0}}^{-1} \end{cases} \quad (17)$$

可以通过测量拟合计算出 $\mathbf{Z}_{mc}^{\text{DQ}}$ 、 $\mathbf{Z}_{me,s}^{\text{DQ}}$ 和 $\mathbf{Z}_{ms}^{\text{DQ}}$ 。断开 PFL 控制环路, 即将 PFL 的频率参考信号设置为恒定值或下垂增益 K_m^{PFL} 设为零。此时 $S_m^{\text{PFL}} = -Q_m - s(1 + T_{mf} s) / (K_m^{\text{PFL}} \omega_0)$ 为无穷大, 因此 $\mathbf{Z}_{me,s}^{\text{DQ}}$ 和 $\mathbf{Z}_{ms}^{\text{DQ}}$ 的所有项都为 0, 就可以将 \mathbf{Z}_m^{DQ} 分离为 $\mathbf{Z}_{mc}^{\text{DQ}}$ 和 $\mathbf{Z}_{me,s}^{\text{DQ}} + \mathbf{Z}_{ms}^{\text{DQ}} = \mathbf{T}_{\theta_{m0}} (\mathbf{Z}_{mc}^{\text{dq}} \mathbf{K}_{mS} + \mathbf{K}_{mUU}) \mathbf{T}_{\theta_{m0}}^{-1} / S_m^{\text{PFL}}$ 。在 $\mathbf{Z}_{me,s}^{\text{DQ}} + \mathbf{Z}_{ms}^{\text{DQ}}$ 中, 只有 S_m^{PFL} 未知。 S_m^{PFL} 是关于 K_m^{PFL} 和 T_{mf} 的函数, 且 S_m^{PFL} 是标量, 因此这相当于已知 S_m^{PFL} 的频谱, 求解关于 K_m^{PFL} 和 T_{mf} 的二元方程。可以通过最小二乘法求解 K_m^{PFL} 和 T_{mf} 。因此, \mathbf{Z}_m^{DQ} 的三个部分均可通过数据驱动的方法结合测量进行拟合计算, 具有较强的实用性。

3 扩展阻抗模态分析 EMAI

3.1 不同动态的等效整体参与因子

与式 (7) 中 MAI 的 GFMm 元件整体参与因子 PF_m 不同, 本节将分别推导出表征 GFMm 内部 ED 和 SD 的等效阻抗参与因子。由于 MAI 方法已经从元件整体动态评估扩展到逆变器内部动态评估, 故将所提方法称为扩展阻抗模态分析 (EMAI)。

对式 (17) 做微分运算, 计算过程如图 6 所示。

$$\begin{cases} \Delta \mathbf{Z}_m^{\text{DQ}} = \varepsilon_{mc} (\mathbf{Z}_{mc}^{\text{DQ}} + \mathbf{Z}_{me,s}^{\text{DQ}}) + \varepsilon_{ms} (\mathbf{Z}_{me,s}^{\text{DQ}} + \mathbf{Z}_{ms}^{\text{DQ}}) \\ \Delta \mathbf{Z}_{mc}^{\text{dq}} = \varepsilon_{mc} \mathbf{Z}_{mc}^{\text{dq}} \\ \Delta \left(\frac{1}{S_m^{\text{PFL}}} \right) = \varepsilon_{ms} \left(\frac{1}{S_m^{\text{PFL}}} \right) \end{cases} \quad (18)$$

式中, ε_{mc} 和 ε_{ms} 分别为 $\Delta \mathbf{Z}_{mc}^{\text{dq}}$ 和 $\Delta(1/S_m^{\text{PFL}})$ 的扰动系数。

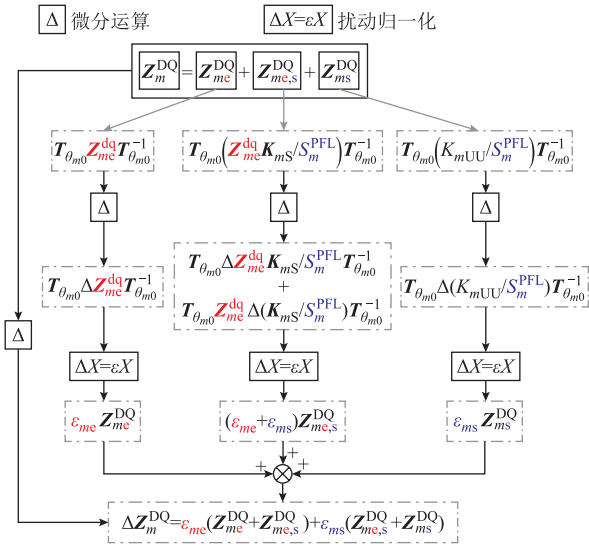


图 6 阻抗微分运算

Fig.6 Impedance differential operation

联立式 (7) 和式 (18) 得到式 (19)，即可计算出 ED 和 SD 的参与情况，分别用 PF_{me1} 和 PF_{ms1} 表示。

$$\begin{cases} \Delta \lambda_h = \left\langle -\text{Res}_{\lambda_h}^* Y_{wm}, \Delta Z_m^{DQ}(\lambda_h) \right\rangle \\ = \varepsilon_{mc} PF_{me1} + \varepsilon_{ms} PF_{ms1} \\ PF_{me1} = \frac{\left\langle -\text{Res}_{\lambda_h}^* Y_{wm}, Z_{mc}^{DQ}(\lambda_h) + Z_{ms,s}^{DQ}(\lambda_h) \right\rangle}{2} \\ PF_{ms1} = \left\langle -\text{Res}_{\lambda_h}^* Y_{wm}, Z_{ms}^{DQ}(\lambda_h) + Z_{ms}^{DQ}(\lambda_h) \right\rangle \end{cases} \quad (19)$$

式中，下标 1 表示使用 EMAI 计算的结果； PF_{me1} 和 PF_{ms1} 分别为 ED 和 SD 的等效阻抗参数因子。值得注意的是， PF_{me1} 受 Z_{mc}^{DQ} 和 $Z_{ms,s}^{DQ}$ 的共同影响，而 PF_{ms1} 则是 Z_{ms}^{DQ} 和 Z_{ms}^{DQ} 的相互作用的结果。由于电压控制本质上是交流电压电流双闭环，1/2 是 EMAI 方法阻抗参与的换算系数。

3.2 不同动态的整体参与评估

ED 和 SD 的参与也可以使用 MASS 方法从状态变量参与因子中进行评估。

$$\begin{cases} PF_{me2} = PF_{mi}^d + PF_{mi}^q + PF_{miPI}^d + PF_{miPI}^q + \\ PF_{mu}^d + PF_{mu}^q + PF_{muPI}^d + PF_{muPI}^q \\ PF_{ms2} = PF_{m\theta} + PF_{m\omega} \end{cases} \quad (20)$$

式中，下标 2 表示使用 MASS 方法计算得出的结果； PF_{mi}^d 、 PF_{mi}^q 和 PF_{miPI}^d 、 PF_{miPI}^q 分别为 dq 坐标系电感电流的参与因子和电流控制环中 PI 控制器积分器的参与因子； PF_{mu}^d 、 PF_{mu}^q 和 PF_{muPI}^d 、 PF_{muPI}^q 分别为 dq 坐标系电容电压的 PF 和 VCL 中 PI 控制器积分器的参与因子； $PF_{m\theta}$ 和 $PF_{m\omega}$ 分别为 PFL 的角度变量和滤波器状态变量的参与因子。它们可通过式 (4)

计算得到。

为了评估 MAI、EMAI 和 MASS 计算出的参与因子，定义参与比 (Participation Ratio, PR) 对不同方法得到的参与因子进行归一化，表示为

$$\begin{cases} PR_m = \frac{|PF_m|}{\sum_{m=1}^n |PF_m|} \\ PR_{mel} = \frac{|PF_{mel}|}{\sum_{m=1}^n (|PF_{mel}| + |PF_{msl}|)} \\ PR_{msl} = \frac{|PF_{msl}|}{\sum_{m=1}^n (|PF_{mel}| + |PF_{msl}|)} \end{cases} \quad (21)$$

式中， $|\cdot|$ 表示取绝对值；下标 $l=1$ 或 2 分别为根据 EMAI 和 MASS 方法计算的参与因子或参与比。

3.3 参数参与因子

参数参与因子为特征值对特定参数的灵敏度 (偏导数)，因此根据参数参与因子可以估计特定参数变化导致的特征值变化。参数参与因子实部为正/负则减小/增加该参数数值，有利于阻尼提升。为了使得特定参数更加灵敏地改善系统阻尼，需要挑选不同控制环路中实部绝对值更大的参数参与因子。在文献[17]中，参数参与因子 $PF_{m,\rho}$ 定义为

$$\begin{cases} \Delta \lambda_h = \left\langle -\text{Res}_{\lambda_h}^* Y_{wm}, \Delta Z_m^{DQ}(\lambda_h) \right\rangle \\ = \left\langle -\text{Res}_{\lambda_h}^* Y_{wm}, \frac{\partial Z_m^{DQ}(\lambda_h)}{\partial \rho} \right\rangle \Delta \rho = PF_{m,\rho} \Delta \rho \\ \frac{\partial Z_m^{DQ}(\lambda_h)}{\partial \rho} \approx \frac{\Delta Z_{m,\Delta\rho}^{DQ}(\lambda_h) - \Delta Z_m^{DQ}(\lambda_h)}{\Delta \rho} \end{cases} \quad (22)$$

但等效阻抗 Z_m^{DQ} 对特定参数 ρ 的灵敏度 $\partial Z_m^{DQ} / \partial \rho$ 很难通过解析的方式获得。文献[17]使用数值差分来替代偏导数计算，但数值差分要求参数增量足够小，可能会导致不可预期的误差。本节根据式 (7) 阻抗分解的结果推导不同控制环路参数参与因子的显式表达式。

基于式 (17) 和式 (18) 的阻抗分解和阻抗微分方法，本文推导了 $\partial Z_m^{DQ} / \partial \rho$ 的显式表达式。首先考虑 VCL 中 PI 控制器的比例增益 K_{mp}^{VCL} 和积分增益 K_{mi}^{VCL} 。由图 6 可知， ΔZ_m^{DQ} 可写为

$$\Delta Z_m^{DQ} = T_{\theta_{m0}} \Delta Z_{mc}^{dq} \left(E_2 + \frac{K_{ms}}{S_m} \right) T_{\theta_{m0}}^{-1} \quad (23)$$

VCL 中所有控制均可等效为与滤波电路串联或并联的阻抗^[21]。以 PI 控制器为例，考虑将交叉解

耦、虚拟和前馈控制均设置为0。由于VCL的PI控制器可等效为与滤波电容并联的导纳^[21]，可将阻抗微分转换为导纳微分，即

$$\Delta Z_{me}^{dq} = \frac{\partial Z_{me}^{dq}}{\partial \rho} \Delta \rho = -Z_{me}^{dq} \frac{\partial Y_{me}^{dq}}{\partial \rho} Z_{me}^{dq} \Delta \rho \quad (24)$$

VCL中PI控制器的比例增益 K_{mp}^{VCL} 和积分增益 K_{mi}^{VCL} 的参数灵敏度为

$$\frac{\partial Y_{me}^{dq}}{\partial K_{mp}^{VCL}} = \begin{bmatrix} G_{i+} & 0 \\ 0 & G_{i-} \end{bmatrix} \quad \frac{\partial Y_{me}^{dq}}{\partial K_{mi}^{VCL}} = \frac{\partial Y_{me}^{dq}}{\partial K_{mp}^{VCL}} \cdot \frac{1}{s} \quad (25)$$

式中， G_{i+} 和 G_{i-} 分别为正序和负序电路的电流环增益^[21]。

考虑PFL的控制参数时，参数灵敏度只与 S_m^{PFL} 相关。

$$\Delta Z_m^{DQ} = \Delta \left(\frac{1}{S_m^{PFL}} \right) T_{\theta_{m0}} (Z_{me}^{dq} K_{mS} + K_{mUU}) T_{\theta_{m0}}^{-1} \quad (26)$$

T_{mf} 和 K_m^{PFL} 的阻抗灵敏度为

$$\begin{cases} \frac{\partial Z_m^{DQ}}{\partial T_{mf}} = \frac{s^2 T_{\theta_{m0}} (Z_{me}^{dq} K_{mS} + K_{mUU}) T_{\theta_{m0}}^{-1}}{(S_m^{PFL})^2 K_m^{PFL} \omega_0} \\ \frac{\partial Z_m^{DQ}}{\partial K_m^{PFL}} = \frac{1 + T_{mf} s}{-s K_m^{PFL}} \cdot \frac{\partial Z_m^{DQ}}{\partial T_{mf}} \end{cases} \quad (27)$$

PFL和VCL的参数参与因子可通过联立式(22)~式(27)计算获得。

4 算例分析

本节通过两个不同规模的系统来探讨所提EMAI方法的性能。改造的IEEE 14母线系统用于验证EMAI能够充分捕获不同情况下GFM内的主导动态。改造的IEEE 68母线系统用于验证EMAI在大规模电力系统中的适用性，以及所提出的参数参与因子在指导系统阻尼改善控制中的有效性。这两个系统中GFM的参数见附表1和附表3。仿真所有GFM的控制结构与图2一致。所有仿真模型和数据均使用开源软件包Simplus Grid Tool生成^[24]。

4.1 改造IEEE 14母线系统

改造IEEE 14母线系统如图7所示。母线1被设置为无穷大母线。母线2、3、6和8连接GFM。所有GFM的参数见附表1。系统极点分布如图8所示。模式1、2、3和4是四个处于不同频率的模式，分别是 $2\pi(-1.23+j12.33)$ 、 $2\pi(-3.90+j4.55)$ 、 $2\pi(-10.62+j36.97)$ 和 $2\pi(-2.64+j42.95)$ 。14母线系统的基准频率为50 Hz。

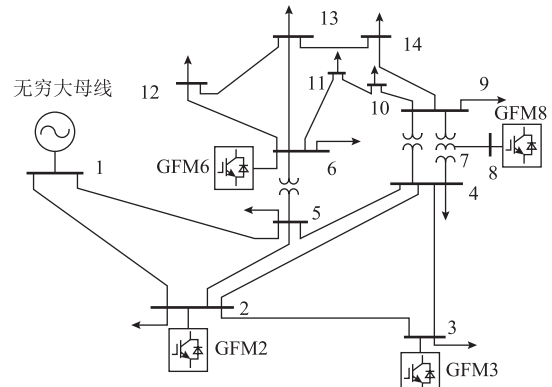


图7 改造IEEE 14母线系统

Fig.7 Modified IEEE 14 bus system

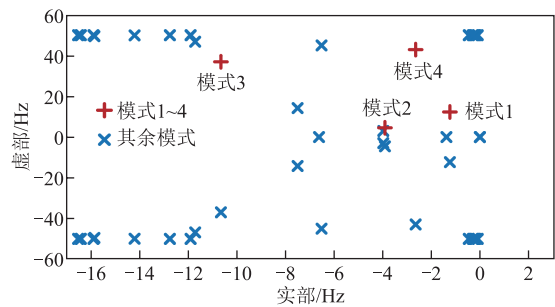
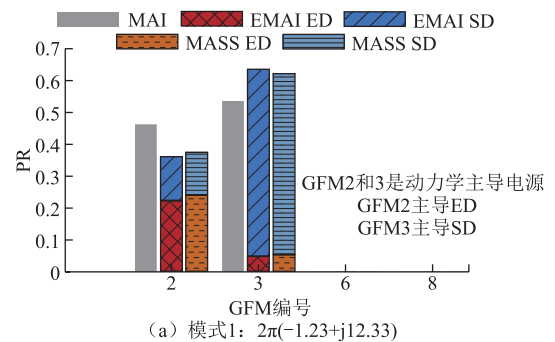


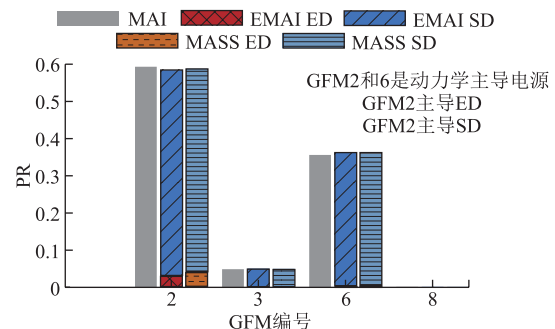
图8 改造IEEE 14母线系统极点分布

Fig.8 Modified IEEE 14 bus system pole distribution

不同方法的PR计算结果如图9所示。例如，对于模式1，GFM2的ED参与程度在所有GFM中最高，故后文及图中简称为GFM2主导ED。图9中不同模式几乎相同高度的柱状图表明，三种方法对所有GFM参与的总体评估效果相同。显然，MAI可



(a) 模式1: $2\pi(-1.23+j12.33)$



(b) 模式2: $2\pi(-3.90+j4.55)$

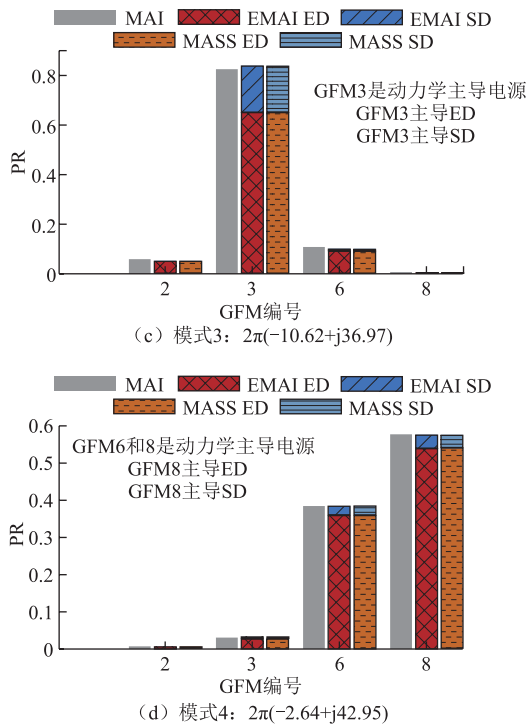


图 9 改造 IEEE 14 母线系统 GFM 参与评估

Fig.9 Modified IEEE 14 bus system GFM participation assessment

以对 GFM 的参与情况进行整体评估,但它无法捕获单个 GFM 的主导动态。相比之下,本文所提 EMAI 不仅能识别各 GFM 与电网的交互作用,还能量化 GFM 内部动态之间复杂的耦合交互。EMAI 方法和 MASS 方法的结果高度相似,进一步验证了 EMAI 方法的有效性。模式 1 中 EMAI 对 GFM 的整体评估结果比 MAI 更接近 MASS 的评估结果,这说明了 EMAI 方法对电源整体参与评估效果也更准确。此外,图 9 还表明随着振荡模式的频率下降,每个 GFM 中主导动态逐渐由 ED 向 SD 转变,与一般的认知一致。

模式 1 在这四个模式中阻尼最弱,因此模式 1 更容易被激发。从图 7 中可以看出,GFM2 相比于 GFM3 离无穷大母线的电气距离更近。由于 GFM 的强电网不稳定性,GFM2 对模式 1 的参与程度预计比 GFM3 更高,所以无穷大母线发生扰动,预计会对 GFM2 造成更大的影响。然而图 9a 表明,GFM3 对模式 1 的整体参与程度比 GFM2 更高,其中 GFM3 的 SD 占比很高,这是 GFM3 中 PFL 较大的下垂系数导致的。GFM2 离无穷大母线的电气距离更近,体现为 GFM2 的 ED 占比比 GFM3 更高。0.1 s 时将无穷大母线的电压设置为幅值为 0.05(pu)且频率与模式 1 相同的强迫振荡,GFM2 和 GFM3 的振荡波形如图 10 所示,其中振荡频率与模式 1 相同,均为 12.33 Hz。GFM2 的 d 轴和 q 轴电压波形振荡幅值

分别为 0.07(pu)和 0.05(pu) (平稳的振荡阶段),GFM3 的 d 轴和 q 轴电压波形振荡幅值分别为 0.016(pu)和 0.012(pu)。GFM2 的电压波形振荡幅值高于 GFM3,这表明 GFM2 主导了 ED。GFM2 和 GFM3 的频率振荡幅值分别为 0.008(pu)和 0.03(pu),GFM3 的频率振荡幅值更大,这表明 GFM3 主导了 SD。仿真与图 9a 的结论保持一致,因此 EMAI 方法可以精确捕获不同 GFM 内部动态的主导情况,说明了所提 EMAI 方法的有效性。

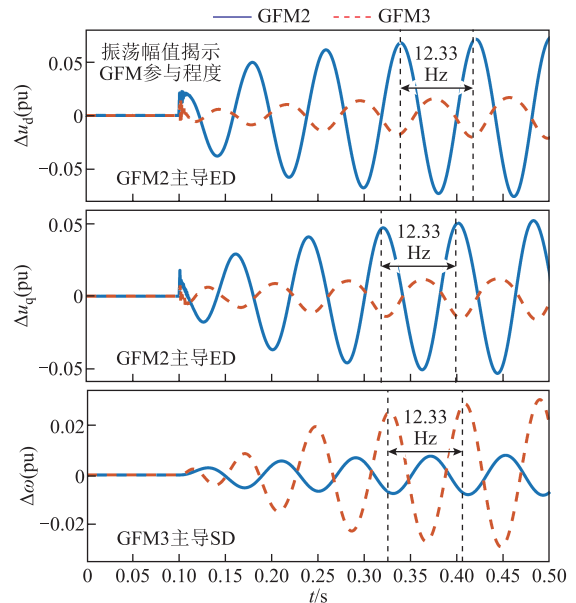


图 10 GFM2 和 GFM3 振荡波形

Fig.10 GFM2 and GFM3 oscillation waveforms

本文提出了 EMAI,用 EMAI 对 GFM 的阻抗进行了严格的分解,并确定了表征其内部动态的阻抗参与因子。EMAI 结合了 MAI 和 MASS 各自的优点,有效地解决了 MAI 评估 GFM 内部动态方面的局限性。表 1 总结了 MASS、MAI 和 EMAI 三种不同模态分析方法的比较结果。

表 1 不同模态分析方法的对比

Tab.1 Comparison of different modal analysis methods

方法	MASS	MAI	EMAI
适用于灰盒或黑盒系统	—	+	+
计算仅需系统部分信息	—	+	+
确定主导电源	+	+	+
确定主导电源的关键动态	+	—	+

4.2 改造 IEEE 68 母线系统

改造的 IEEE 68 母线系统如图 11 所示,其中母线 1 和 16 被设置为无穷大母线,母线 2~15 连接同步机,其余 GFM 被分散连接到不同母线上,所有 GFM 的参数均相同,见附表 3。IEEE 68 母线系统的基准频率为 60 Hz。四个模式的三种方法的参与

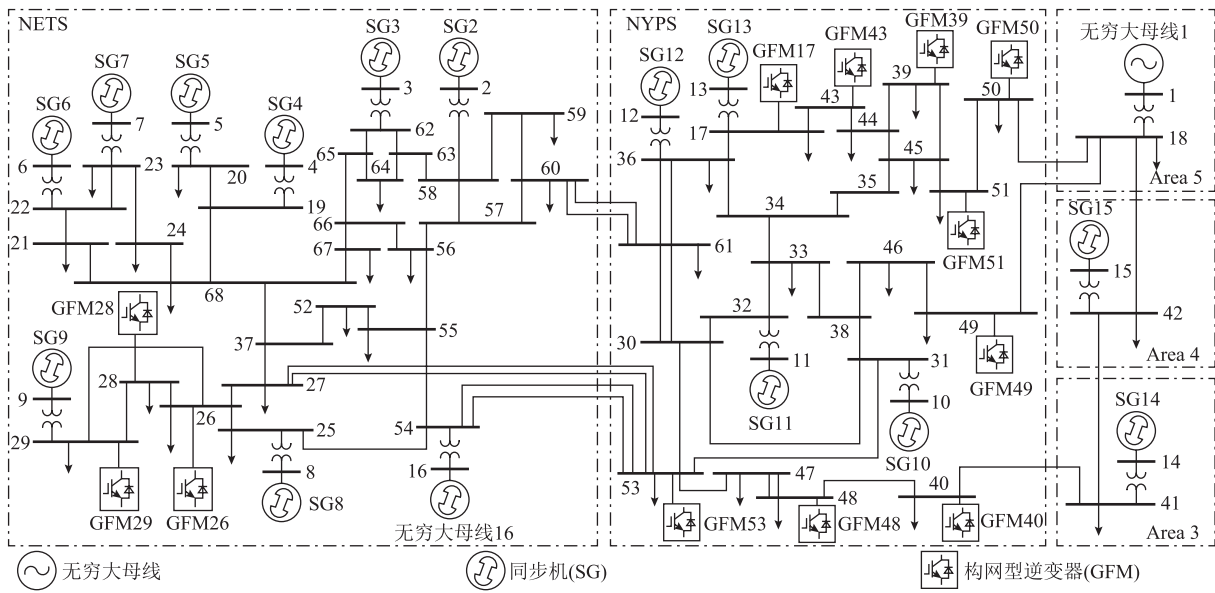
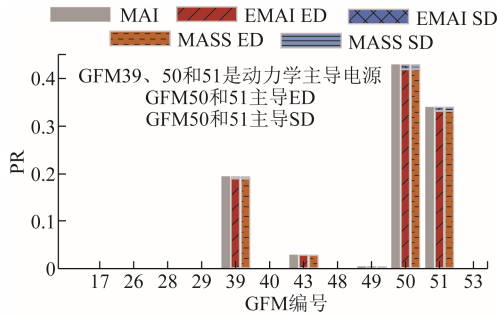
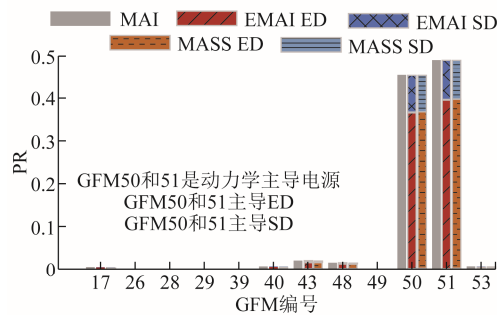


图 11 改造 IEEE 68 母线系统
Fig.11 Modified IEEE 68 bus system

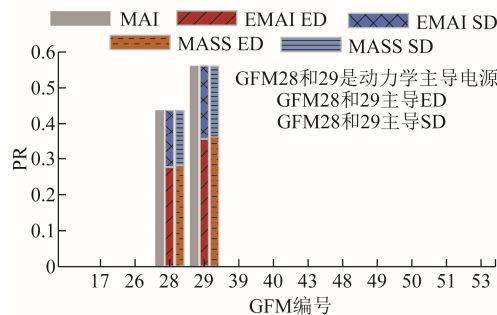
评估结果如图 12 所示。PR 的条形图表明三种方法的总体参与结果几乎相同，并且 EMAI 方法和 MASS 方法对 GFM 内部动态的参与评估结果也高度一致，



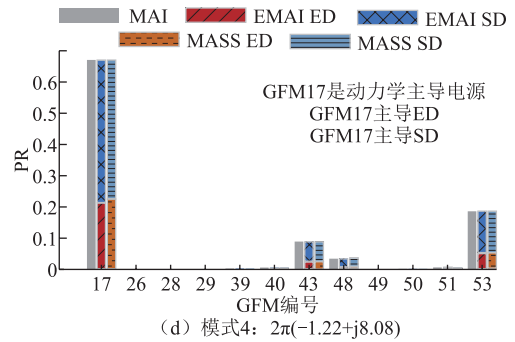
(a) 模式1: $2\pi(-1.56+j35.29)$



(b) 模式2: $2\pi(-0.69+j16.66)$



(c) 模式3: $2\pi(-0.64+j12.23)$



(d) 模式4: $2\pi(-1.22+j8.08)$

图 12 改造 IEEE 68 母线系统 GFM 参与评估

Fig.12 Modified IEEE 68 bus system GFM participation assessment

这充分说明了所提方法在大规模电力系统中的适用性。同时随着所选模式振荡频率的减小，所有 GFM 的主导动态逐渐由 ED 转变为 SD。

图 12b 中模式 2: $2\pi(-0.69+j16.66)$ 的参与评估结果中 GFM50 和 GFM51 显示很高，因此考虑对 GFM50 和 GFM51 进行控制参数调整以优化该模式阻尼，改善系统稳定性。GFM50 和 GFM51 的参数参与因子见表 2。

表 2 IEEE 68 母线系统模式 2 的参数参与因子

Tab.2 IEEE 68 bus system mode 2 parameter PF

参数	数值	
	GFM50	GFM51
VCL 比例增益 K_p^{VCL}	-0.210 5-j0.025 7	-0.228 7-j0.013 6
VCL 积分增益 K_i^{VCL}	-0.000 2+j0.002 1	-0.000 1+j0.002 2
PFL 下垂系数 K^{PFL} (pu)	1 281.33-j4 616.63	1 094.64-j5 088.29
PFL 滤波带宽 f_f /Hz	0.49-j0.78	0.49-j0.88

由参数参与因子的实部可知，在 VCL 中提高 PI 控制器的比例增益，以及在 PFL 中减小下垂系数是不同控制环中改善系统稳定性的较好方式。图 13 给出了将 GFM50 和 GFM51 的下垂增益由 0.001 减小为 0.000 5 的极点分布，模式 2 阻尼的增大说明了所提参数参与因子在指导改善系统稳定性方面的有效性。

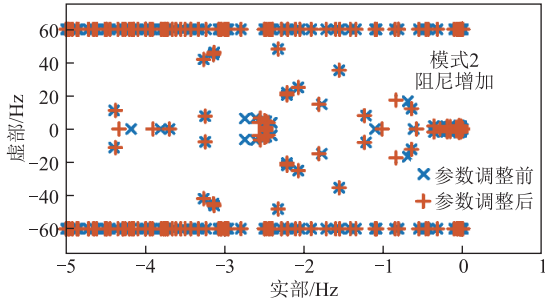


图 13 参数调整前后极点分布

Fig.13 Pole distribution before and after parameter tuning

5 结论

MASS 需要完整的系统信息，且不适用于黑箱或灰箱模型。MAI 可对逆变器进行整体动态评估，但无法深入洞察逆变器的内部动态。本文所提出的 EMAI 结合了 MASS 和 MAI 的优点，实现了对 GFM 内部动态的统一度量。GFM 的交流电压环和电气地理位置引起的动态交互体现为 GFM 的电磁动态，GFM 的功率频率同步环引起的动态交互体现为 GFM 的同步动态。EMAI 有助于厘清影响系统稳定性的根本原因，并且 EMAI 的计算只需要系统局部的阻抗/导纳模型，这意味着 EMAI 应用于大规模电力系统时具有很强的可扩展性。未来的工作重点是将这种方法扩展到不同控制结构的逆变器。

附 录

附表 1 IEEE 14 母线系统逆变器参数

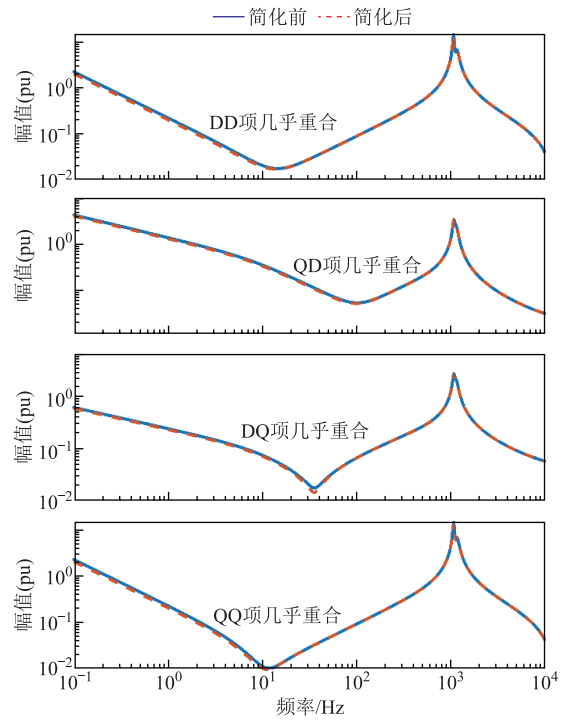
App.Tab.1 IEEE 14 bus system inverter parameters

参数	数值		
	GFM2	GFM3	GFM6 和 8
CCL 比例增益 K_p^{CCL}	1	1	1
CCL 积分增益 K_i^{CCL}	1 570.79	1 570.79	1 570.79
VCL 比例增益 K_p^{VCL}	0.25	0.3	0.3
VCL 积分增益 K_i^{VCL}	4 908.74	7 068.58	7 068.58
PFL 下垂系数 $K^{PFL}(\text{pu})$	0.003	0.03	0.01
PFL 滤波带宽 f_f/Hz	8	8	8
滤波电阻 $R(\text{pu})$	0.01	0.01	0.01
滤波电感 $L(\text{pu})$	0.05	0.05	0.05
滤波电容 $C(\text{pu})$	0.05	0.05	0.05

附表 2 情况 1~4 的 PI 控制参数

App.Tab.2 Case 1~4 PI control parameters

参数	数值			
	情况 1	情况 2	情况 3	情况 4
VCL 比例增益	0.15	0.2	0.25	0.3
VCL 积分增益	1 767.15	3 141.59	4 908.74	7 068.58



附图 1 GFM 简化前后的阻抗对比

App.Fig.1 Impedance comparison before and after GFM simplification

附表 3 IEEE 68 母线系统逆变器参数

App.Tab.3 IEEE 68 bus system inverter parameters

参数	数值 (所有 GFM)
CCL 比例增益 K_p^{CCL}	0.83
CCL 积分增益 K_i^{CCL}	1 308.99
VCL 比例增益 K_p^{VCL}	0.46
VCL 积分增益 K_i^{VCL}	19 798.58
PFL 下垂系数 $K^{PFL}(\text{pu})$	0.001
PFL 滤波带宽 f_f/Hz	5
滤波电阻 $R(\text{pu})$	0.01
滤波电感 $L(\text{pu})$	0.05
滤波电容 $C(\text{pu})$	0.05

参考文献

[1] Blaabjerg F, Yang Yongheng, Kim K A, et al. Power electronics technology for large-scale renewable energy generation[J]. Proceedings of the IEEE, 2023,

- 111(4): 335-355.
- [2] Kim J K, Kang J, Shim J W, et al. Dynamic performance modeling and analysis of power grids with high levels of stochastic and power electronic interfaced resources[J]. Proceedings of the IEEE, 2023, 111(7): 854-872.
- [3] 黄萌, 舒思睿, 李锡林, 等. 面向同步稳定性的电力电子并网变流器分析与控制研究综述[J]. 电工技术学报, 2024, 39(19): 5978-5994.
- Huang Meng, Shu Sirui, Li Xilin, et al. A review of synchronization-stability-oriented analysis and control of power electronic grid-connected converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(19): 5978-5994.
- [4] 刘其辉, 洪晨威, 逢思敏, 等. 基于弹性系数的双馈风电机组控制参数对次同步振荡作用分析及调整方法[J]. 电工技术学报, 2022, 37(14): 3528-3541.
- Liu Qihui, Hong Chenwei, Pang Simin, et al. Analysis and adjustment method of doubly-fed fan control parameters on subsynchronous oscillation based on impedance elastic sensitivity[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(14): 3528-3541.
- [5] 邵冰冰, 赵峥, 肖琪, 等. 多直驱风机经柔直并网系统相近次同步振荡模式参与因子的弱鲁棒性分析[J]. 电工技术学报, 2023, 38(3): 754-769.
- Shao Bingbing, Zhao Zheng, Xiao Qi, et al. Weak robustness analysis of close subsynchronous oscillation modes' participation factors in multiple direct-drive wind turbines with the VSC-HVDC system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(3): 754-769.
- [6] Hatziargyriou N, Milanovic J, Rahmann C, et al. Definition and classification of power system stability-revisited & extended[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2021, 36(4): 3271-3281.
- [7] Kundur P. Power System Stability and Control[M]. New York: McGraw-Hill, Inc, 1994.
- [8] Kouki M, Marinescu B, Xavier F. Exhaustive modal analysis of large-scale interconnected power systems with high power electronics penetration[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2020, 35(4): 2759-2768.
- [9] Cao Wenchao, Ma Yiwei, Yang Liu, et al. D-Q impedance based stability analysis and parameter design of three-phase inverter-based AC power systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(7): 6017-6028.
- [10] Xu W, Huang Zhenyu, Cui Yu, et al. Harmonic resonance mode analysis[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2005, 20(2): 1182-1190.
- [11] Huang Zhenyu, Cui Yu, Xu W. Application of modal sensitivity for power system harmonic resonance analysis[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2007, 22(1): 222-231.
- [12] Cui Yu, Wang Xiaoyu. Modal frequency sensitivity for power system harmonic resonance analysis[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2012, 27(2): 1010-1017.
- [13] Zhan Ying, Xie Xiaorong, Liu Huakun, et al. Frequency-domain modal analysis of the oscillatory stability of power systems with high-penetration renewables[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2019, 10(3): 1534-1543.
- [14] Li Yang, Shuai Zhikang, Liu Xuan, et al. Stability analysis and location optimization method for multiconverter power systems based on nodal admittance matrix[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(1): 529-538.
- [15] Chou S F, Wang Xiongfei, Blaabjerg F. Frequency-domain modal analysis for power-electronic-based power systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(5): 4910-4914.
- [16] Gu Yunjie, Li Yitong, Zhu Yue, et al. Impedance-based whole-system modeling for a composite grid via embedding of frame dynamics[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2021, 36(1): 336-345.
- [17] Zhu Yue, Gu Yunjie, Li Yitong, et al. Participation analysis in impedance models: the grey-box approach for power system stability[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2022, 37(1): 343-353.
- [18] Zhu Yue, Gu Yunjie, Li Yitong, et al. Impedance-based root-cause analysis: comparative study of impedance models and calculation of eigenvalue sensitivity[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2023, 38(2): 1642-1654.
- [19] Li Yitong, Gu Yunjie, Green T C. Mapping of dynamics between mechanical and electrical ports in

- SG-IBR composite grids[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2022, 37(5): 3423-3433.
- [20] Hu Guang, Xiao Yi, Xin Huanhai, et al. An extended impedance model for power electronics converters retaining explicit synchronization dynamics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(1): 2355-2370.
- [21] Li Yitong, Gu Yunjie, Zhu Yue, et al. Impedance circuit model of grid-forming inverter: visualizing control algorithms as circuit elements[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(3): 3377-3395.
- [22] 高磊, 吕敬, 马骏超, 等. 基于电路等效的并网逆变器失稳分析与稳定控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(8): 2325-2341.
- Gao Lei, Lü Jing, Ma Junchao, et al. Instability analysis and stability control of grid-connected inverter based on impedance circuit equivalent[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(8): 2325-2341.
- [23] Fan Lingling, Miao Zhixin. Time-domain measurement-based DQ-frame admittance model identification for inverter-based resources[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2021, 36(3): 2211-2221.
- [24] Li Yitong, Gu Yunjie, Green T C. Revisiting grid-forming and grid-following inverters: a duality theory [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2022, 37(6): 4541-4554.

作者简介

郑 乐 男, 1989 年生, 副教授, 研究方向为人工智能及其在电力系统稳定与控制的应用。

E-mail: zhengl20@ncepu.edu.cn (通信作者)

郑佳杰 男, 2001 年生, 硕士研究生, 研究方向为电力系统稳定与控制。

E-mail: zjj978626117@163.com

Extended Impedance Modal Analysis of the Internal Dynamics in Grid-Forming Inverters

Zheng Le Zheng Jiajie

(State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources
North China Electric Power University 102206 China)

Abstract The dynamic characteristic of grid-forming inverter (GFM) is mainly affected by the control strategy, and the interaction with the power grid may cause instability such as oscillation. At the same time, the interactive coupling between different time-scale controllers in GFM makes the stability analysis more complicated. Modal analysis based on the state-space model (MASS) uses the participation factor (PF) to quantify the contribution of each state variable to a particular pattern. However, the number of electrical components in new power systems is increasing explosively, and the difficulty of state-space modeling of the whole system is increasing rapidly. In addition, state-space modeling requires detailed system structure topology and complete control parameters of each electrical component, and inverters usually only have impedance models that describe the characteristics of voltage and current ports, with gray box or black box characteristics.

In order to explore the interaction characteristics among all electrical components of the system, the dynamic model of the whole system is constructed by the closed-loop feedback formula of the whole system dynamic matrix. Based on this foundation, the modal analysis based on impedance model (MAI) can evaluate the contribution of each power device to oscillation modes at the device level. However, MAI treats inverters as single, holistic components, which limits its ability to identify dominant system dynamics at the control loop or state variable level. Decomposing different control loops into equivalent circuit components enables the stability analysis of internal inverter dynamics. However, the decomposition of synchronization control loops remains to be explored. This paper proposes an extended modal analysis based on impedance model (EMAI) method to address the current challenges faced by MAI.

(下转第 2737 页)

proposed, which can adjust the active and reactive reference values according to the degree of system perturbation, without switching the control strategy and changing the structure of the grid-forming control strategy. The energy storage converter still exhibits the characteristics of the voltage source during the distribution period, and it has the ability of active support for the system. It realizes effective limitation of the distribution current in the course of maintaining the stability of the system. At the same time, the disturbance current is effectively limited. Finally, the effectiveness of the proposed control strategy is verified by simulation and semi-physical experiment.

Keywords: New power system, energy storage converter, grid-forming control, low-voltage ride-through

(编辑 郭丽军)

~~~~~  
(上接第 2723 页)

First, a decomposition method for the GFM impedance model based on the matrix inversion lemma was proposed, dividing GFM dynamics into synchronous dynamics (SD), dominated by the power frequency synchronization loop (PFL), and electromagnetic dynamics (ED), governed by the voltage control loop (VCL). The detailed categorization of dynamics facilitates an in-depth exploration of the complex coupling mechanisms among controllers operating on different time scales. Subsequently, overall impedance participation factors and participation ratios (PR) were introduced to characterize different internal dynamics of GFM, enabling the evaluation of SD and ED contributions at the control loop level. These metrics help identify the dominant system dynamics and trace the root causes of system instability. Finally, an explicit parameter PF was introduced to precisely locate the critical control parameters of identified loops, serving as a metric for optimizing control parameters and enhancing system damping.

The analysis yields the following conclusion: as the frequency of oscillation modes decreases, the dominant dynamics within each GFM gradually shift from ED to SD. MAI can provide an overall assessment of GFM participation but fails to capture the dominant dynamics of individual GFMs. EMAI not only identifies interactions between various GFMs and the grid but also evaluates the contributions of ED and SD within GFM through overall impedance participation factors, thereby pinpointing the primary causes affecting system dynamics to specific control loops. Moreover, the results of EMAI and MASS in assessing the participation levels of different GFM dynamics are highly consistent, validating the effectiveness of the EMAI method. Furthermore, the explicit parameter PF provides effective recommendations for improving system damping and enhancing stability. EMAI offers nuanced insights into system stability analysis, enabling the rapid identification of the root causes of system instability.

**Keywords:** Grid-forming inverter (GFM), extended impedance modal analysis, impedance decomposition, participation factor

(编辑 赫 蕾)