

DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.250740

# 基于扩展阻抗模态分析的逆变器频率支撑强度量化评估

郑佳杰 郑 乐 林家见 徐 辉 刘崇茹

(新能源电力系统国家重点实验室(华北电力大学) 北京 102206)

**摘要** 在含高比例逆变器资源(IBR)的新型电力系统中,构网型逆变器(GFM)和跟网型逆变器(GFL)共存。各种IBR之间不同时间尺度的控制器经过电网的闭环反馈作用相互影响,这使得IBR的同步动态(SD)特性变得越发复杂,对IBR的频率支撑强度分析提出了挑战。该文提出一种基于扩展阻抗模态分析(EMAI)的IBR频率支撑强度的量化评估方法。首先,证明了阻抗参与因子(IPF)和导纳参与因子(APF)的统一性,从而将能够分析IBR内部电磁动态(ED)和SD的EMAI方法的适用范围扩展到了含GFM和GFL的混合电源电力系统。其次,根据EMAI计算IBR中SD的主导模式扰动程度的最小允许放大倍数定义了频率支撑裕度(FSM),确定了IBR的频率支撑强度。在此基础上,通过FSM分析不同因素对IBR频率支撑强度的影响,为频率支撑强度的提升奠定了基础。最后,通过对单GFM/GFL无穷大系统和改造的IEEE 14母线系统进行仿真,结果验证了所提方法的有效性。根据信息的可获取性,所提方法可灵活地选择数据驱动或模型驱动的方式实现简便的计算,具有较好的工程应用价值。

**关键词:** 频率支撑强度 同步动态 参与因子 抗扰动能力 阻抗模型

**中图分类号:** TM614

## 0 引言

随着高比例逆变器资源(Inverter-Based Resource, IBR)的大量接入,新型电力系统的同步动态(Synchronous Dynamics, SD)特性发生了重大变化<sup>[1-3]</sup>。IBR控制策略和灵活的控制算法使其角度、频率和电压稳定性的作用范围得到了扩大,从而引出了关于稳定性分类的更多讨论<sup>[4-6]</sup>。系统的等效惯量下降,引起更剧烈的频率波动,从而导致系统频率响应的物理特性难以辨析<sup>[5-9]</sup>。此外,IBR根据并网控制算法的不同主要可分为构网型逆变器(Grid-Forming inverter, GFM)和跟网型逆变器(Grid-Following inverter, GFL),GFM和GFL截然不同的外特性增加了分析系统频率稳定的复杂度<sup>[10]</sup>。因此,构建新的系统建模和分析方法成为亟须解决的

问题<sup>[11]</sup>。

对系统支撑强度的准确评估是判断系统能否安全稳定运行的重要基础。文献[12]指出系统支撑强度在稳定形态上包含频率支撑强度和电压支撑强度两个维度。其中,频率支撑强度是指系统惯量对扰动功率的抵御能力,具体体现在有功功率扰动下的频率变化速率,可以通过广义惯量<sup>[13]</sup>等指标进行量化。针对多机并联系统,文献[14]提出了一种拓展的 $P/\omega$ “导纳”模型来全面且精确地描述系统的有功频率响应特性。基于频率响应的统一结构简化模型,有学者提出一种考虑模态特征的参数自适应修改方法用于量化电力系统的频率性能<sup>[15]</sup>。此外,考虑频率时空分布特性以及系统对不同节点频率响应约束,文献[16]提出了电力系统对新能源机组惯量需求的分析方法和流程。然而,IBR存在灰盒或黑盒特性,这些基于物理模型的分析方法的适用性还有待探索。

为了避免复杂的物理建模,需要考虑基于数据驱动的分析方法。通过将动态模式分解引入电力系

国家自然科学基金(52307095)和中央高校基本科研业务费学科交叉创新专项(2025JC004)资助项目。

收稿日期 2025-04-30 改稿日期 2025-05-29

统惯量估计, 文献[17]建立了惯量与系统动态特征的显式数学关系, 提出了一种利用同步测量数据的分区域惯量估计框架。文献[18]将卷积神经网络引入电力系统惯量连续估计, 提出了一种完全基于环境数据的无扰动估计框架, 避免了传统方法对扰动事件或主动探测信号的依赖, 实现了实时且连续的惯量估计。一种称为惯量比的实用化指标被提出, 用于描述电网频率的支撑能力<sup>[19]</sup>。文献[20]通过构建频域惯量指标与时域惯量指标的数学模型, 提出了一种基于小波变换的电力系统惯量估计方法, 实现了同步机与电力电子变流器混合系统的普适性分析。此外, 一种计及发电机惯量、新能源虚拟惯量和负荷等效惯量的新能源电力系统区域等效惯量实时评估方法解决了量测数据众多且获取困难的问题<sup>[21]</sup>。这些研究针对同步控制环路是功率直接影响频率的电源, 而 GFL 的锁相环 (Phase-Locked Loop, PLL) 则是电压直接影响频率。GFL 对系统频率响应的贡献也是不能忽略的, 并且相关附加控制对 GFL 频率支撑能力在不同程度上能起到一定的影响<sup>[22-24]</sup>。此外, 一些新型 IBR 更多体现了 GFM 和 GFL 在控制上的结合<sup>[25-26]</sup>。传统意义上, 它们既不属于 GFM 也不属于 GFL, 这使得 GFM 和 GFL 的概念得到了进一步的发展。因此需要寻求统一的建模框架以分析不同类型 IBR 的频率支撑强度。

为了考虑系统各元件经过电网闭环反馈的交互作用, 以定量分析 IBR 的频率支撑强度, 需要计及不同影响因素对系统稳定性的影响。基于状态空间模型的模态分析 (Modal Analysis based on the State-Space model, MASS) 通过使用参与因子 (Participation Factor, PF) 量化每个状态变量对特定模式的贡献, 然而黑盒模型和维数灾等问题限制了 MASS 在大规模系统中的应用<sup>[27]</sup>。目前阻抗分析方法得到了广泛的讨论。根据全系统动态导纳矩阵和全系统动态阻抗矩阵<sup>[28]</sup>, 基于阻抗模型的模态分析 (Modal Analysis based on Impedance model, MAI) 方法提出了阻抗参与因子 (Impedance Participation Factor, IPF) 和导纳参与因子 (Admittance Participation Factor, APF)。IPF 和 APF 将 IBR 作为一个整体考虑 IBR 整体动态对稳定性的影响<sup>[29-30]</sup>, 因此 MAI 无法深入分析 IBR 的内部动态。针对 GFM 的控制特性, 文献[31]提出了阻抗形式的扩展阻抗模态分析 (Extended Modal Analysis based on Impedance model, EMAI) 方法, 将 GFM 动态分解为由功率频率同步环 (Power Frequency synchronization Loop,

PFL) 主导的 SD 和由电压控制环 (Voltage Control Loop, VCL) 主导的电磁动态 (Electromagnetic Dynamics, ED), 并在文献[29]的基础上提出了表征 ED 和 SD 参与程度的 IPF。针对 GFL 的控制特性, 文献[31]提出了导纳形式的 EMAI 方法, 将 GFL 动态分解为由 PLL 主导的 SD 和由电流控制环 (Current Control Loop, CCL) 主导的 ED, 并在文献[30]的基础上提出了表征 ED 和 SD 参与程度的 APF。然而, 阻抗形式 EMAI 和导纳形式 EMAI 之间的关系目前尚不明确。此外当系统可能具有多个较弱阻尼的振荡模式时, 考虑到不同 IBR 的 SD 对不同振荡模式具有不同参与程度, 仅靠 EMAI 难以直接且公平地评价不同 IBR 的频率支撑强度。

为了满足日益增长的对 IBR 频率支撑强度进行精确量化评估的需求, 本文提出了量化评估 IBR 频率支撑强度的新指标, 主要贡献如下:

(1) 证明了 IPF 和 APF 的统一性, 从而建立了连接 GFM 内部动态阻抗参与因子和 GFL 内部动态导纳参与因子的桥梁。提出了 IBR 内部动态的统一模态分析, 将 EMAI 的适用范围扩展到了含 GFM 和 GFL 的混合电源电力系统。

(2) 提出了表征 GFM 和 GFL 频率支撑强度的指标: 频率支撑裕度 (Frequency Support Margin, FSM)。FSM 由 EMAI 推导而来, 充分考虑了系统各元件和 IBR 内部不同时间尺度控制环的相互作用。详细讨论了 FSM 的性质、计算原则和计算复杂度。FSM 可根据 IBR 信息的可获取性灵活地选择数据驱动或模型驱动的方式计算, 计算简便, 适合实际工程应用。

## 1 扩展阻抗模态分析

### 1.1 阻抗参与因子

本文所用缩写词已汇总到附表 1。全系统动态导纳矩阵如图 1 所示, 图 1 中各变量物理意义参考文献[31]。考虑电力系统的全系统小信号阻抗模型, 系统母线总数为  $n$ ,  $[Z_N]_{2n \times 2n}$  为网络的节点阻抗矩阵,  $Y^{DQ}$  为所有母线的电源导纳矩阵,  $Y^{DQ} = \text{diag}_2(Y_1^{DQ}, \dots, Y_m^{DQ}, \dots, Y_n^{DQ})$ , 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 DQ 坐标系<sup>[28]</sup>。其中全局 DQ 坐标系中母线  $m$  所连电源的导纳和阻抗矩阵  $Y_m^{DQ}$  和  $Z_m^{DQ}$  分别为

$$Y_m^{DQ} = \begin{bmatrix} Y_{mDD} & Y_{mDQ} \\ Y_{mQD} & Y_{mQQ} \end{bmatrix} = (Z_m^{DQ})^{-1} \quad (1)$$

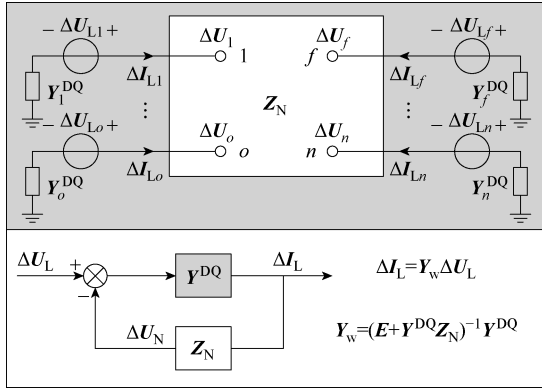


图1 全系统动态导纳矩阵

Fig.1 Whole-system dynamic admittance matrix

式中,  $Y_{mDD}$ 、 $Y_{mDQ}$ 、 $Y_{mQD}$  和  $Y_{mQQ}$  为系统全局 DQ 坐标系中  $Y_m^{DQ}$  的四个分量;  $\text{diag}_2(\cdot)$  表示由二阶方阵生成对角矩阵。

根据图 1 所示闭环反馈关系, 全系统动态导纳矩阵  $Y_w^{[28]}$  为

$$Y_w = (E + Y^{DQ} Z_N)^{-1} Y^{DQ} \quad (2)$$

评估电源  $m$  对系统第  $h$  个特征值  $\lambda_h$  的整体 IPF 记为  $\text{IPF}_m^{[29]}$ , 即

$$\begin{aligned} \Delta \lambda_h &= \left\langle -\text{Res}_{\lambda_h}^* Y_{wm}, \Delta Z_m^{DQ}(\lambda_h) \right\rangle \\ &= \varepsilon_m^Z \left\langle -\text{Res}_{\lambda_h}^* Y_{wm}, Z_m^{DQ}(\lambda_h) \right\rangle = \varepsilon_m^Z \text{IPF}_m \end{aligned} \quad (3)$$

其中

$$\Delta Z_m^{DQ}(\lambda_h) = \varepsilon_m^Z Z_m^{DQ}(\lambda_h)$$

式中,  $Y_{wm}$  为矩阵  $Y_w$  第  $2m-1$  至第  $2m$  行和第  $2m-1$  至第  $2m$  列中四个元素对应的分块矩阵;  $Y_{wm}$  为整个系统在电源  $m$  所在回路的等效导纳;  $\text{Res}_{\lambda_h} Y_{wm}$  为对  $Y_{wm}$  在特征值  $\lambda_h$  处取留数; 上标 “\*” 表示对矩阵取共轭转置;  $\langle \cdot \rangle$  表示 Frobenius 内积;  $\Delta \lambda_h$  和  $\Delta Z_m^{DQ}$  分别为  $\lambda_h$  和  $Z_m^{DQ}$  的扰动量;  $\varepsilon_m^Z$  为归一化  $\Delta Z_m^{DQ}$  扰动程度的标量。

MAI 的  $\text{IPF}_m$  只能将电源视为一个整体阻抗元件, 将电源动态集中反映在电压电流端口, 无法确定影响内部动态的电源主导控制环路, 阻抗形式 MAI 适用于含多类型电源的场景。特别地, 针对 GFM 的阻抗特点, 文献[31]提出了一种阻抗形式 EMAI 方法。EMAI 将 GFM 阻抗分解为受 ED 和 SD 单独影响或共同耦合影响的三个部分, 具体表达式见附录。进一步通过阻抗微分运算得到 GFM 阻抗分解后的微分表达式为

$$\begin{cases} Z_m^{DQ} = Z_{me}^{DQ} + Z_{me,s}^{DQ} + Z_{ms}^{DQ} \\ \Delta Z_m^{DQ} = \varepsilon_{me}^Z (Z_{me}^{DQ} + Z_{me,s}^{DQ}) + \varepsilon_{ms}^Z (Z_{me,s}^{DQ} + Z_{ms}^{DQ}) \end{cases} \quad (4)$$

式中,  $Z_{me}^{DQ}$  为电磁阻抗, 且只与 VCL 有关, 即只受 ED 影响;  $Z_{ms}^{DQ}$  为同步阻抗, 且只与 PFL 有关, 即只受 SD 影响;  $Z_{me,s}^{DQ}$  为混合阻抗, 且受到 VCL 和 PFL 共同耦合效应的影响;  $\varepsilon_{me}^Z$  和  $\varepsilon_{ms}^Z$  分别为阻抗形式 EMAI 方法中归一化 ED 和 SD 特征参数扰动程度的标量。结合式 (3) 和式 (4) 即可计算 GFM 的 ED 和 SD 对系统第  $h$  个特征值  $\lambda_h$  的 ED 阻抗参与因子  $\text{IPF}_{me1}$  和 SD 阻抗参与因子  $\text{IPF}_{ms1}$ , 下标 “1” 表示使用 EMAI 计算的结果。

## 1.2 导纳参与因子

根据图 2 所示闭环反馈关系, 全系统动态阻抗矩阵  $Z_w^{[28]}$  为

$$Z_w = (E + Z_N Y^{DQ})^{-1} Z_N \quad (5)$$

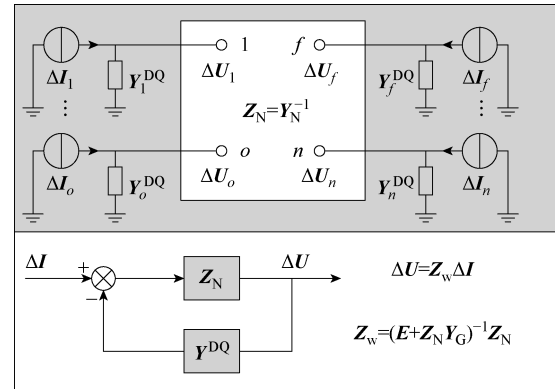


图2 全系统动态阻抗矩阵

Fig.2 Whole-system dynamic impedance matrix

评估电源  $m$  对系统第  $h$  个特征值  $\lambda_h$  的整体 APF 记为  $\text{APF}_m^{[30]}$ , 即

$$\begin{aligned} \Delta \lambda_h &= \left\langle -\text{Res}_{\lambda_h}^* Z_{wm}, \Delta Y_m^{DQ}(\lambda_h) \right\rangle \\ &= \varepsilon_m^Y \left\langle -\text{Res}_{\lambda_h}^* Z_{wm}, Y_m^{DQ}(\lambda_h) \right\rangle = \varepsilon_m^Y \text{APF}_m \end{aligned} \quad (6)$$

其中

$$\Delta Y_m^{DQ}(\lambda_h) = \varepsilon_m^Y Y_m^{DQ}(\lambda_h)$$

式中,  $Z_{wm}$  为矩阵  $Z_w$  第  $2m-1$  至第  $2m$  行和第  $2m-1$  至第  $2m$  列中四个元素对应的分块矩阵;  $Z_{wm}$  为整个系统在母线  $m$  的等效阻抗;  $\Delta Y_m^{DQ}$  为  $Y_m^{DQ}$  的扰动量;  $\varepsilon_m^Y$  为归一化  $\Delta Y_m^{DQ}$  扰动程度的标量。

导纳形式 MAI 依旧适用于含多类型电源的场景。然而,  $\text{APF}_m$  依旧无法辨识电源内部动态。特别

地, 针对 GFL 同步环特点, 文献[31]提出了一种导纳形式 EMAI 方法。将 GFL 导纳分解为受 ED 和 SD 单独影响或共同耦合影响的三个部分, 具体表达式见附录。进一步通过导纳微分运算得到 GFL 导纳分解后的微分表达式为

$$\begin{cases} \mathbf{Y}_m^{\text{DQ}} = \mathbf{Y}_{me}^{\text{DQ}} + \mathbf{Y}_{me,s}^{\text{DQ}} + \mathbf{Y}_{ms}^{\text{DQ}} \\ \Delta \mathbf{Y}_m^{\text{DQ}} = \varepsilon_{me}^Y (\mathbf{Y}_{me}^{\text{DQ}} + \mathbf{Y}_{me,s}^{\text{DQ}}) + \varepsilon_{ms}^Y (\mathbf{Y}_{me,s}^{\text{DQ}} + \mathbf{Y}_{ms}^{\text{DQ}}) \end{cases} \quad (7)$$

式中,  $\mathbf{Y}_{me}^{\text{DQ}}$  为电磁导纳, 且只与 CCL 有关, 即只受 ED 影响;  $\mathbf{Y}_{ms}^{\text{DQ}}$  为同步导纳, 且只与 PLL 有关, 即只受 SD 影响;  $\mathbf{Y}_{me,s}^{\text{DQ}}$  为混合导纳, 且受到 CCL 和 PLL 共同耦合效应的影响;  $\varepsilon_{me}^Y$  和  $\varepsilon_{ms}^Y$  分别为导纳形式 EMAI 方法中归一化 ED 和 SD 特征参数扰动程度的标量。结合式 (6) 和式 (7) 即可计算 GFLm 的 ED 和 SD 对特征值  $\lambda_h$  的 ED 导纳参与因子  $\text{APF}_{me1}$  和 SD 导纳参与因子  $\text{APF}_{ms1}$ 。

## 2 扩展阻抗模态分析的统一

### 2.1 两种参与因子的统一性

MAI 方法通过  $\text{IPF}_m$  或  $\text{APF}_m$  评估电源  $m$  的参与程度, 但无法分析电源内部动态的影响。在此基础上, 针对 GFM 的电压源特性, 阻抗形式 EMAI 方法提出了用  $\text{IPF}_{me1}$  和  $\text{IPF}_{ms1}$  评估 GFM 内部 ED 和 SD 的参与程度。针对 GFL, 导纳形式 EMAI 方法提出了用  $\text{APF}_{me1}$  和  $\text{APF}_{ms1}$  评估 GFL 内部 ED 和 SD 的参与程度。然而, 考虑含有 GFM 和 GFL 的混合电源系统时, 如何使用 EMAI 方法还有待研究。本节将证明阻抗参与因子和导纳参与因子的等价性。

首先揭示全系统动态阻抗矩阵  $\mathbf{Z}_w$  和全系统动态导纳矩阵  $\mathbf{Y}_w$  的联系。从图 2 闭环反馈的输入输出关系可看出,  $\mathbf{Z}_w$  为电力系统常用的节点阻抗矩阵, 而  $\mathbf{Y}_N + \mathbf{Y}^{\text{DQ}} = \mathbf{Z}_w^{-1}$  为节点导纳矩阵。将图 1 电源的等效电压源和等效阻抗交换位置, 电路的电压电流关系依旧满足原先的闭环反馈关系, 如图 3 所示。

与电源连接到网络的节点  $o$  不同, 图 3 增加了节点  $o'$  表示电源  $o$  的内电动势节点, 因此  $\mathbf{Y}_w$  即表示所有电源内电动势节点的节点导纳矩阵。此外, 直接建立包含电源网络节点  $o$  ( $o=1, 2, \dots, n$ ) 和电源内电动势节点  $o'$  ( $o'=1', 2', \dots, n'$ ) 的扩展节点导纳矩阵  $\mathbf{Y}$  为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Y}^{\text{DQ}} & -\mathbf{Y}^{\text{DQ}} \\ -\mathbf{Y}^{\text{DQ}} & \mathbf{Y}_N + \mathbf{Y}^{\text{DQ}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{U}_L \\ \Delta \mathbf{U}_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{I}_L \\ \mathbf{0}_{2n \times 1} \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中,  $\mathbf{0}_{2n \times 1}$  为  $2n \times 1$  阶全零矩阵;  $\Delta \mathbf{U}_L$  和  $\Delta \mathbf{I}_L$  分别

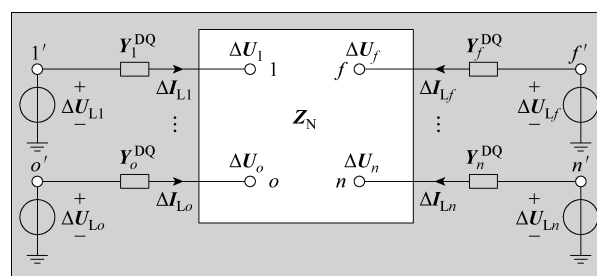


图 3 全系统动态导纳矩阵的等效模型

Fig.3 Equivalent model of the whole-system dynamic admittance matrix

为图 1 和图 3 中的等效电压源和内电动势节点等效注入电流;  $\Delta \mathbf{U}_N$  为母线电压。电源等效为戴维南模型, 故网络母线节点注入电流为零。

将式 (8) 中所有网络母线节点消去, 得

$$\begin{aligned} \left[ \mathbf{Y}^{\text{DQ}} - \mathbf{Y}^{\text{DQ}} (\mathbf{Y}_N + \mathbf{Y}^{\text{DQ}})^{-1} \mathbf{Y}^{\text{DQ}} \right] \Delta \mathbf{U}_L &= \\ (\mathbf{Y}^{\text{DQ}} - \mathbf{Y}^{\text{DQ}} \mathbf{Z}_w \mathbf{Y}^{\text{DQ}}) \Delta \mathbf{U}_L &= \Delta \mathbf{I}_L \end{aligned} \quad (9)$$

结合图 1 和式 (9),  $\mathbf{Y}_w$  和  $\mathbf{Z}_w$  的关系为

$$\mathbf{Y}^{\text{DQ}} - \mathbf{Y}^{\text{DQ}} \mathbf{Z}_w \mathbf{Y}^{\text{DQ}} = \mathbf{Y}_w \quad (10)$$

这从物理结构上解释了  $\mathbf{Y}_w$  和  $\mathbf{Z}_w$  的关系。

此外, 利用式 (11) 所示矩阵求逆, 并采用求逆引理可将式 (2) 重新写为式 (12)。

$$(a + bd^{-1}c)^{-1} = a^{-1} - a^{-1}b(d + ca^{-1}b)^{-1}ca^{-1} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_w &= (\mathbf{E} + \mathbf{Y}^{\text{DQ}} \mathbf{Z}_N)^{-1} \mathbf{Y}^{\text{DQ}} = (\mathbf{E} + \mathbf{Y}^{\text{DQ}} \mathbf{E} \mathbf{Z}_N)^{-1} \mathbf{Y}^{\text{DQ}} \\ &= [\mathbf{E} - \mathbf{Y}^{\text{DQ}} (\mathbf{E} + \mathbf{Z}_N \mathbf{Y}^{\text{DQ}})^{-1} \mathbf{Z}_N] \mathbf{Y}^{\text{DQ}} \\ &= \mathbf{Y}^{\text{DQ}} - \mathbf{Y}^{\text{DQ}} \mathbf{Z}_w \mathbf{Y}^{\text{DQ}} \end{aligned} \quad (12)$$

式中,  $a$ 、 $b$ 、 $c$  和  $d$  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。

因此, 从数学矩阵变换的角度依旧可以证明  $\mathbf{Y}_w$  和  $\mathbf{Z}_w$  满足式 (10) 的关系。故  $\mathbf{Y}$  中第  $m$  个二阶对角矩阵  $\mathbf{Y}_{wm}$  可写为

$$\mathbf{Y}_{wm} = \mathbf{Y}_m^{\text{DQ}} - \mathbf{Y}_m^{\text{DQ}} \mathbf{Z}_{wm} \mathbf{Y}_m^{\text{DQ}} \quad (13)$$

将 Frobenius 内积用矩阵的迹重新表示, 即式 (3) 和式 (6) 的  $\text{IPF}_m$  和  $\text{APF}_m$  重新写为

$$\begin{cases} \text{IPF}_m = \left\langle -\text{Res}_{\lambda_h}^* \mathbf{Y}_{wm}, \mathbf{Z}_m^{\text{DQ}} (\lambda_h) \right\rangle \\ \quad = \text{tr} \left( -\text{Res}_{\lambda_h} \mathbf{Y}_{wm} \mathbf{Z}_m^{\text{DQ}} (\lambda_h) \right) \\ \text{APF}_m = \left\langle -\text{Res}_{\lambda_h}^* \mathbf{Z}_{wm}, \mathbf{Y}_m^{\text{DQ}} (\lambda_h) \right\rangle \\ \quad = \text{tr} \left( -\text{Res}_{\lambda_h} \mathbf{Z}_{wm} \mathbf{Y}_m^{\text{DQ}} (\lambda_h) \right) \end{cases} \quad (14)$$

式中,  $\text{tr}(\cdot)$  表示矩阵的迹。

对式(13)在特征值 $\lambda_h$ 处取留数,得

$$\begin{aligned} \text{Res}_{\lambda_h} \mathbf{Y}_{wm} &= \text{Res}_{\lambda_h} (\mathbf{Y}_m^{\text{DQ}} - \mathbf{Y}_m^{\text{DQ}} \mathbf{Z}_{wm} \mathbf{Y}_m^{\text{DQ}}) \\ &= -\mathbf{Y}_m^{\text{DQ}}(\lambda_h) \text{Res}_{\lambda_h} \mathbf{Z}_{wm} \mathbf{Y}_m^{\text{DQ}}(\lambda_h) \quad (15) \end{aligned}$$

注意到式(16)恒成立。

$$\mathbf{Y}_m^{\text{DQ}}(\lambda_h) \mathbf{Z}_m^{\text{DQ}}(\lambda_h) \equiv \mathbf{E} \quad (16)$$

矩阵乘积的迹与乘积的顺序无关,将式(15)代入式(14)的 $\text{IPF}_m$ 可得

$$\begin{aligned} \text{IPF}_m &= \text{tr}(\mathbf{Y}_m^{\text{DQ}}(\lambda_h) \text{Res}_{\lambda_h} \mathbf{Z}_{wm}) \\ &= \text{tr}(\text{Res}_{\lambda_h} \mathbf{Z}_{wm} \mathbf{Y}_m^{\text{DQ}}(\lambda_h)) = -\text{APF}_m \quad (17) \end{aligned}$$

因此,导纳参与因子和阻抗参与因子在数值上是互为相反数的。此外,对式(16)取微分可得

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{Y}_m^{\text{DQ}}(\lambda_h) \mathbf{Z}_m^{\text{DQ}}(\lambda_h) + \mathbf{Y}_m^{\text{DQ}}(\lambda_h) \Delta \mathbf{Z}_m^{\text{DQ}}(\lambda_h) &= \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ &= \varepsilon_m^Y \mathbf{Y}_m^{\text{DQ}}(\lambda_h) \mathbf{Z}_m^{\text{DQ}}(\lambda_h) + \mathbf{Y}_m^{\text{DQ}}(\lambda_h) \varepsilon_m^Z \Delta \mathbf{Z}_m^{\text{DQ}}(\lambda_h) \\ &= (\varepsilon_m^Y + \varepsilon_m^Z) \mathbf{E} \quad (18) \end{aligned}$$

式中, $\mathbf{0}_{2 \times 2}$ 为 $2 \times 2$ 阶全零方阵。

$\varepsilon_m^Y$ 和 $\varepsilon_m^Z$ 互为相反数,故用式(3)或式(6)计算电源整体动态的参与程度是一致的。

## 2.2 逆变器内部动态的统一参与分析

对于MAI方法, $\text{APF}_m$ 和 $\text{IPF}_m$ 的统一性表明,可以灵活地选择利用阻抗或导纳模型对电源的整体动态进行参与评估。因此,对IBR(无论是GFM还是GFL)进行整体动态参与评估时使用阻抗形式

MAI和导纳形式MAI均能达到一致的评估效果,这建立了连接IBR阻抗/导纳整体动态参与评估的桥梁,赋予了全系统动态建模更多的灵活性。

对于由MAI方法进一步发展而来的EMAI方法,通过对GFL的导纳或GFM的阻抗进行分解实现了对逆变器内部动态的分解,从而可以从 $\text{APF}_m$ (或 $\text{IPF}_m$ )中导出表征GFL(或GFM)内部动态ED和SD的参与因子 $\text{APF}_{me1}$ 和 $\text{APF}_{ms1}$ (或 $\text{IPF}_{me1}$ 和 $\text{IPF}_{ms1}$ )。值得注意的是,由导纳和阻抗计算电源整体动态参与评估具有一致性,故通过对IBR导纳或阻抗分解得到的内部动态参与因子也是一致的。因此,2.1节 $\text{APF}_m$ 和 $\text{IPF}_m$ 的统一性证明也建立了分析GFM和GFL的内部动态ED和SD的联系,即GFM的 $\text{APF}_{me1}$ 和 $\text{APF}_{ms1}$ 与GFL的 $\text{IPF}_{me1}$ 和 $\text{IPF}_{ms1}$ 在数值上是可比较的。因此,适用于GFM内部动态的阻抗形式EMAI方法和适用于GFL导纳形式的EMAI方法完成了统一,EMAI方法的适用范围扩展到了含GFM和GFL的混合电源电力系统。

综上所述,针对MAI的整体参与,统一用PF表示IPF或APF,即 $\text{PF}_m = \text{IPF}_m \vee \text{APF}_m$ ," $\vee$ "表示或者;针对EMAI的ED参与,统一用 $\text{PF}_{me1}$ 表示 $\text{IPF}_{me1}$ 或 $\text{APF}_{me1}$ ,即 $\text{PF}_{me1} = \text{IPF}_{me1} \vee \text{APF}_{me1}$ ;针对EMAI的SD参与,统一用 $\text{PF}_{ms1}$ 表示 $\text{IPF}_{ms1}$ 或 $\text{APF}_{ms1}$ ,即 $\text{PF}_{ms1} = \text{IPF}_{ms1} \vee \text{APF}_{ms1}$ 。对于MASS方法,通过累加不同动态的状态变量参与因子,从而得到表征ED和SD的参与因子 $\text{PF}_{me2}$ 和 $\text{PF}_{ms2}$ <sup>[31]</sup>。图4进一步总结了这一类模态分析方法的逻辑关系。

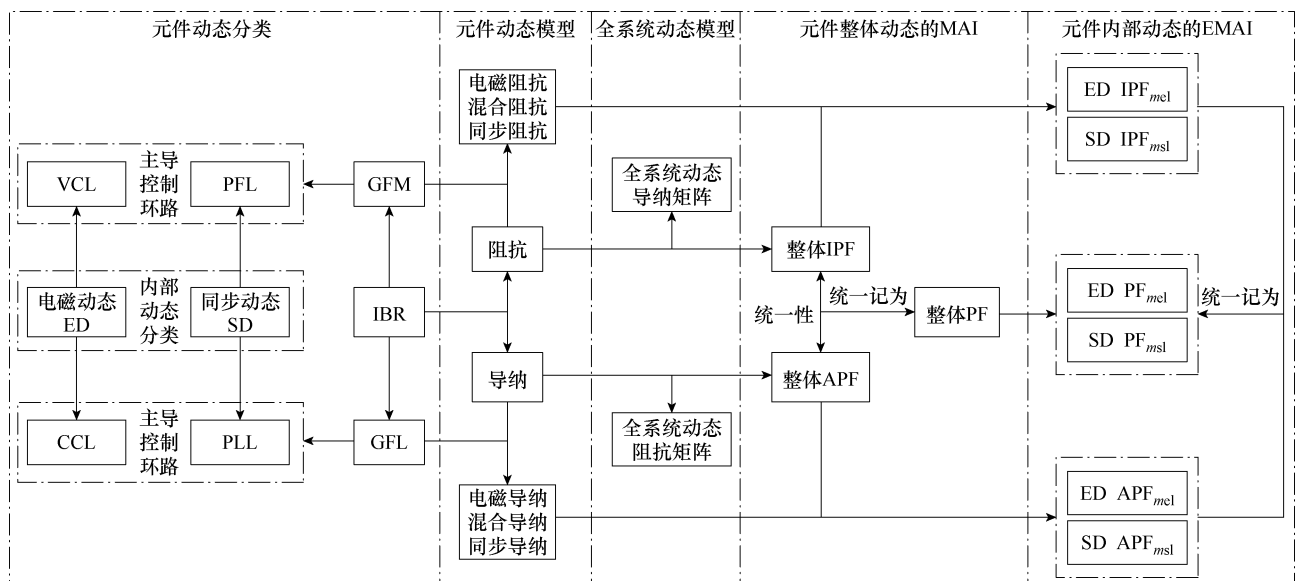


图4 元件参与分析方法逻辑关系

Fig.4 Component participation analysis method framework diagram

MASS 作为最经典的电力系统动态影响因素评估方法<sup>[27]</sup>, 在本文被用于验证 MAI 和 EMAI 方法鲁棒性。为了进一步对比 MAI、EMAI 和 MASS 计算出的参与因子, 比较不同方法的特点, 定义了参与比 (Participation Ratio, PR) 对不同方法得到的参与因子进行数值归一化, 如式 (19) 所示。下标  $l=1$  或 2 分别表示根据 EMAI 和 MASS 方法计算的参与因子或参与比。

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{PR}_m = \frac{|\text{PF}_m|}{\sum_{m=1}^n |\text{PF}_m|} \\ \text{PR}_{mel} = \frac{|\text{PF}_{mel}|}{\sum_{m=1}^n (|\text{PF}_{mel}| + |\text{PF}_{msl}|)} \\ \text{PR}_{msl} = \frac{|\text{PF}_{msl}|}{\sum_{m=1}^n (|\text{PF}_{mel}| + |\text{PF}_{msl}|)} \end{array} \right. \quad (19)$$

式中,  $|\cdot|$  表示取绝对值。

利用  $\text{PR}_{mel}$  和  $\text{PR}_{msl}$  确定影响系统稳定性的主导电源和电源内部主导动态, 继而计算参数参与因子 (Parameter Participation Factor, PPF) 确定影响动态的关键控制参数。PPF 本质上是特征值对控制参数的灵敏度 (偏导数), 因此可以通过 PPF 给出指导改善系统阻尼和提高系统稳定性的具体措施。实际应用时常常需要挑选 PPF 实部绝对值最大的控制参数, 因为该参数对于提高振荡模式的阻尼 (使振荡模式远离虚轴) 最为灵敏有效。所选参数的 PPF 实部为负/正则表明需要增大/减小该参数的数值。

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta\lambda_h = \left\langle -\text{Res}_{\lambda_h}^* \mathbf{Y}_{wm}, \frac{\partial \mathbf{Z}_m^{\text{DQ}}(\lambda_h)}{\partial \rho} \right\rangle \Delta\rho = \text{PPF} \cdot \Delta\rho \\ \Delta\lambda_h = \left\langle -\text{Res}_{\lambda_h}^* \mathbf{Z}_{wm}, \frac{\partial \mathbf{Y}_m^{\text{DQ}}(\lambda_h)}{\partial \rho} \right\rangle \Delta\rho = \text{PPF} \cdot \Delta\rho \end{array} \right. \quad (20)$$

### 3 频率支撑强度评估

#### 3.1 频率支撑裕度的构建

EMAI 方法实现了解耦分析逆变器内部动态对稳定性的影响。基于此, 本节针对逆变器的 SD, 定义评估逆变器频率支撑强度的性能指标: 频率支撑裕度 FSM。

考虑 GFM 的 SD 阻抗参与因子, 即联立式 (3) 和式 (4) 可得

$$\Delta\lambda_h = \left\langle -\text{Res}_{\lambda_h}^* \mathbf{Y}_{wm}, \mathbf{Z}_{me,s}^{\text{DQ}}(\lambda_h) + \mathbf{Z}_{ms}^{\text{DQ}}(\lambda_h) \right\rangle \quad (21)$$

对于 GFL, 联立式 (6) 和式 (7), 则有

$$\Delta\lambda_h = \left\langle -\text{Res}_{\lambda_h}^* \mathbf{Z}_{wm}, \mathbf{Y}_{me,s}^{\text{DQ}}(\lambda_h) + \mathbf{Y}_{ms}^{\text{DQ}}(\lambda_h) \right\rangle \quad (22)$$

式 (21) 和式 (22) 计算了 GFM 和 GFL 的 SD 引起的特征值  $\lambda_h$  的变化量  $\Delta\lambda_h$ 。考虑系统稳定的保守性,  $\Delta\lambda_h$  的最大数值  $|\Delta\lambda_h|_{\max}$  取特征值  $\lambda_h = \sigma_h + j\omega_h$  离虚轴的长度, 其中  $\sigma_h$  和  $\omega_h$  分别是  $\lambda_h$  的实部和虚部。则有

$$|\Delta\lambda_h|_{\max} = -\sigma_h \quad (23)$$

因此, GFM 或 GFL 的 SD 的扰动程度可记为

$$\frac{|\Delta\lambda_h|}{|\Delta\lambda_h|_{\max}} = \frac{|\Delta\lambda_h|}{-\sigma_h} \quad (24)$$

式 (24) 的倒数  $|\Delta\lambda_h|_{\max}/|\Delta\lambda_h|$  称为 SD 的扰动程度允许放大倍数。为了公平且充分地比较所有振荡模式, 在所有特征值中, 逆变器 SD 的扰动程度允许放大倍数的最小值被定义为频率支撑裕度 FSM, 即

$$\text{FSM} = \min_{\lambda_h \in \lambda} \left\{ \frac{|\Delta\lambda_h|_{\max}}{|\Delta\lambda_h|} \right\} = \min_{\lambda_h \in \lambda} \left\{ \frac{-\sigma_h}{|\Delta\lambda_h|} \right\} \quad (25)$$

式中,  $\min_{\lambda_h \in \lambda}$  表示特征值  $\lambda_h$  在所有特征值  $\lambda$  范围内求取表达式的最小值。值得注意的是, 这里需要排除为 0 的特征值 (实部虚部均为 0), 因为它们一般出现在系统不可观或不可控和系统状态变量存在冗余的情况。

结合式 (21) ~ 式 (25), 对于电源  $m$ , GFM 和 GFL 的 FSM 分别如式 (26) 和式 (27) 所示, 统一记为  $\text{FSM}_m$ 。

$$\text{FSM}_m = \min_{\lambda_h \in \lambda} \left\{ \frac{-\sigma_h}{\left| \left\langle -\text{Res}_{\lambda_h}^* \mathbf{Y}_{wm}, \mathbf{Z}_{me,s}^{\text{DQ}}(\lambda_h) + \mathbf{Z}_{ms}^{\text{DQ}}(\lambda_h) \right\rangle \right|} \right\} \quad (26)$$

$$\text{FSM}_m = \min_{\lambda_h \in \lambda} \left\{ \frac{-\sigma_h}{\left| \left\langle -\text{Res}_{\lambda_h}^* \mathbf{Z}_{wm}, \mathbf{Y}_{me,s}^{\text{DQ}}(\lambda_h) + \mathbf{Y}_{ms}^{\text{DQ}}(\lambda_h) \right\rangle \right|} \right\} \quad (27)$$

#### 3.2 频率支撑裕度的性质

FSM 通过 EMAI 方法推导而来, FSM 是一个无

量纲的数,具有直观的物理意义,表示逆变器 SD 的抗干扰能力。FSM 值越大,逆变器 SD 的参与程度越低,逆变器 SD 对外界扰动的灵敏度越低,则逆变器 SD 具有更强的抗干扰能力,因此逆变器具有更高的频率支撑强度和更大的频率稳定裕度。当 FSM 为负时,系统已经小信号不稳定,此时 FSM 越小表明逆变器的频率不稳定程度越高。

式(25)中特征值实部  $\sigma_h$  体现了系统的全局稳定性,而从式(21)和式(22)可知,  $\Delta\lambda_h$  结合了系统在逆变器  $m$  端口的局部等效信息 ( $Y_{wm}$  为整个系统在逆变器  $m$  所在回路的等效导纳,  $Z_{wm}$  为整个系统在逆变器  $m$  端口的等效阻抗),这体现了逆变器与电力网络的交互作用。式(21)或式(22)中的  $Z_{me,s}^{DQ}(\lambda_h) + Z_{ms}^{DQ}(\lambda_h)$  或  $Y_{me,s}^{DQ}(\lambda_h) + Y_{ms}^{DQ}(\lambda_h)$  则是表征 GFM 或 GFL 的 SD 的等效阻抗或导纳。因此,FSM 既包含了全局稳定信息,还从不同电源的不同视角观测系统频率稳定性,这有助于定位影响系统频率稳定性的动态主导电源,使系统运行人员可以深入洞察频率的空间分布特性,从而有针对性地提高系统局部频率支撑强度。

值得注意的是,FSM 作为频率支撑强度的新指标,重在刻画逆变器 SD 对扰动的抵抗能力,这只是频率强度的一个部分。更为全面的频率强度不仅包含频率支撑强度,还包含频率调节强度<sup>[12]</sup>,分析逆变器调频能力也是当前研究的热点<sup>[32-35]</sup>。

### 3.3 频率支撑裕度的计算原则

根据式(25)中的定义,FSM 的计算需要在所有特征值范围内求取。然而,在实际计算中,不同逆变器对各种振荡模式的灵敏度是不同的(即逆变器对不同振荡模式的参与程度不同)。同时,不同逆变器的 SD 对稳定性的影响程度也不同,这导致不同逆变器的频率振荡更容易被某些特定的振荡模式激发,即某些振荡模式的扰动更容易被观测到。因此,FSM 只需要在特定的振荡模式范围内计算即可。

首先,高频振荡通常会被线路很好的阻尼,这导致高频振荡不容易在网络中传播。因此高频振荡不在所考察的范围内。本文给出的案例研究中,只考虑了低于 200 Hz 的振荡模式。其次,只有具有较低阻尼的模式才更可能被激发,这些模式通常表现为系统极点图中更接近虚轴的极点或其所对应的相关参与因子很大。因此,通常不考虑远离虚轴且阻尼较大的模式,这大大缩小了特征值的选择范围。最后,FSM 是小信号的频率支撑强度指标,其应用依赖多个可信的工作点或者实时在线测量估算。

### 3.4 频率支撑裕度的计算复杂度

对于逆变器  $m$  而言,以 GFM 为例,单个频率支撑强度指标  $FSM_m$  的计算只需  $Z_{me,s}^{DQ} + Z_{ms}^{DQ}$ 、 $Y_{wm}$  和  $\sigma_h$ 。GFM 的整体阻抗记为  $Z_m^{DQ}$ ,系统其余部分在 GFM 端口的等效阻抗记为  $Z_{thm}$ 。根据图 1 中的电路关系,  $Y_{wm}^{-1} = Z_m^{DQ} + Z_{thm}$  成立。这意味着在大规模电力系统中,计算只需要连接到母线  $m$  的 GFM 阻抗和系统其余部分在该端口的等效阻抗。

式(4)中,  $Z_m^{DQ} = Z_{me}^{DQ} + Z_{me,s}^{DQ} + Z_{ms}^{DQ}$ 。文献[31]指出,  $Z_{me,s}^{DQ} + Z_{ms}^{DQ}$  可以从  $Z_m^{DQ}$  中分解得到,即将同步环的频率参考信号设置为恒定值,此时测量所得即  $Z_m^{DQ} = Z_{me,s}^{DQ} + Z_{ms}^{DQ}$ 。当然  $Z_{me,s}^{DQ} + Z_{ms}^{DQ}$  还可以灵活地选择通过文献[31]中的具体表达式模型驱动直接计算。因此,通过数据驱动计算  $FSM_m$  时,单个指标  $FSM_m$  的计算复杂度与系统规模解耦,即单个指标的计算复杂度等效为单机系统的计算复杂度。值得注意的是,FSM 在实时计算中的主要困难来源于对应母线端口的阻抗的测量。特征系统实现算法从系统暂态期间的时域数据识别阻抗模型<sup>[36]</sup>,开辟了一条利用时域数据(如 PMU 测量的数据)直接提取电源等效阻抗模型和系统其余部分在电源端口等效阻抗模型的途径,从而进一步实现 FSM 的计算。此外,一种并网逆变器 dq 阻抗抗箱辨识方法实现了基于并网逆变器端口电压、电流时域数据,对不同运行工作点下的 dq 阻抗进行在线辨识<sup>[37]</sup>。一种逆变器网络的机器学习框架<sup>[38]</sup>,能够在较为广泛的工作范围内刻画逆变器阻抗模型,即使数据有限,采用迁移学习,这种机器学习框架可以从基于物理的模型推断到真实世界的模型。

如果完全通过模型驱动的方法计算  $FSM_m$ ,则最耗时的步骤涉及矩阵乘法和求逆,其计算复杂度为  $O(n^3)$  或更小,这与潮流计算常用的牛顿拉夫逊方法的计算复杂度相同。故可能将该方法应用于大规模电力系统是可以接受的。综上所述,  $FSM_m$  计算简便,该方法在工程上具有较强的应用价值。

## 4 算例分析

本节通过三个不同规模的系统来展示所提方法的性能。单 GFM 和 GFL 连无穷大系统演示了 FSM 能够充分捕捉到不同时间尺度控制器、GFM 遇强电网和 GFL 遇弱电网引起的频率稳定性的能力。改造的 IEEE 14 母线系统用于验证 EMAI 在混合电源场景下的适用性,并展现了 FSM 在较大规模电力系统

中指导逆变器频率支撑强度提升的有效性。根据大量的仿真结果,初步认为  $FSM=1.5$  是区分 IBR 频率支撑强度强弱的划分。所有仿真模型和数据均使用开源软件包 Simplus Grid Tool 生成<sup>[10]</sup>。

4.1 单构网型逆变器连无穷大系统

附图 1 给出了 GFM 的控制结构。案例 1~7 的参数设置情况见表 1。表 1 中,案例 1~7 被分为了三组实验,其中案例 1 被设置为每组实验的基准案例。在案例 1、2 和 3 中只有电网阻抗  $Z_g$  发生改变,用以演示指标 FSM 能够反映 GFM 遇强电网的小信号不稳定性。在案例 1、4 和 5 中只有 VCL 比例增益  $K_p^{VCL}$  和积分增益  $K_i^{VCL}$  发生改变,在案例 1、6 和 7 中只有 PFL 下垂增益  $K^{PFL}$  发生改变,用以演示指标 FSM 能够反映 GFM 内部不同时间尺度控制器引起的小信号不稳定性。附表 2 给出了 GFM 其余参数的设置情况。

表 1 案例 1~7 的参数设置情况

Tab.1 Parameter settings of case 1 to 7

| 案例 | $Z_g(\text{pu})$ | $K_p^{VCL}$ | $K_i^{VCL}$ | $K^{PFL}(\text{pu})$ |
|----|------------------|-------------|-------------|----------------------|
| 1  | $0.02+j0.1$      | 0.3         | 7 068.583 5 | 0.08                 |
| 2  | $0.03+j0.15$     | 0.3         | 7 068.583 5 | 0.08                 |
| 3  | $0.04+j0.2$      | 0.3         | 7 068.583 5 | 0.08                 |
| 4  | $0.02+j0.1$      | 0.27        | 5 725.552 6 | 0.08                 |
| 5  | $0.02+j0.1$      | 0.24        | 4 523.893 4 | 0.08                 |
| 6  | $0.02+j0.1$      | 0.3         | 7 068.583 5 | 0.06                 |
| 7  | $0.02+j0.1$      | 0.3         | 7 068.583 5 | 0.04                 |

表 2 给出了案例 1~7 的 FSM 与取值的特征值(主导模式)。案例 1 的 FSM 对应的模式为  $2\pi(-1.16+j15.11)$ 。在 0.1 s 时,逆变器电压信号中添加幅值为 0.05(pu)且频率分别为 10.11、15.11、20.11 和 25.11 Hz 的扰动信号,不同扰动频率的 GFM

表 2 案例 1~7 的 FSM 与取值的特征值

Tab.2 FSM and eigenvalue points of case 1 to 7

| 案例 | FSM     | $\frac{\lambda}{2\pi}/\text{Hz}$ |
|----|---------|----------------------------------|
| 1  | 0.121 1 | $-1.16+j15.11$                   |
| 2  | 0.282 1 | $-1.91+j11.69$                   |
| 3  | 0.377 1 | $-2.11+j9.89$                    |
| 4  | 0.088 9 | $-0.91+j15.36$                   |
| 5  | 0.035 2 | $-0.38+j15.73$                   |
| 6  | 0.219 2 | $-1.68+j12.69$                   |
| 7  | 0.349 6 | $-2.04+j10.01$                   |

频率响应波形如图 5 所示。扰动信号频率为 15.11 Hz 时, GFM 的频率响应波形振荡幅值最大,这表明主导模式才能给 GFM 的 SD 造成最大的影响。除特殊说明外,后文所用扰动信号的幅值为 0.05(pu)且频率与 FSM 对应的主导模式相同(考虑到有功阶跃扰动的频谱不均匀,本文采用频谱单一的强迫振荡扰动,从而满足实验设置的公平性)。

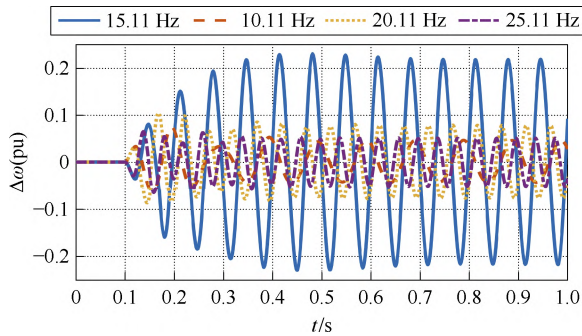
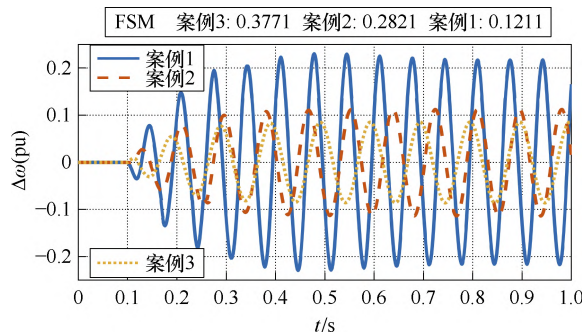


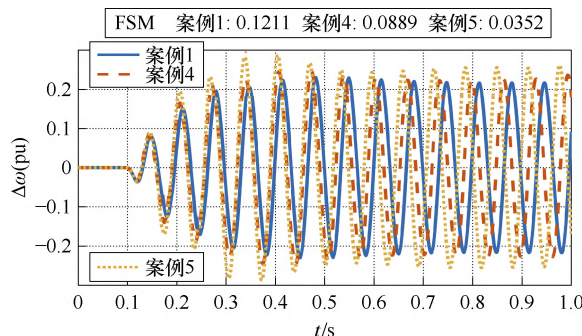
图 5 不同扰动频率的 GFM 响应波形

Fig.5 Response waveforms of GFM under different disturbance frequencies

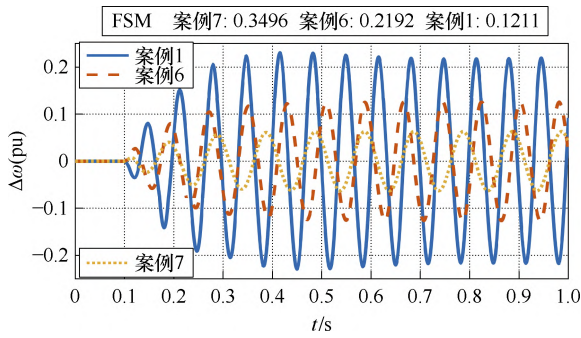
此外,图 6 给出了三组实验在不同条件下的振荡波形,振荡波形的幅值越大,表明 GFM 的频率支撑强度越弱。其中,较小的电网阻抗、较小的 VCL 比例增益和积分增益(较小的 VCL 带宽)以及较大的 PFL 下垂增益均会导致 GFM 的频率抗干扰能力下降,即频率支撑强度下降。仿真波形和 FSM 所表



(a) 案例 1、2 和 3



(b) 案例 1、4 和 5



(c) 案例 1、6 和 7

图 6 案例 1~7 的 GFM 响应波形

Fig.6 Response waveforms of GFM for case 1 to 7

示的频率支撑强度一致,充分说明了 FSM 具有对不同原因引起的 GFM 小信号不稳定的指示作用。

#### 4.2 单跟网型逆变器连无穷大系统

附图 2 给出了 GFL 的控制结构。案例 8~14 的参数设置情况见表 3。表 3 中,案例 8~14 被分为了三组实验,其中案例 8 被设置为每组实验的基准案例。在案例 8、9 和 10 中只有电网阻抗  $Z_g$  发生改变,用以演示指标 FSM 能够反映 GFL 遇弱电网的小信号不稳定性。在案例 8、11 和 12 中只有 CCL 比例增益  $K_p^{CCL}$  和积分增益  $K_i^{CCL}$  发生改变,在案例 8、13 和 14 中只有 PLL 比例增益  $K_p^{PLL}$  和积分增益  $K_i^{PLL}$  发生改变,用以演示指标 FSM 能够反映 GFL 内部不同时间尺度控制器引起的小信号不稳定性。附表 2 给出了 GFL 其余参数的设置情况。

表 3 案例 8~14 的参数设置情况

Tab.3 Parameter settings of case 8 to 14

| 案例 | $Z_g(\text{pu})$ | $K_p^{CCL}$ | $K_i^{CCL}$ | $K_p^{PLL}$ | $K_i^{PLL}$ |
|----|------------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| 8  | $0.1+j0.5$       | 0.168       | 73.890 3    | 94.247 8    | 2 220.660 9 |
| 9  | $0.07+j0.35$     | 0.168       | 73.890 3    | 94.247 8    | 2 220.660 9 |
| 10 | $0.04+j0.2$      | 0.168       | 73.890 3    | 94.247 8    | 2 220.660 9 |
| 11 | $0.1+j0.5$       | 0.186       | 90.572 1    | 94.247 8    | 2 220.660 9 |
| 12 | $0.1+j0.5$       | 0.204       | 108.950 4   | 94.247 8    | 2 220.660 9 |
| 13 | $0.1+j0.5$       | 0.168       | 73.890 3    | 62.831 9    | 986.960 4   |
| 14 | $0.1+j0.5$       | 0.168       | 73.890 3    | 31.415 9    | 246.740 1   |

表 4 给出了案例 8~14 的 FSM 与取值的特征值。案例 8 的 FSM 对应的模式为  $2\pi(-0.32+j18.06)$ 。在 0.1 s 时,逆变器电压信号中添加幅值为 0.05(pu)且频率分别为 13.06、18.06、23.06 和 28.06 Hz 的扰动信号,不同扰动频率的 GFL 频率响应波形如图 7 所示。扰动信号频率为 18.06 Hz 时,GFL 的频率响应波形振荡幅值最大,这表明主导模式才能给 GFL

的 SD 造成最大的影响。

表 4 案例 8~14 的 FSM 与取值的特征值

Tab.4 FSM and eigenvalue points of case 8 to 14

| 案例 | FSM     | $\frac{\lambda}{2\pi}/\text{Hz}$ |
|----|---------|----------------------------------|
| 8  | 0.060 9 | $-0.32+j18.06$                   |
| 9  | 0.494 8 | $-2.53+j22.22$                   |
| 10 | 1.691 5 | $-8.06+j29.87$                   |
| 11 | 0.199 3 | $-1.05+j20.58$                   |
| 12 | 0.350 9 | $-1.84+j23.21$                   |
| 13 | 0.402 8 | $-1.48+j16.83$                   |
| 14 | 1.602 1 | $-3.09+j15.81$                   |

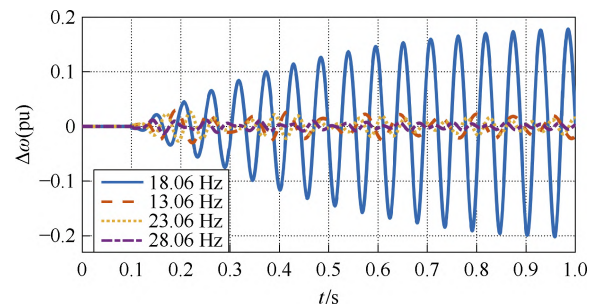
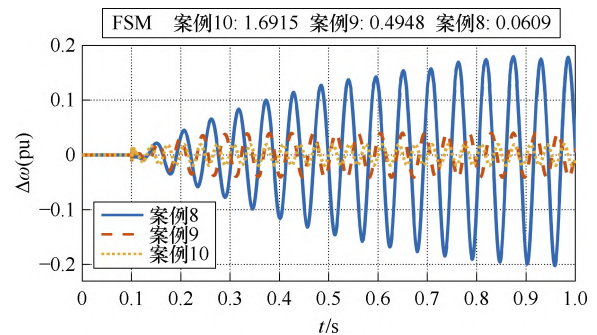


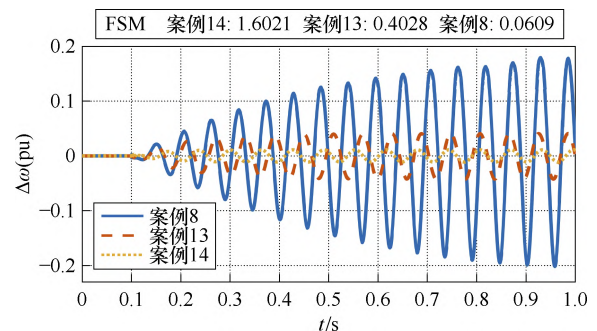
图 7 不同扰动频率的 GFL 响应波形

Fig.7 Response waveforms of GFL under different disturbance frequencies

此外,图 8 给出了三组实验在不同条件下的振荡波形,振荡波形的幅值越大,表明 GFL 的频率支



(a) 案例 8、9 和 10



(b) 案例 8、11 和 12

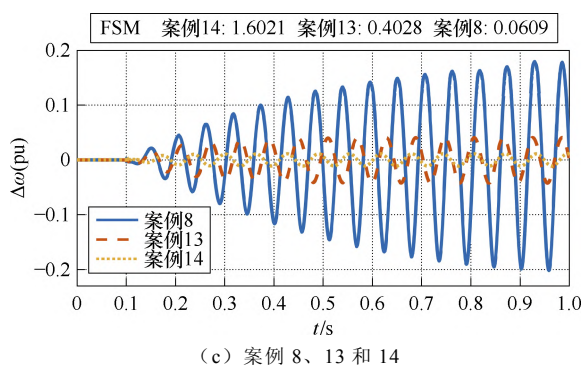


图 8 案例 8~14 的 GFL 响应波形

Fig.8 Response waveforms of GFL for case 8 to 14

撑强度越弱。其中,较大的电网阻抗、较小的 CCL 比例增益和积分增益(较小的 CCL 带宽)以及较大的 PFL 比例增益和积分增益(较大的 CCL 带宽)均导致 GFL 的频率支撑强度下降。仿真波形和 FSM 所表示的频率支撑强度一致,充分说明了 FSM 对辨识不同原因引起的 GFL 频率支撑强度变化的适用性。

### 4.3 改造 IEEE 14 母线系统

改造 IEEE 14 母线系统如图 9 所示。其中,母线 1 设置为无穷大母线,母线 2、3 和 5 连接 GFM,而母线 6、8 和 12 连接 GFL。除了 GFM3 的 PFL 下垂增益被设置为 0.03(pu),其余所有 GFM 和 GFL 的结构和参数如附图 1、附图 2 所示和见附表 2。

不同方法的 PR 计算结果如图 10 所示。对于模式 1, GFM 的 SD 参与程度很高,而 ED 参与程度很低。这表明模式 1 几乎只受 GFM 中 PFL 的影响,并且是由 GFM5 所主导。14 母线系统模式 1 的 IPF 和 APF 见表 5。表 5 中,IPF 和 APF 互为相反数,则验证了两种参与因子的统一性。MAI 只能对 IBR 的参与情况进行评估,因此缺乏对 IBR 内部动态进

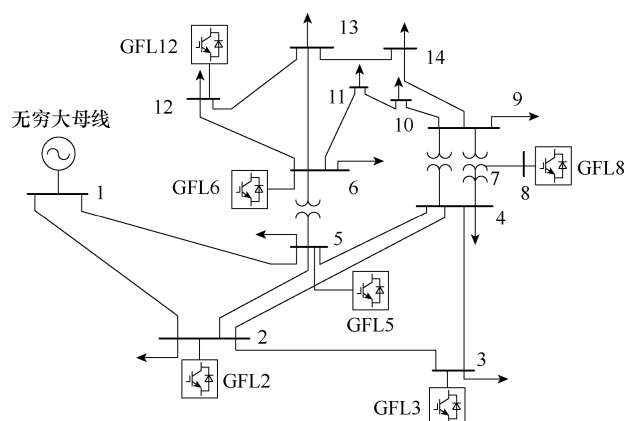
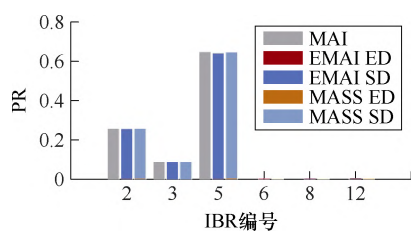
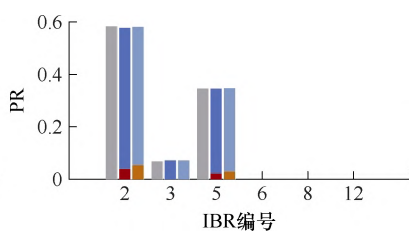
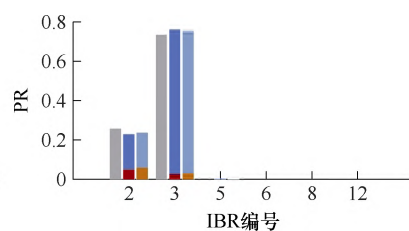
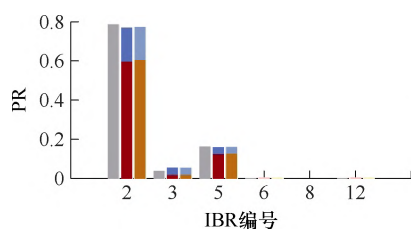
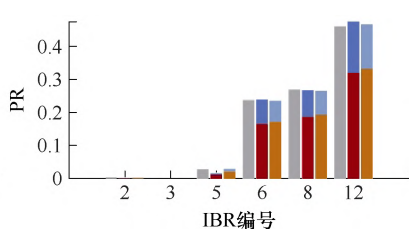
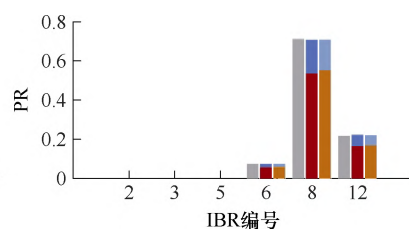


图 9 含 GFM 和 GFL 的改造 IEEE 14 母线系统

行细致分析的能力,而 EMAI 能够深入量化评估 IBR 不同内部动态的作用效果。图 10 中,EMAI 和 MASS 方法对于不同模式具有几乎相同高度的条形图,这验证了 EMAI 在不同电源和混合电源场景下的适用性。对于不同类型的 IBR,图 10 还表明随着振荡模式的频率下降,每个 GFM 或 GFL 中主导动态逐渐由 ED 向 SD 转变,与一般的认知一致。然而,大规模系统可能具有多个较弱阻尼的振荡模式,仅靠 EMAI 难以直接地评价不同 IBR 的频率支撑强度。

表 6 给出了 14 母线系统中不同 IBR 的 FSM 与取值的特征值,图 11 给出了不同 IBR 受到相同幅值扰动的振荡波形。在 GFM 中,GFM3 离无穷大母线的电气距离最远。根据 GFM 的强电网不稳定性,GFM3 预计频率支撑强度最高。然而 GFM3 的频率支撑强度反而最低,这是因为 GFM3 中 PFL 的下垂增益  $K^{PFL}$  被故意设置为 0.03(pu),远大于 GFM2 和 GFM3 的 0.005(pu)。

(a) 模式 1:  $2\pi(-2.44+j2.24)$ (b) 模式 2:  $2\pi(-1.92+j6.64)$ (c) 模式 3:  $2\pi(-1.53+j9.59)$ (d) 模式 4:  $2\pi(-6.66+j17.46)$ (e) 模式 5:  $2\pi(-0.12+j19.61)$ (f) 模式 6:  $2\pi(-3.65+j25.69)$

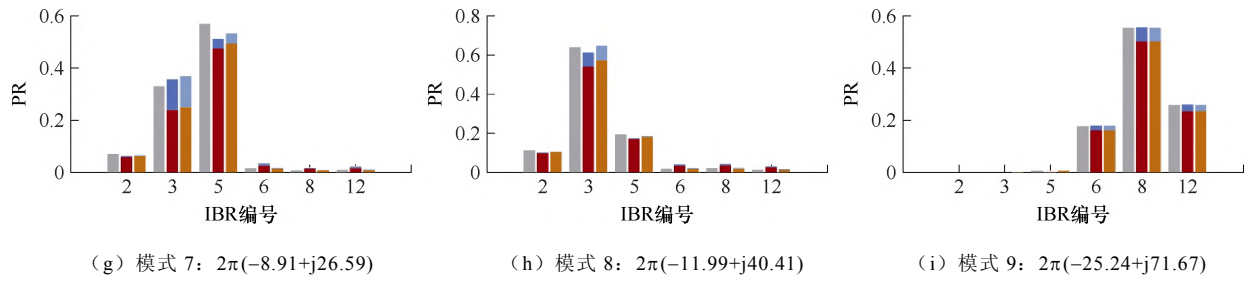


图 10 改造 14 母线系统 IBR 参与评估

Fig.10 Modified 14 bus system IBR participation assessment

表 5 14 母线系统模式 1 的 IPF 和 APF

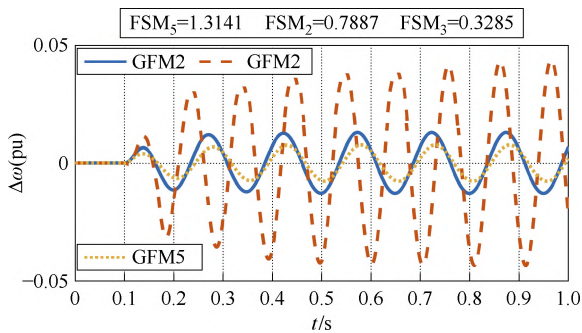
Tab.5 IPF and APF of mode 1 in 14-bus system

| IBR   | IPF               | APF                |
|-------|-------------------|--------------------|
| GFM2  | 0.061 6+j4.166 1  | -0.061 6-j4.166 1  |
| GFM3  | 0.036 6+j1.420 5  | -0.036 6-j1.420 5  |
| GFM5  | 0.220 9+j10.426 8 | -0.220 9-j10.426 8 |
| GFL6  | 0.029 9+j0.020 3  | -0.029 9-j0.020 3  |
| GFL8  | 0.027 3+j0.021 6  | -0.027 3-j0.021 6  |
| GFL12 | 0.038 2+j0.027 1  | -0.038 2-j0.027 1  |

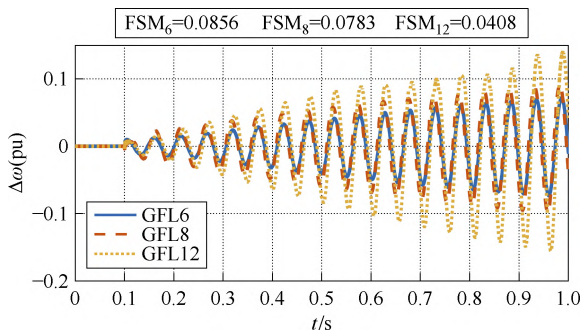
表 6 14 母线系统的 FSM 与取值的特征值点

Tab.6 FSM and eigenvalue points of 14-bus system

| IBR   | FSM     | $\frac{\lambda}{2\pi}/\text{Hz}$ |
|-------|---------|----------------------------------|
| GFM2  | 0.788 7 | -1.92+j6.64                      |
| GFM3  | 0.328 5 | -1.53+j9.59                      |
| GFM5  | 1.314 1 | -1.92+j6.64                      |
| GFL6  | 0.085 6 | -0.12+j19.61                     |
| GFL8  | 0.078 3 | -0.12+j19.61                     |
| GFL12 | 0.040 8 | -0.12+j19.61                     |



(a) 改造 IEEE 14 母线系统的 GFM 响应波形



(b) 改造 IEEE 14 母线系统的 GFL 响应波形

图 11 IBR 响应波形

Fig.11 IBR response waveforms

表 6 的 FSM 所表示的频率支撑强度和图 11 中不同 IBR 的不同频率响应波形结果一致，有效地验证了 FSM 在较大规模电力系统中的适用性。

在一个较大规模的系统中，优化系统整体的频

率稳定性需要从定位频率稳定性薄弱点和制定改善频率稳定措施两方面入手。首先所提 FSM 提示系统运行人员，系统频率支撑强度哪里弱和有多弱；其次 PPF 可以具体指导 IBR 控制参数向什么方向优化；最后根据调整前后的 FSM 验证优化措施的有效性。

具体地，GFL12 的 FSM 值最低，这表明 GFM12 是系统频率稳定的薄弱点。GFL6、GFL8 和 GFL12 的 FSM 取值点均是  $2\pi(-0.12+j19.61)$ ，并且由图 10e 可知，该模式主要受到 GFL 的影响。考虑对 GFL 的控制参数进行调整以改善频率支撑强度，表 7 给出了 GFL 中 CCL 比例增益  $K_p^{\text{CCL}}$  和积分增益  $K_i^{\text{CCL}}$  以及 PLL 比例增益  $K_p^{\text{PLL}}$  和积分增益  $K_i^{\text{PLL}}$  的 PPF。其中 GFL12 的 PPF 数值大于 GFL6 和 GFL8，这与图 10e 所表明的模式 5 由 GFL12 主导相一致。

表 7 14 母线系统模式 5 的 PPF

Tab.7 PPF of mode 5 in 14-bus system

| 符号                 | GFL6               | GFL8                | GFL12              |
|--------------------|--------------------|---------------------|--------------------|
| $K_p^{\text{CCL}}$ | -32.427 1-j3.615 7 | -32.582 1-j17.492 9 | -62.462 7+j9.872 9 |
| $K_i^{\text{CCL}}$ | -0.027 8+j0.263 4  | -0.140 4+j0.265 1   | 0.083 1+j0.506 5   |
| $K_p^{\text{PLL}}$ | 0.009 2+j0.073 5   | -0.018 9+j0.079 6   | 0.062 9+j0.142 4   |
| $K_i^{\text{PLL}}$ | 0.000 6-j0.000 1   | 0.000 6+j0.000 1    | 0.001 2-j0.000 5   |

由 PPF 的实部可知,对于 GFL12,在 CCL 提高 PI 控制器的比例增益以及在 PLL 中减小 PI 控制器的比例增益是不同控制环中改善系统稳定性的较好方式。因此,考虑措施 1 和 2 提高该模式阻尼。措施 1:将 GFL12 的 CCL 比例增益从 0.168 增加到 0.25 (增大约 50%);措施 2:将 GFL12 的 PLL 比例增益从 94.2478 减小到 46 (减小约 50%)。

图 12a 表明两种措施均使得模式 5 的阻尼得到了增强。表 8 给出了不同阻尼改善措施的 FSM 与取值的特征值。图 12b 表明两种阻尼改善措施均使得 GFM12 的频率支撑强度得到了很大的提升。此外,措施 2 振荡幅值最小表明措施 2 是更优的选择,与 FSM 所指示频率支撑强度一致,这充分展现了 FSM 在较大规模电力系统中指导 IBR 频率支撑强度提升的有效性。

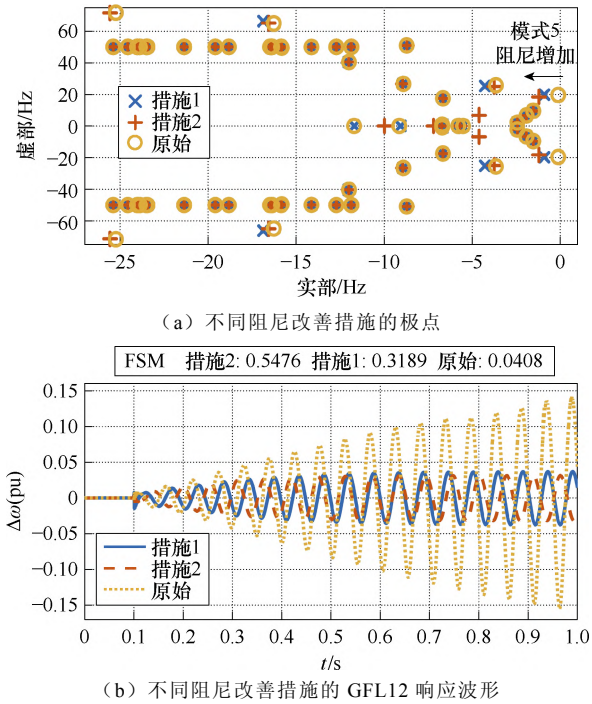


图 12 不同阻尼改善措施的极点和响应波形

Fig.12 Pole plots and response waveforms of different damping improvement measures

表 8 不同阻尼改善措施的 FSM

| Tab.8 FSM of different damping improvement measures |         |                                  |
|-----------------------------------------------------|---------|----------------------------------|
| 案例                                                  | FSM     | $\frac{\lambda}{2\pi}/\text{Hz}$ |
| 措施 1                                                | 0.318 9 | -0.91+j19.82                     |
| 措施 2                                                | 0.547 6 | -1.22+j18.32                     |

5 结论

本文提出了一种基于 EMAI 的 IBR 频率支撑强

度的量化评估方法。统一的 EMAI 使得分析不同类型 IBR 的内部 SD 不必限于选择特定的频率响应端口,可直接从广泛使用的阻抗/导纳模型中捕获。详细的仿真结果充分地说明了 FSM 可以反映 IBR 内部不同时间尺度控制器、GFM 遇强电网和 GFL 遇弱电网等不同原因导致的频率稳定问题。该方法适用于高比例 IBR 的新型电力系统,即使无法获得 IBR 的详细控制信息,也可以使用数据驱动技术进行计算,并且由于 FSM 计算简便,在实际工程中具有较好的应用价值。未来的工作重点是考虑频率支撑强度约束下的 IBR 优化配置和不同附加控制对 IBR 频率支撑强度的影响。

附 录

附表 1 本文所用缩写词

| App.Tab.1 The list of abbreviations used in this article |                                            |          |
|----------------------------------------------------------|--------------------------------------------|----------|
| 缩写                                                       | 英文全称                                       | 中文全称     |
| IBR                                                      | Inverter-Based Resource                    | 逆变器资源    |
| GFM                                                      | Grid-Forming Inverter                      | 构网型逆变器   |
| GFL                                                      | Grid-Following Inverter                    | 跟网型逆变器   |
| SD                                                       | Synchronous Dynamics                       | 同步动态     |
| ED                                                       | Electromagnetic Dynamics                   | 电磁动态     |
| PFL                                                      | Power Frequency Synchronization Loop       | 功率频率同步环  |
| VCL                                                      | Voltage Control Loop                       | 电压控制环    |
| PLL                                                      | Phase-Locked Loop                          | 锁相环      |
| CCL                                                      | Current Control Loop                       | 电流控制环    |
| PF                                                       | Participation Factor                       | 参与因子     |
| IPF                                                      | Impedance Participation Factor             | 阻抗参与因子   |
| APF                                                      | Admittance Participation Factor            | 导纳参与因子   |
| PPF                                                      | Parameter Participation Factor             | 参数参与因子   |
| PR                                                       | Participation Ratio                        | 参与比      |
| FSM                                                      | Frequency Support Margin                   | 频率支撑裕度   |
| MASS                                                     | Modal Analysis based on the State-Space    | 状态空间模态分析 |
| MAI                                                      | Modal Analysis based on Impedance          | 阻抗模态分析   |
| EMAI                                                     | Extended Modal Analysis based on Impedance | 扩展阻抗模态分析 |

GFMm 的阻抗分解如下

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{Z}_{me}^{DQ} = \mathbf{T}_{\theta_{m0}} \mathbf{Z}_{me}^{dq} \mathbf{T}_{\theta_{m0}}^{-1} \\ \mathbf{Z}_{me,s}^{DQ} = \frac{\mathbf{T}_{\theta_{m0}} \mathbf{Z}_{me}^{dq} \mathbf{K}_{mS}}{S_m^{\text{PFL}} \mathbf{T}_{\theta_{m0}}^{-1}} \\ \mathbf{Z}_{ms}^{DQ} = \frac{\mathbf{T}_{\theta_{m0}} \mathbf{K}_{mUU}}{S_m^{\text{PFL}} \mathbf{T}_{\theta_{m0}}^{-1}} \\ \mathbf{K}_{mS} = \begin{bmatrix} Q_m & 0 \\ P_m & 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{K}_{mUU} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -U_m^2 & 0 \end{bmatrix} \\ S_m^{\text{PFL}} = -Q_m - \frac{s(1+T_{mf}s)}{K_m^{\text{PFL}} \omega_0} \end{array} \right. \quad (\text{A1})$$

式中,  $\mathbf{Z}_{me}^{dq}$  为 GFM 的 dq 阻抗;  $\mathbf{K}_{mS}$  和  $\mathbf{K}_{mUU}$  分别为与稳态功率和电压相关的系数矩阵;  $S_m^{\text{PFL}}$  为与 PFL 参数相关的等效功率;  $K_m^{\text{PFL}}$  和  $T_{mf}=1/(2\pi f_{mf})$  分别为 PFL 的下垂增益和滤波时间常数;  $U_m$ 、 $P_m$  和  $Q_m$  分别为在公共耦合点测得的电压、有功功率和无功功率;  $u_{m0}^d = U_m$ 、 $u_{m0}^q = 0$ 、 $i_{m0}^d = P_m/U_m$  和  $i_{m0}^q = -Q_m/U_m$  分别为 d、q 轴电压、电流稳态值;  $\mathbf{T}_{\theta_{m0}}$  为由初始潮流分析确定的坐标变换矩阵。

GFLm 的导纳分解如下

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{Y}_{me}^{DQ} = \mathbf{T}_{\theta_{m0}} \mathbf{Y}_{me}^{dq} \mathbf{T}_{\theta_{m0}}^{-1} \\ \mathbf{Y}_{me,s}^{DQ} = \frac{\mathbf{T}_{\theta_{m0}} \mathbf{Y}_{me}^{dq} \mathbf{K}_{mU}}{U_m^{\text{PLL}} \mathbf{T}_{\theta_{m0}}^{-1}} \\ \mathbf{Y}_{ms}^{DQ} = \frac{\mathbf{T}_{\theta_{m0}} \mathbf{K}_{mI}}{U_m^{\text{PLL}} \mathbf{T}_{\theta_{m0}}^{-1}} \\ \mathbf{K}_{mU} = \begin{bmatrix} 0 & u_{m0}^q \\ 0 & -u_{m0}^d \end{bmatrix} \\ \mathbf{K}_{mI} = \begin{bmatrix} 0 & -i_{m0}^q \\ 0 & i_{m0}^d \end{bmatrix} \\ U_m^{\text{PLL}} = u_{m0}^d + \frac{s^2}{K_{mi}^{\text{PLL}} + sK_{mp}^{\text{PLL}}} \end{array} \right. \quad (\text{A2})$$

式中,  $\mathbf{Y}_{me}^{dq}$  为 GFL 的 dq 导纳;  $\mathbf{K}_{mU}$  和  $\mathbf{K}_{mI}$  分别为与稳态电压和电流相关的系数矩阵;  $U_m^{\text{PLL}}$  为与 PLL 参数相关的等效电压;  $K_{mp}^{\text{PLL}}$  和  $K_{mi}^{\text{PLL}}$  分别为 PLL 的比例增益和下垂增益。

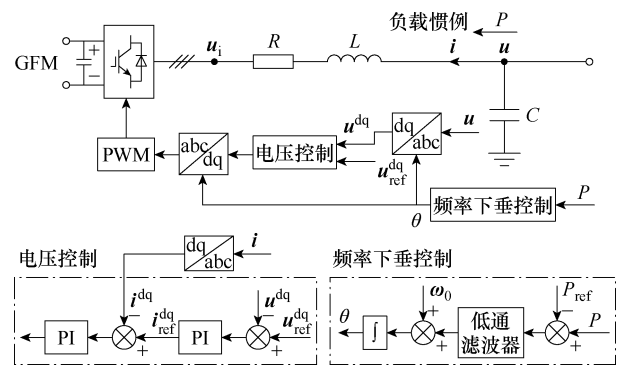
附表 2 逆变器基础参数

App.Tab.2 Basic inverter parameter

| 参 数                         | 数 值         |          |
|-----------------------------|-------------|----------|
|                             | GFM         | GFL      |
| CCL 比例增益 $K_p^{\text{CCL}}$ | 1.2         | 0.168    |
| CCL 积分增益 $K_i^{\text{CCL}}$ | 2 261.946 7 | 73.890 3 |
| VCL 比例增益 $K_p^{\text{VCL}}$ | 0.3         |          |
| VCL 积分增益 $K_i^{\text{VCL}}$ | 7 068.583 5 |          |
| PLL 比例增益 $K_p^{\text{PLL}}$ |             | 94.247 8 |

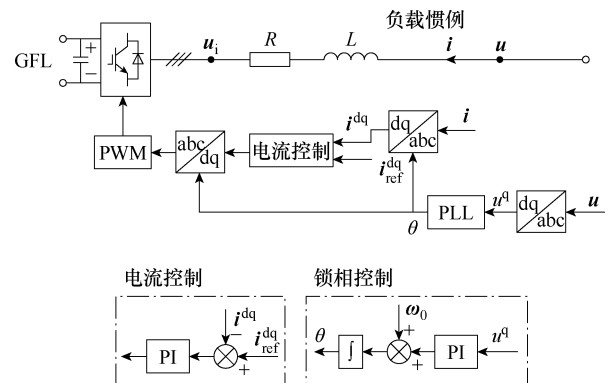
(续)

| 参 数                            | 数 值   |             |
|--------------------------------|-------|-------------|
|                                | GFM   | GFL         |
| PLL 积分增益 $K_i^{\text{PLL}}$    |       | 2 220.660 9 |
| PFL 下垂系数 $K^{\text{PFL}}$ (pu) | 0.005 |             |
| PFL 滤波带宽 $f_f/\text{Hz}$       | 5     |             |
| 滤波电阻 $R(\text{pu})$            | 0.01  | 0.01        |
| 滤波电感 $L(\text{pu})$            | 0.05  | 0.03        |
| 滤波电容 $C(\text{pu})$            | 0.05  |             |



附图 1 构网型逆变器结构

App.Fig.1 GFM structure



附图 2 跟网型逆变器结构

App.Fig.2 GFL structure

## 参考文献

- [1] Hong Qiteng, Khan M A U, Henderson C, et al. Addressing frequency control challenges in future low-inertia power systems: a great Britain perspective[J]. Engineering, 2021, 7(8): 1057-1063.
- [2] Sun Shitao, Lei Yu, Hao Guowen, et al. Transient damping of virtual synchronous generator for enhancing synchronization stability during voltage dips[J]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2024, 8(2): 143-151.

- [3] Pang Bo, Si Qi, Jiang Pan, et al. Review of the analysis and suppression for high-frequency oscillations of the grid-connected wind power generation system[J]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2024, 8(2): 127-142.
- [4] 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.
- [5] Hatziaargyriou 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.
- [6] Gu Yunjie, Green T C. Power system stability with a high penetration of inverter-based resources[J]. Proceedings of the IEEE, 2023, 111(7): 832-853.
- [7] 闵勇, 陈磊, 刘瑞阔, 等. 电力系统频率动态中惯量与惯量响应特性辨析[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(3): 855-868.
- Min Yong, Chen Lei, Liu Ruikuo, et al. Analysis on characteristics of inertia and inertial response in power system frequency dynamics[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(3): 855-868.
- [8] 胡光, 庄可好, 高晖胜, 等. 低惯量交流系统并网变流器次/超同步振荡分析[J]. 电工技术学报, 2024, 39(8): 2250-2264.
- Hu Guang, Zhuang Kehao, Gao Huisheng, et al. Sub/super synchronous oscillation analysis of grid connected converter in low inertia AC system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(8): 2250-2264.
- [9] 张怡静, 李智, 时艳强, 等. 基于储能惯量支撑的受端电网频率优化控制方法[J]. 电工技术学报, 2024, 39(11): 3556-3568.
- Zhang Yijing, Li Zhi, Shi Yanqiang, et al. Optimal frequency control method of receiving power grid based on energy storage inertia support[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(11): 3556-3568.
- [10] 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.
- [11] Hu Pengfei, Li Yujing, Yu Yanxue, et al. Inertia estimation of renewable-energy-dominated power system[J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2023, 183: 113481.
- [12] 孙华东, 赵兵, 徐式蕴, 等. 高比例电力电子电力系统强度的定义、分类及分析方法[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(18): 7039-7049.
- Sun Huadong, Zhao Bing, Xu Shiyun, et al. Definition, classification, and analysis method of the strength of power system integrated with high penetration of power electronics[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(18): 7039-7049.
- [13] 丁磊, 郭一忱, 鲍威宇, 等. 能量视角下的电力系统惯量[J]. 电力系统自动化, 2024, 48(8): 3-13.
- Ding Lei, Guo Yichen, Bao Weiyu, et al. Inertia of power systems from energy perspective[J]. Automation of Electric Power Systems, 2024, 48(8): 3-13.
- [14] 颜湘武, 贾焦心, 王德胜, 等. 基于  $P/\omega$  “导纳”的并联虚拟同步机功频响应建模与分析[J]. 电工技术学报, 2020, 35(15): 3191-3202.
- Yan Xiangwu, Jia Jiaoxin, Wang Desheng, et al. Modeling and analysis of active power-frequency response of parallel VSGs using a  $P/\omega$  “admittance”[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(15): 3191-3202.
- [15] 胡光, 高晖胜, 辛焕海, 等. 考虑惯量模态特征的电力系统频率性能量化方法[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(22): 8559-8569.
- Hu Guang, Gao Huisheng, Xin Huanhai, et al. A Quantification method for frequency performance of power system considering modal feature of inertia[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(22): 8559-8569.
- [16] 马宁嘉, 谢小荣, 李浩志, 等. 计及频率动态分布性的新能源机组惯量需求分析[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(9): 3500-3508.
- Ma Ningjia, Xie Xiaorong, Li Haozhi, et al. Inertial requirements for renewable energy units considering the space-time distribution characteristics of frequency[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(9): 3500-3508.
- [17] Yang Deyou, Wang Bo, Cai Guowei, et al. Data-

- driven estimation of inertia for multiarea interconnected power systems using dynamic mode decomposition[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2021, 17(4): 2686-2695.
- [18] Linaro D, Bizzarri F, del Giudice D, et al. Continuous stimulation of power system inertia using convolutional neural networks[J]. Nature Communications, 2023, 14: 4440.
- [19] 刘其泳, 于之虹, 张璐路, 等. 基于惯量比的电网频率支撑能力在线评估方法[J]. 电网技术, 2023, 47(2): 493-502.
- Liu Qiyong, Yu Zhihong, Zhang Lulu, et al. Online frequency support capacity assessment of power grid based on inertia ratio[J]. Power System Technology, 2023, 47(2): 493-502.
- [20] Abouyehia M, Egea-Álvarez A, Aphale S S, et al. Novel frequency-domain inertia mapping and estimation in power systems using wavelet analysis[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2025, 40(3): 2557-2567.
- [21] 马燕峰, 李金媛, 王子建, 等. 基于量测数据的新能源电力系统区域等效惯量评估方法[J]. 电工技术学报, 2024, 39(17): 5406-5421.
- Ma Yanfeng, Li Jinyuan, Wang Zijian, et al. Assessment method of regional equivalent inertia of new energy power system based on measured data[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(17): 5406-5421.
- [22] 胡光, 高晖胜, 辛焕海, 等. 考虑电压动态的电力系统频率强度量化方法[J]. 电力系统自动化, 2024, 48(8): 67-78.
- Hu Guang, Gao Huisheng, Xin Huanhai, et al. Quantification method for power system frequency strength considering voltage dynamics[J]. Automation of Electric Power Systems, 2024, 48(8): 67-78.
- [23] 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.
- [24] Zhong Weilin, Tzounas G, Milano F. Improving the power system dynamic response through a combined voltage-frequency control of distributed energy resources[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2022, 37(6): 4375-4384.
- [25] Ai Cheng, Li Yitong, Zhao Ziwen, et al. An extension of grid-forming: a frequency-following voltage-forming inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(10): 12118-12123.
- [26] Fang Jingyang, Li Hongchang, Tang Yi, et al. On the inertia of future more-electronics power systems[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(4): 2130-2146.
- [27] Kundur P. Power System Stability and Control[M]. New York: McGraw-Hill, Inc, 1994.
- [28] 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.
- [29] 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, 2021, 37(1): 343-353.
- [30] 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, 2022, 38(2): 1642-1654.
- [31] 郑乐, 郑佳杰. 构网型逆变器内部动态的扩展阻抗模态分析[J]. 电工技术学报, 2025, 40(9): 2712-2723, 2737.
- Zheng Le, Zheng Jiajie. Extended impedance modal analysis of internal dynamics in grid-forming inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(9): 2712-2723, 2737.
- [32] 徐政. 新型电力系统背景下电网强度的合理定义及其计算方法[J]. 高电压技术, 2022, 48(10): 3805-3819.
- Xu Zheng. Reasonable definition and calculation method of power grid strength under the background of new type power systems[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(10): 3805-3819.
- [33] 张祥宇, 胡剑峰, 付媛, 等. 风储联合系统的虚拟惯量需求与协同支撑[J]. 电工技术学报, 2024, 39(3): 672-685.
- Zhang Xiangyu, Hu Jianfeng, Fu Yuan, et al. Virtual inertia demand and collaborative support of wind power and energy storage system[J]. Transactions of

- China Electrotechnical Society, 2024, 39(3): 672-685.
- [34] 阮益闽, 宗启航, 姚伟, 等. 计及典型控制的风电场调频能力量化评估及影响因素分析[J]. 电力系统自动化, 2024, 48(8): 42-52.
- Ruan Yimin, Zong Qihang, Yao Wei, et al. Quantitative assessment and analysis of influencing factors on frequency regulation capability of wind farms considering typical control[J]. Automation of Electric Power Systems, 2024, 48(8): 42-52.
- [35] 赵冬梅, 宋晨铭, 冯向阳, 等. 100%新能源场景下考虑频率稳定约束的源网荷储一体化系统储能优化配置[J]. 电工技术学报, 2025, 40(7): 2146-2161.
- Zhao Dongmei, Song Chenming, Feng Xiangyang, et al. The optimal configuration of energy storage in the source-grid-load-storage integrated system considering frequency stability constraints in 100% new energy scenarios[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(7): 2146-2161.
- [36] 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.
- [37] 吴滨源, 李建文, 李永刚, 等. 并网逆变器 dq 阻抗灰箱辨识方法与应用[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(4): 1534-1546.
- Wu Binyuan, Li Jianwen, Li Yonggang, et al. Gray-box identification method of grid-connected inverters dq impedance and its applications[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(4): 1534-1546.
- [38] Li Yufei, Liao Yicheng, Zhao Liang, et al. Machine learning at the grid edge: data-driven impedance models for model-free inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(8): 10465-10481.
- 
- 作者简介**
- 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
- 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)

## Quantitative Evaluation of Inverter Frequency Support Strength Based on Extended Impedance Modal Analysis

Zheng Jiajie Zheng Le Lin Jiajian Xu Hui Liu Chongru

(State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources

North China Electric Power University Beijing 102206 China)

**Abstract** With the large-scale integration of high-proportion inverter-based resources (IBRs), the synchronous dynamic (SD) characteristics of modern power systems have undergone significant changes. The reduction in system equivalent inertia results in more severe frequency fluctuations, posing new challenges to frequency security and stability. Based on flexible control algorithms, these IBRs are mainly categorized into grid-forming inverters (GFMs) and grid-following inverters (GFLs). The distinct external characteristics of GFMs and GFLs further complicate the analysis of frequency stability in power systems.

To quantitatively analyze the frequency support strength of IBRs, it is essential to consider the impact of various influencing factors on system stability. Modal Analysis based on the state-space model (MASS) quantifies the contribution of each state variable to a specific mode using the participation factor (PF). However, issues such as the black-box nature of the model and the curse of dimensionality limit its applicability in large-scale systems. Currently, impedance-based analysis methods have been widely discussed. Based on the whole-system dynamic admittance matrix and dynamic impedance matrix, the modal analysis based on impedance model (MAI) method introduces the impedance participation factor (IPF) and the admittance participation factor (APF). IPF and APF treat IBRs as a whole, considering their overall dynamic impact on system stability. As a result, MAI cannot provide detailed insights into the internal dynamics of IBRs.

To address the control characteristics of GFMs, the impedance-based extended modal analysis (EMAI)

method classifies the GFM dynamics into SD, dominated by the power frequency synchronization loop (PFL), and electromagnetic dynamics (ED), governed by the voltage control loop (VCL). For GFLs, the admittance-based EMAI method categorizes their dynamics into SD, dominated by the phase-locked loop (PLL), and ED, governed by the current control loop (CCL). However, the relationship between the impedance-based EMAI and the admittance-based EMAI remains unclear. Moreover, in large-scale systems, multiple oscillatory modes with weak damping may exist, and the SD of different IBRs may contribute to these modes. As a result, EMAI alone may not be sufficient for directly and equitably assessing the frequency support capability of different IBRs.

This paper proposes an accurate evaluation method for IBR frequency support strength based on EMAI. First, the unification of the IPF and APF is demonstrated, thereby extending the applicability of the EMAI method to analyze the internal ED and SD of IBRs in hybrid power systems that contain GFMs and GFLs. Subsequently, based on EMAI, the maximum perturbation level of the dominant SD mode in IBRs is calculated to define the frequency support margin (FSM), which determines the frequency support strength of IBRs. Then, FSM is used to analyze the impact of different improvement measures on the frequency support strength of IBRs. Finally, simulations of a single GFM/GFL infinite system and a modified IEEE 14-bus system are conducted. Depending on data availability, the proposed method can adopt either a data-driven or model-driven approach, making it highly applicable in engineering practice.

The unified EMAI enables the analysis of internal SD in different types of IBRs, without being restricted to specific frequency response ports, allowing for direct extraction from widely used impedance/admittance models. For GFMs, lower grid impedance, reduced proportional and integral gains of the VCL (narrower VCL bandwidth), and higher PFL droop gains lead to a decrease in frequency support strength. For GFLs, higher grid impedance, reduced proportional and integral gains of the CCL (resulting in a narrower CCL bandwidth), and increased proportional and integral gains of the PFL (resulting in a wider CCL bandwidth) contribute to a reduction in frequency support strength.

**Keywords:** Frequency support strength, synchronous dynamic, participation factor, anti-disturbance capability, impedance model

(编辑 陈 诚)