DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.3.4 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

基于谐波状态空间多变流器并网系统建模及稳定性分析

万钰锡[1](中国电源学会学生会员)，李 寅[2]，林顺富[1]
(1.上海电力大学电气工程学院，上海 200090；2.国网上海市电力公司浦东供电公司，上海 200120)

摘要：为解决新能源多变流器并网系统MGCCS(multiple grid-connected-converter system)中的电能质量相关问题，首先基于谐波状态空间HSS(harmonic state space)方法建立MGCCS的串联和并联模型。HSS模型考虑了开关过程中的高频分量，其内部的Toeplitz矩阵能够有效捕捉变流器内部的谐波耦合。在建立MGCCS串联和并联HSS模型的基础上，引入虚拟电阻改进模型，并考虑电网阻抗的影响，以模拟多变流器并网系统。通过对状态矩阵的特征值分析，对多变流器互联系统的谐波稳定性进行研究。研究深入分析了主电路和控制器参数对谐波不稳定性的影响，预测谐波不稳定模式的振荡频率。MATLAB/Simulink仿真结果及RT-LAB实验结果验证了基于HSS改进模型的正确性以及谐波稳定性分析的准确性。

关键词：多变流器并网系统；谐波状态空间；谐波稳定性；谐波交互

Modeling and Stability Analysis of Multiple Grid-connected-converter System Based on Harmonic State Space

WAN Yuxi[1], *Student Member*, *CPSS*, LI Yin[2], LIN Shunfu[1]
(1. College of Electrical Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China; 2. Pudong Power Supply Company, State Grid Shanghai Municipal Electric Power Company, Shanghai 200120, China)

Abstract: To address the power quality issues in a multiple grid-connected-converter system (MGCCS) for renewable energy, the series and parallel models of MGCCS are established at first based on the harmonic state space (HSS) method. The HSS models account for high-frequency components during the switching process, with its internal Toeplitz matrix effectively capturing the harmonic coupling within the converters. Based on the series and parallel HSS models of MGCCS, a virtual resistor is introduced to improve the model, and the impact of grid impedance is considered to simulate the multi-converter grid-connected system. In addition, the harmonic stability of this system is investigated by analyzing the eigenvalues of the state matrix. The influences of main circuit and controller parameters on the harmonic instability are analyzed in depth, and the oscillation frequencies in harmonic instability modes are predicted. Simulation results based on MATLAB/Simulink and RT-LAB experimental results validate the accuracy of the improved HSS models and the harmonic stability analysis.

Keywords: Multiple grid-connected-converter system (MGCCS); harmonic state space (HSS); harmonic stability; harmonic interaction

收稿日期：2024-11-28；**修回日期**：2025-01-06，2025-02-11，2025-02-25；**录用日期**：2025-03-14；**网络首发日期**：2025-04-24
基金项目：国家自然科学基金资助项目(51977127)；上海市教育委员会“曙光计划”资助项目(20SG52)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 51977127; Shanghai Municipal Education Commission “Shuguang Program” under the grant 20SG52.

将电力电子变流器接入电网会出现电能质量相关问题，在多变流器并网系统MGCCS(multiple grid-connected-converter system)中进行谐波稳定性分析，对于改善谐波电压和电流畸变以及抑制谐波振荡具有重要意义。

在针对改善多变流器输出电能质量的研究中，

文献[1]提出了 1 种谐波补偿的控制策略，并设计了补偿谐波的分配方法；文献[2]提出了 1 种分段式提升光伏逆变器运行范围的改进控制策略。在采用谐波状态空间 HSS(harmonic state space)进行建模时，研究者们常面临状态变量阶数高、建模过程复杂等难题。在此背景下，文献[3]取得了突破性进展，其通过定义谐波传递函数的增益函数为中心列向量的范数，并严格推导了增益函数与截断阶数之间的误差界，为截断谐波传递函数提供了科学的依据。尽管 HSS 建模相较于阻抗建模在数学上更为复杂，但其独特优势在于能够全面且准确地捕捉系统的动态信息。HSS 模型不仅能够详尽描述系统在动态状态下的行为特征，包括谐波分量的动态变化，还能够敏锐捕捉高次谐波分量的动态特性，并深入分析谐波之间的复杂耦合关系。文献[4]针对模块化多电平换流器给出了详细的建模过程并进行了稳定性的分析；文献[5]针对三相逆变器并网系统运用谐波状态空间建模并给出了详细的建模过程，通过计算小信号 HSS 模型的特征值判断系统的稳定性,分析了控制器参数变化对系统稳定性的影响；文献[6]提出了 1 种 HSS 模型移相降维方法，定义相移矩阵将 LCC 交直流侧数学关系进行移相变换，推导出交直流电压、电流转换关系的简化方程，进而建立了 LCC-HVDC 系统的降维 HSS 模型。谐波交互与稳定性的研究相辅相成，二者的研究都能提升电力系统的供电质量。文献[7]指出，在多并联逆变器系统中，逆变器与电网阻抗之间的耦合可能加剧谐波振荡，导致系统不稳定，并提出了一种定量方法；在变流器并网系统的稳定性研究中，文献[8]针对小干扰稳定性分析策略从单变流器并网系统 SGCCS (single grid-connected-converter system)开始介绍并拓展到 MGCCS 领域，对现有分析方法的基本原理及应用范围进行分类、归纳和总结；文献[9]针对多变流器并网系统的稳定性问题提出了 1 种有效的判据；文献[10]基于等效电网阻抗概念将多逆变器并网系统稳定性分析解耦为各个单逆变器的稳定性分析，提出了针对提升系统稳定性的控制策略；文献[11]基于频域阻抗网络模型对交直流微电网建模，分析了振荡机理与关键影响因素。

虽然文献[5]中详细分析了逆变器的建模过程并进行稳定性研究，但没有考虑变流器并联的状况；文献[12]对多变流器系统的谐波交互分析做出了贡献，但未考虑多变流器级联引起的谐波稳定性问题；文献[13]利用阻抗分析方法研究了带 L 型和 LCL 型滤波器的三相平衡电压源型逆变器，重点分析了控制器、并网逆变器与电网之间交互引起的谐波不稳定性，但未涉及多逆变器情况下的谐波交互问题。为了解决谐波稳定性问题，本文提出以下改进措施：通过应用调制函数的谐波系数矩阵，改进 HSS 模型，改进后的 HSS 模型更适用于 MGCCS 的谐波不稳定性分析。在公共耦合点 PCC(point of common coupling)与接地点之间引入虚拟电阻 R_{N}，当 R_{N} 足够大时可以显著简化方程，并减少谐波耦合的复杂性，并且 MGCCS 的 HSS 模型可以包含子系统之间的交互信息。基于状态矩阵特征值分析方法，深入探讨了主电路和控制器参数对谐波不稳定性的影响，并预测了谐波不稳定模式的振荡频率。

1　基于谐波状态空间理论的多变流器并网系统建模

HSS 理论的核心思想是建立 1 个类比于线性时不变 LTI(linear time invariant)系统的线性周期时变 LTP(linear time periodic)动态系统，实现模型的定常化。LTP 系统状态空间模型定义为

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}}(t)=\boldsymbol{A}(t)\boldsymbol{x}(t)+\boldsymbol{B}(t)\boldsymbol{u}(t)\\ \boldsymbol{y}(t)=\boldsymbol{C}(t)\boldsymbol{x}(t)+\boldsymbol{D}(t)\boldsymbol{u}(t)\end{cases} \tag{1}$$

式中：$\boldsymbol{A}(t)$、$\boldsymbol{B}(t)$、$\boldsymbol{C}(t)$、$\boldsymbol{D}(t)$分别为谐波系数状态、输入、输出、前馈矩阵；$\boldsymbol{x}(t)$、$\boldsymbol{u}(t)$、$\boldsymbol{y}(t)$分别为系统的状态变量、输入变量、输出变量的向量形式。

通过傅里叶变换将时域信号变换为频域信号，即

$$\begin{cases}s\boldsymbol{X}=\left(\boldsymbol{A}-\boldsymbol{N}\right)\boldsymbol{X}+\boldsymbol{B}\boldsymbol{U}\\ \boldsymbol{Y}=\boldsymbol{C}\boldsymbol{X}+\boldsymbol{D}\boldsymbol{U}\end{cases} \tag{2}$$

$$\boldsymbol{N}=\mathrm{diag}\left[-\mathrm{j}n\omega_0,\cdots,-\mathrm{j}\omega_0,0,\mathrm{j}\omega_0,\cdots,\mathrm{j}n\omega_0\right] \tag{3}$$

式中：$\boldsymbol{A}$、$\boldsymbol{B}$、$\boldsymbol{C}$、$\boldsymbol{D}$ 分别为 $\boldsymbol{A}(t)$、$\boldsymbol{B}(t)$、$\boldsymbol{C}(t)$、$\boldsymbol{D}(t)$ 经傅里叶分解所得的谐波系数构成的托普利茨(Toeplitz)矩阵；$\boldsymbol{X}$、$\boldsymbol{Y}$、$\boldsymbol{U}$ 分别为 $\boldsymbol{x}(t)$、$\boldsymbol{u}(t)$、$\boldsymbol{y}(t)$ 的各次谐波傅里叶系数构成的向量；$\boldsymbol{N}$ 为微分运算得到的对角矩阵；ω_0 为频次展开选取的基础频率；n 为截断阶数。

矩阵 $\boldsymbol{A}$ 的形式为

$$\boldsymbol{A}=\boldsymbol{T}[A_{-n}\cdots,A_{-2},A_{-1},A_0,A_1,A_2,\cdots A_n]=\begin{bmatrix}\ddots&\vdots&\vdots&\vdots&\vdots&\vdots&\iddots\\ \cdots&A_0&A_{-1}&A_{-2}&A_{-3}&A_{-4}&\cdots\\ \cdots&A_1&A_0&A_{-1}&A_2&A_3&\cdots\\ \cdots&A_2&A_1&A_0&A_{-1}&A_{-2}&\cdots\\ \cdots&A_3&A_2&A_1&A_0&A_{-1}&\cdots\\ \cdots&A_4&A_3&A_2&A_1&A_0&\cdots\\ \iddots&\vdots&\vdots&\vdots&\vdots&\vdots&\ddots\end{bmatrix} \tag{4}$$

式中，$\boldsymbol{T}[]$为 Toeplitz 算子。

1.1 MGCCS 建模

MGCCS 拓扑结构如图 1 所示，两级式变流器的主电路分为整流电路和逆变电路，直流侧电源为新能源发电。图中：E_{dc} 为新能源发电的输出电压，其存在直流侧谐波扰动；S_{m} 为占空比的信号；i 为两级式变流器的并联个数。

根据电路原理建立单台两级式变流器主电路 DC-DC 侧状态空间方程为

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}I_{L_1}}{\mathrm{d}t}=\dfrac{1}{L_1}E_{\mathrm{dc}}-\dfrac{(1-S_{\mathrm{m}})}{L_1}V_{\mathrm{dc}}\\ \dfrac{\mathrm{d}V_{\mathrm{dc}}}{\mathrm{d}t}=\dfrac{1-S_{\mathrm{m}}}{C_1}I_{L_1}-\dfrac{1}{R_1C_1}V_{\mathrm{dc}}-\dfrac{1}{C_1}I_{\mathrm{dc}}\end{cases} \tag{5}$$

式中：L_1 为 DC-DC 升压侧储能电感；I_{L_1} 为 DC-DC 的输入电流；V_{dc} 为 DC-DC 的输出电压；C_1 为直流侧稳压电容；R_1 与 C_1 并联起到提升系统稳定性的作用；I_{dc} 为 DC-DC 的输出电流。

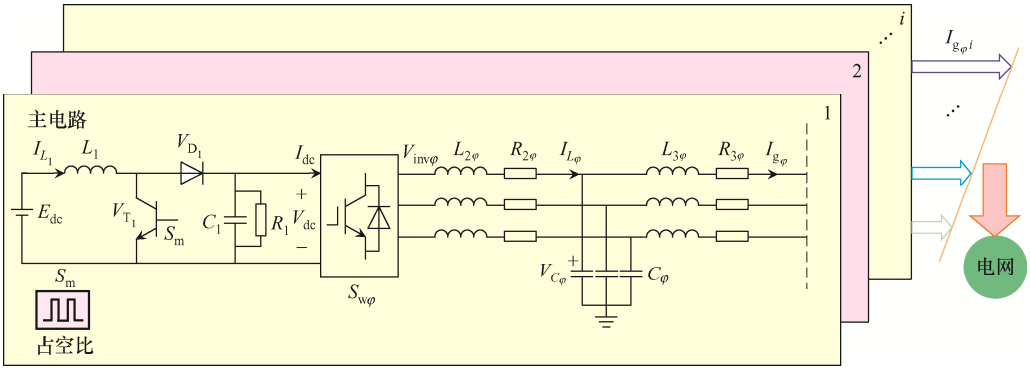


图 1 多变流器并网系统拓扑

Fig. 1 Topology of MGCCS

后级 DC-AC 逆变电路的状态空间方程为

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}I_{L_\varphi}}{\mathrm{d}t}=\dfrac{1}{L_{2\varphi}}V_{\mathrm{inv}\varphi}-\dfrac{R_{2\varphi}}{L_{2\varphi}}I_{L_\varphi}-\dfrac{1}{L_{2\varphi}}V_{C_\varphi}\\ \dfrac{\mathrm{d}I_{\mathrm{g}_\varphi}}{\mathrm{d}t}=-\dfrac{1}{L_{3\varphi}}V_{\mathrm{pcc}\varphi}-\dfrac{R_{3\varphi}}{L_{3\varphi}}I_{\mathrm{g}_\varphi}+\dfrac{1}{L_{3\varphi}}V_{C_\varphi}\\ \dfrac{\mathrm{d}V_{C_\varphi}}{\mathrm{d}t}=\dfrac{1}{C_\varphi}I_{L_\varphi}-\dfrac{1}{C_\varphi}I_{\mathrm{g}_\varphi}\end{cases} \tag{6}$$

$$\begin{cases}V_{\mathrm{inv}\varphi}=S_{\mathrm{w}\varphi}V_{\mathrm{dc}}\\ I_{\mathrm{dc}}=S_{\mathrm{wa}}I_{L_{\mathrm{a}}}+S_{\mathrm{wb}}I_{L_{\mathrm{b}}}+S_{\mathrm{wc}}I_{L_{\mathrm{c}}}\end{cases} \tag{7}$$

式中：I_{L_φ} 为 DC-AC 侧的电感电流；I_{g_φ} 为并网电流；$L_{2\varphi}$ 和 $R_{2\varphi}$ 分别为 DC-AC 侧的滤波电感和寄生电阻；$L_{3\varphi}$ 和 $R_{3\varphi}$ 分别为网侧滤波电感和网侧寄生电阻；C_φ 为滤波电容；V_{C_φ} 为 DC-AC 侧的电容两端电压；$V_{\mathrm{inv}\varphi}$ 为逆变后的输出电压；$V_{\mathrm{pcc}\varphi}$ 为 PCC 点电压；$S_{\mathrm{w}\varphi}$ 为开关函数；φ 表示 a、b、c 相。

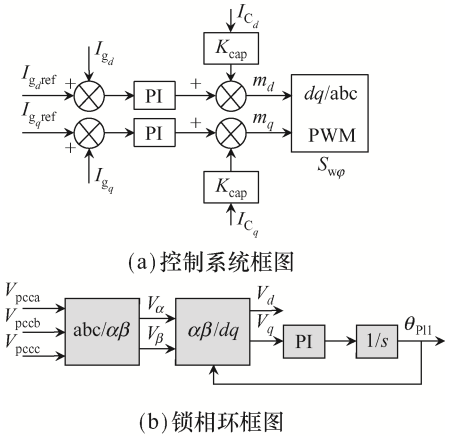
根据主电路的微分方程，可以列出状态空间方程为

$$\Delta\boldsymbol{X}_{\mathrm{m}}=(\boldsymbol{A}_{\mathrm{m}}-\boldsymbol{N})\boldsymbol{X}_{\mathrm{m}}+\boldsymbol{B}_{\mathrm{m}}\boldsymbol{U}_{\mathrm{m}} \tag{8}$$

式中，下标 m 代表主电路。其中主电路的状态变量和输入变量分别为

$$\begin{cases}\Delta\boldsymbol{X}_{\mathrm{m}}=[\Delta\boldsymbol{I}_{\mathrm{g}_\varphi},\Delta\boldsymbol{I}_{L_\varphi},\Delta\boldsymbol{V}_{C_\varphi},\Delta\boldsymbol{V}_{\mathrm{dc}},\Delta\boldsymbol{I}_{L_1}]\\ \Delta\boldsymbol{U}_{\mathrm{m}}=[\Delta\boldsymbol{V}_{\mathrm{pcc}\varphi},\Delta\boldsymbol{S}_{\mathrm{w}\varphi},\Delta\boldsymbol{S}_{\mathrm{m}},\Delta\boldsymbol{E}_{\mathrm{dc}}]\end{cases} \tag{9}$$

多变流器并网系统电流环控制系统及锁相环结构框图如图 2 所示。



(a) 控制系统框图

(b) 锁相环框图

图 2　多变流器并网系统电流环控制及锁相环框图

Fig. 2 Block diagram of current loop control and phase-locked loop of MGCCS

根据图 2(a)可列出控制器的状态空间方程为

$$\begin{cases} sX_{\mathrm{pi}d} = I_{\mathrm{g}_d\mathrm{ref}} - I_{\mathrm{g}_d} \\ sX_{\mathrm{pi}q} = I_{\mathrm{g}_q\mathrm{ref}} - I_{\mathrm{g}_q} \\ m_d = K_{\mathrm{P}}(I_{\mathrm{g}_d\mathrm{ref}} - I_{\mathrm{g}_d}) + K_{\mathrm{I}}X_{\mathrm{pi}d} - K_{\mathrm{cap}}I_{\mathrm{C}_d} - \\ \qquad (L_{2\varphi} + L_{3\varphi})\omega_0 I_{L_d} \\ m_q = K_{\mathrm{P}}(I_{\mathrm{g}_q\mathrm{ref}} - I_{\mathrm{g}_q}) + K_{\mathrm{I}}X_{\mathrm{pi}q} - K_{\mathrm{cap}}I_{\mathrm{C}_q} + \\ \qquad (L_{2\varphi} + L_{3\varphi})\omega_0 I_{L_q} \end{cases} \tag{10}$$

式中：$X_{\mathrm{pi}d}$、$X_{\mathrm{pi}q}$ 分别为电流环在 d、q 轴下的状态变量；I_{g_d}、I_{g_q} 分别为由 abc 坐标系转到 dq 坐标系的并网电流；$I_{\mathrm{g}_d\mathrm{ref}}$、$I_{\mathrm{g}_q\mathrm{ref}}$ 分别为 d、q 轴的参考电流；I_{C_d}、I_{C_q} 分别为 d、q 轴下的滤波电容电流；m_d、m_q 分别为 d、q 轴下的调制信号；K_{P}、K_{I} 分别为电流环中的比例增益系数和积分增益系数；K_{cap} 为电容电流的有源阻尼反馈系数；I_{L_d}、I_{L_q} 分别为 d、q 轴下 DC-AC 侧的电感电流。

锁相环结构如图 2(b)所示，图中：V_d、V_q 分别为 PCC 点电压的 d、q 轴分量；θ_{pll} 为锁相环得到的电网角度。所列出的锁相环的状态空间方程为

$$\begin{cases} sX_{\mathrm{pll}} = K_{\mathrm{plli}}V_q \\ s\theta_{\mathrm{pll}} = V_q K_{\mathrm{pllp}} + X_{\mathrm{pll}} \end{cases} \tag{11}$$

式中：X_{pll} 为锁相环的状态变量；K_{pllp}、K_{plli} 分别为锁相环中的比例增益系数和积分增益系数。

综上所述，可得到控制器的状态方程，在稳态工作点进行线性化处理，得到控制器的小信号模型为

$$\begin{cases} \Delta\dot{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{c}} = (\boldsymbol{A}_{\mathrm{c}} - \boldsymbol{N})\Delta\boldsymbol{X}_{\mathrm{c}} + \boldsymbol{B}_{\mathrm{c}}\Delta\boldsymbol{U}_{\mathrm{c}} \\ \Delta\boldsymbol{Y}_{\mathrm{c}} = \boldsymbol{C}_{\mathrm{c}}\Delta\boldsymbol{X}_{\mathrm{c}} + \boldsymbol{D}_{\mathrm{c}}\Delta\boldsymbol{U}_{\mathrm{c}} \end{cases} \tag{12}$$

式中，下标 c 代表控制环节。其中状态变量和输入变量分别为

$$\begin{cases} \Delta\boldsymbol{X}_{\mathrm{c}} = [\boldsymbol{X}_{\mathrm{pi}d}, \boldsymbol{X}_{\mathrm{pi}q}, \Delta\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{pll}}, \boldsymbol{X}_{\mathrm{pll}}] \\ \Delta\boldsymbol{U}_{\mathrm{c}} = [\Delta\boldsymbol{I}_{\mathrm{g}_d\mathrm{ref}}, \Delta\boldsymbol{I}_{\mathrm{g}_q\mathrm{ref}}, \Delta\boldsymbol{I}_{\mathrm{g}_\varphi}, \Delta\boldsymbol{I}_{L_\varphi}, \Delta\boldsymbol{V}_{\mathrm{pcc}\varphi}] \\ \Delta\boldsymbol{Y}_{\mathrm{c}} = [\Delta\boldsymbol{S}_{\mathrm{w}\varphi}] \end{cases} \tag{13}$$

式中：$\Delta\boldsymbol{X}_{\mathrm{c}}$ 为状态变量；$\Delta\boldsymbol{U}_{\mathrm{c}}$ 为输入变量；$\Delta\boldsymbol{Y}_{\mathrm{c}}$ 为输出变量。

利用模型间的变量关系，将主电路和控制电路组合成 1 个完整的 MGCCS 小信号模型。将控制环节中由输入变量表示的输出变量 $S_{\mathrm{w}\varphi}$ 代入主电路 HSS 模型，得到包含控制环节的两级式变流器 HSS 模型。

将单台 DC-DC、DC-AC、控制电路合成 1 个小信号状态空间方程，可得第 i 台包含控制环节在内的两级式变流器 HSS 模型，模型间的变量关系如图 3 所示。

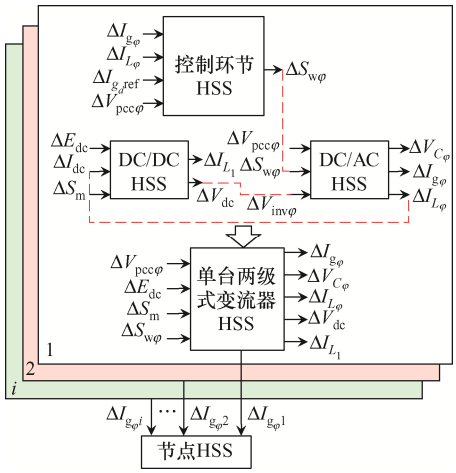


图 3　模型间变量关系

Fig. 3 Variable relationships between models

综上可得小信号状态空间方程为

$$\Delta\dot{\boldsymbol{X}}_i = (\boldsymbol{A}_i - \boldsymbol{N})\Delta\boldsymbol{X}_i + \boldsymbol{B}_i\Delta\boldsymbol{U}_i \tag{14}$$

$$\begin{cases} \Delta\boldsymbol{X}_i = [\Delta\boldsymbol{I}_{\mathrm{g}_\varphi i}, \Delta\boldsymbol{I}_{L_\varphi i}, \Delta\boldsymbol{V}_{\mathrm{C}_\varphi i}, \Delta\boldsymbol{V}_{\mathrm{dc}i}, \Delta\boldsymbol{I}_{L_1 i}] \\ \Delta\boldsymbol{U}_i = [\Delta\boldsymbol{V}_{\mathrm{pcc}\varphi i}, \Delta\boldsymbol{S}_{\mathrm{w}\varphi i}, \Delta\boldsymbol{S}_{\mathrm{m}i}, , , \Delta\boldsymbol{I}_{\mathrm{g}_d\mathrm{ref}i}, \Delta\boldsymbol{I}_{\mathrm{g}_q\mathrm{ref}i}] \end{cases} \tag{15}$$

1.2　交直流侧谐波耦合关系

基于 HSS 在对 MGCCS 整体的建模过程可知，

变流器开关函数的谐波系数矩阵形式存在差异，这是导致交直流侧耦合特性的主要原因。S_{wa} 的谐波系数矩阵在非对角线位置存在较大的谐波系数，如图 4 所示。在推导谐波耦合系数矩阵时，逆变电路变流器的开关函数 S_{wa} 谐波耦合作用规律矩阵如图 5，这些非对角线位置的谐波系数会引发异频耦合。

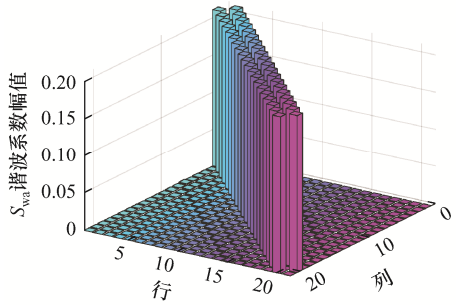


图 4 $S_{w\varphi}$ 谐波系数矩阵

Fig. 4 $S_{w\varphi}$ harmonic coefficient matrix

$$\begin{pmatrix}0&0&1&0&0\\0&0&0&1&0\\1&0&0&0&1\\0&1&0&0&0\\0&0&1&0&0\end{pmatrix}*\begin{pmatrix}1&0&0&0&0\\0&1&0&0&0\\0&0&1&0&0\\0&0&0&1&0\\0&0&0&0&1\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}0&0&1&0&0\\0&0&0&1&0\\1&0&0&0&1\\0&1&0&0&0\\0&0&1&0&0\end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix}0&0&1&0&0\\0&0&0&1&0\\1&0&0&0&1\\0&1&0&0&0\\0&0&1&0&0\end{pmatrix}*\begin{pmatrix}0&1&0&0&0\\1&0&1&0&0\\0&1&0&1&0\\0&0&1&0&1\\0&0&0&1&0\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}0&1&0&1&0\\0&0&1&0&1\\0&1&0&1&0\\1&0&1&0&0\\0&1&0&1&0\end{pmatrix}$$

图 5 谐波耦合规律作用过程

Fig. 5 Action process under harmonic coupling law

2 多变流器并网系统的改进谐波状态空间模型

改进的建模方法使用 1 个调制函数的谐波系数矩阵 $\boldsymbol{E}$ 来替代 $S_{w\varphi}$ 小信号扰动对电气回路的影响，矩阵 $\boldsymbol{E}$ 的作用是将谐波分量与状态变量的变化关系联系起来，进而替代传统 HSS 模型中的开关函数 $S_{w\varphi}$，并采用 2 个控制矩阵 $\boldsymbol{O}$ 和 $\boldsymbol{P}$ 来描述控制系统对状态变量的作用。该方法降低了 $\boldsymbol{A}$ 矩阵和谐波状态空间建模的复杂度。逆变器的阻抗输入特性是产生谐波不稳定现象的主要原因，因此将前级整流电路等效简化。

2.1 模型改进

图 6 为考虑电网阻抗的改进 MGCCS 结构。图中，#1 表示第 1 台变流器，#i 表示第 i 台变流器。

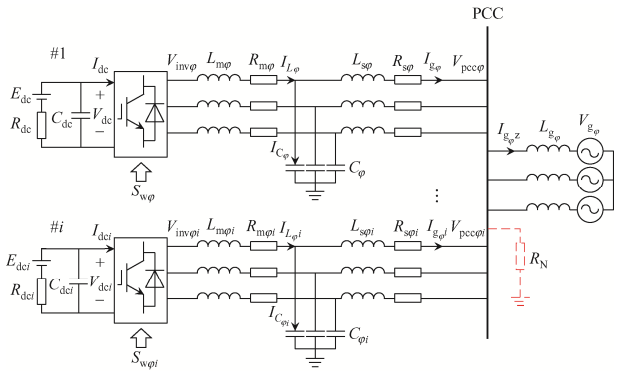


图 6 改进后的 MGCCS 拓扑

Fig. 6 Topology of improved MGCCS

在多并联变流器与电网连接建模时，以 3 台变流器为例，改进的模型需要在 PCC 点与地之间引入虚拟电阻 R_N，所得的考虑引入虚拟阻抗 R_N 对电网侧结构列写的小信号状态空间方程为

$$\frac{\mathrm{d}\Delta I_{g\varphi i}}{\mathrm{d}t}=\frac{1}{L_{g_\varphi}}\Delta V_{pcc\varphi}-\frac{1}{L_{g_\varphi}}\Delta V_{g_\varphi} \tag{16}$$

式中：L_{g_φ} 为网侧电感；V_{g_φ} 为网侧电压。

PCC 点电压 $V_{pcc\varphi}$ 引入虚拟电阻 R_N 后，由各变流器并网电流和总并网电流表示，即

$$\Delta V_{pcc\varphi}=R_N(\Delta I_{g_\varphi i}-\Delta I_{g_\varphi}-\Delta I_{g_\varphi 2}-\Delta I_{g_\varphi 3}) \tag{17}$$

以 3 台变流器为例，小信号状态空间方程为

$$\begin{cases}\Delta\dot{\boldsymbol{X}}_{p1}=\boldsymbol{A}_{p1}(\Delta\boldsymbol{X}_{p1}-\boldsymbol{N})+\boldsymbol{B}_{p1}\Delta\boldsymbol{U}_{p1}+\boldsymbol{E}_{p1}\Delta\boldsymbol{S}_{p1}+\\ \qquad\boldsymbol{H}_{12}\Delta\boldsymbol{X}_{p2}+\boldsymbol{H}_{13}\Delta\boldsymbol{X}_{p3}+\boldsymbol{H}_{14}\Delta I_{g_\varphi z}\\ \Delta\dot{\boldsymbol{X}}_{p2}=\boldsymbol{A}_{p2}(\Delta\boldsymbol{X}_{p2}-\boldsymbol{N})+\boldsymbol{B}_{p2}\Delta\boldsymbol{U}_{p2}+\boldsymbol{E}_{p2}\Delta\boldsymbol{S}_{p2}+\\ \qquad\boldsymbol{H}_{21}\Delta\boldsymbol{X}_{p}+\boldsymbol{H}_{23}\Delta\boldsymbol{X}_{p3}+\boldsymbol{H}_{24}\Delta I_{g_\varphi z}\\ \Delta\dot{\boldsymbol{X}}_{p3}=\boldsymbol{A}_{p3}(\Delta\boldsymbol{X}_{p3}-\boldsymbol{N})+\boldsymbol{B}_{p3}\Delta\boldsymbol{U}_{p3}+\boldsymbol{E}_{p3}\Delta\boldsymbol{S}_{p3}+\\ \qquad\boldsymbol{H}_{31}\Delta\boldsymbol{X}_{p}+\boldsymbol{H}_{32}\Delta\boldsymbol{X}_{p2}+\boldsymbol{H}_{34}\Delta I_{g_\varphi z}\\ \Delta\dot{\boldsymbol{I}}_{g_\varphi z}=\boldsymbol{A}_{z}(\Delta\boldsymbol{I}_{g_\varphi z}-\boldsymbol{N})+\boldsymbol{H}_{pz1}\Delta\boldsymbol{X}_{p1}+\boldsymbol{H}_{pz2}\Delta\boldsymbol{X}_{p2}+\\ \qquad\boldsymbol{H}_{pz3}\Delta\boldsymbol{X}_{p3}\end{cases} \tag{18}$$

式中：$\boldsymbol{H}_{12}$、$\boldsymbol{H}_{13}$、$\boldsymbol{H}_{14}$、$\boldsymbol{H}_{21}$、$\boldsymbol{H}_{23}$、$\boldsymbol{H}_{24}$、$\boldsymbol{H}_{31}$、$\boldsymbol{H}_{32}$、$\boldsymbol{H}_{34}$ 为描述各变流器间、各变流器与电网交互信息的矩阵；$\boldsymbol{H}_{pz1}$、$\boldsymbol{H}_{pz2}$、$\boldsymbol{H}_{pz3}$ 为描述电网与各变流器交互信息的矩阵。以 $\boldsymbol{H}_{12}$ 为例，其可表示为

$$\boldsymbol{H}_{12}=\begin{bmatrix}\dfrac{R_{\mathrm{N}}}{L_{\mathrm{s}\varphi}}\boldsymbol{I}_{3\times3} & \boldsymbol{Z}_{3\times9}\\ \boldsymbol{Z}_{9\times3} & \boldsymbol{Z}_{9\times9}\end{bmatrix} \tag{19}$$

式中：$L_{\mathrm{s}\varphi}$ 为靠近网侧的滤波电感；$\boldsymbol{I}$ 为单位矩阵；$\boldsymbol{Z}$ 为零矩阵。

输出方程式中的控制矩阵 $\boldsymbol{O}_{\mathrm{p}}$、$\boldsymbol{P}_{\mathrm{p}}$ 分别为

$$\boldsymbol{O}_{\mathrm{p}}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{O}_{11} & \boldsymbol{O}_{12} & \boldsymbol{O}_{13} & \boldsymbol{Z}_{1\times3} & \boldsymbol{O}_{15} & \boldsymbol{O}_{16} & \boldsymbol{O}_{17} & \boldsymbol{Z}_{1\times1} & K_{\mathrm{I}}\boldsymbol{T}[\cos\theta_{\mathrm{pll}}] & -K_{\mathrm{I}}\boldsymbol{T}[\sin\theta_{\mathrm{pll}}] & \boldsymbol{O}_{111} & \boldsymbol{Z}_{1\times1}\\ \boldsymbol{O}_{21} & \boldsymbol{O}_{22} & \boldsymbol{O}_{23} & \boldsymbol{Z}_{1\times3} & \boldsymbol{O}_{25} & \boldsymbol{O}_{26} & \boldsymbol{O}_{27} & \boldsymbol{Z}_{1\times1} & K_{\mathrm{I}}\boldsymbol{T}[\cos(\theta_{\mathrm{pll}}-\frac{2}{3}\pi)] & -K_{\mathrm{I}}\boldsymbol{T}[\sin(\theta_{\mathrm{pll}}-\frac{2}{3}\pi)] & \boldsymbol{O}_{211} & \boldsymbol{Z}_{1\times1}\\ \boldsymbol{O}_{31} & \boldsymbol{O}_{32} & \boldsymbol{O}_{33} & \boldsymbol{Z}_{1\times3} & \boldsymbol{O}_{35} & \boldsymbol{O}_{36} & \boldsymbol{O}_{37} & \boldsymbol{Z}_{1\times1} & K_{\mathrm{I}}\boldsymbol{T}[\cos(\theta_{\mathrm{pll}}+\frac{2}{3}\pi)] & -K_{\mathrm{I}}\boldsymbol{T}[\sin(\theta_{\mathrm{pll}}+\frac{2}{3}\pi)] & \boldsymbol{O}_{311} & \boldsymbol{Z}_{1\times1}\end{bmatrix} \tag{20}$$

$$\boldsymbol{P}_{\mathrm{p}}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{Z}_{1\times4} & K_{\mathrm{p}}\boldsymbol{T}[\cos\theta_{\mathrm{pll}}] & -K_{\mathrm{p}}\boldsymbol{T}[\sin\theta_{\mathrm{pll}}]\\ \boldsymbol{Z}_{1\times4} & K_{\mathrm{p}}\boldsymbol{T}\left[\cos\left(\theta_{\mathrm{pll}}-\dfrac{2\pi}{3}\right)\right] & -K_{\mathrm{p}}\boldsymbol{T}\left[\sin\left(\theta_{\mathrm{pll}}-\dfrac{2\pi}{3}\right)\right]\\ \boldsymbol{Z}_{1\times4} & K_{\mathrm{p}}\boldsymbol{T}\left[\cos\left(\theta_{\mathrm{pll}}+\dfrac{2\pi}{3}\right)\right] & -K_{\mathrm{p}}\boldsymbol{T}\left[\sin\left(\theta_{\mathrm{pll}}+\dfrac{2\pi}{3}\right)\right]\end{bmatrix} \tag{21}$$

引入调制函数谐波系数矩阵 $\boldsymbol{E}_{\mathrm{p}}$ 为

$$\boldsymbol{E}_{\mathrm{p}}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{Z}_{3\times3} & \boldsymbol{Z}_{3\times3} & \dfrac{\boldsymbol{T}[V_{\mathrm{dc,o}}]}{L_{\mathrm{m}\varphi}} & -\dfrac{\boldsymbol{T}[I_{L_\varphi,\mathrm{o}}]}{C_{\mathrm{dc}}} & \boldsymbol{Z}_{4\times3}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \tag{22}$$

式中：$\boldsymbol{T}[V_{\mathrm{dc,o}}]$为改进后的直流电压的 Toeplitz 矩阵；$\boldsymbol{T}[I_{L_\varphi,\mathrm{o}}]$为改进后的电感电流的 Toeplitz 矩阵；$L_{\mathrm{m}\varphi}$ 为靠近 DC-AC 变流器侧的电感；C_{dc} 为直流侧电容。

该模型避免了复杂的主电路和控制器模型间的接口连接，当系统运行在不同的控制模式时，谐波状态空间的改进建模方法的灵活性更高，可利用性更好。

本模型截断阶数 n=10，10 次截断阶数能够捕捉主要谐波特性(如低次谐波和关键高次谐波)且兼顾计算效率和精度。该模型的谐波传递函数矩阵可表示为

$$\boldsymbol{H}(s)=[s\boldsymbol{I}-(\boldsymbol{A}_{\mathrm{p}}+\boldsymbol{E}_{\mathrm{p}}\boldsymbol{O}_{\mathrm{p}}-\boldsymbol{N})]^{-1}(\boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}+\boldsymbol{E}_{\mathrm{p}}\boldsymbol{P}_{\mathrm{p}}) \tag{23}$$

MGCCS 的各状态变量、输入变量、中间变量分别为

$$\begin{cases}\Delta\boldsymbol{X}_{\mathrm{p1}}=\\ \quad[\Delta I_{\mathrm{g}_\varphi1},\Delta V_{C_\varphi1},\Delta I_{L_\varphi1},\Delta V_{\mathrm{dc1}},X_{\mathrm{pi}d1},X_{\mathrm{pi}q1},\Delta\theta_{\mathrm{pll}},X_{\mathrm{pll}}]\\ \Delta\boldsymbol{X}_{\mathrm{p2}}=[\Delta I_{\mathrm{g}_\varphi2},\Delta V_{C_\varphi2},\Delta I_{L_\varphi2},\Delta V_{\mathrm{dc2}},X_{\mathrm{pi}d2},X_{\mathrm{pi}q2}]\\ \Delta\boldsymbol{X}_{\mathrm{p3}}=[\Delta I_{\mathrm{g}_\varphi3},\Delta V_{C_\varphi3},\Delta I_{L_\varphi3},\Delta V_{\mathrm{dc3}},X_{\mathrm{pi}d3},X_{\mathrm{pi}q3}]\end{cases} \tag{24}$$

$$\begin{cases}\Delta\boldsymbol{U}_{\mathrm{p1}}=[\Delta\boldsymbol{V}_{\mathrm{pcc}\varphi1},\Delta E_{\mathrm{dc1}},\Delta I_{\mathrm{g}_d\mathrm{ref1}},\Delta I_{\mathrm{g}_q\mathrm{ref1}}]\\ \Delta\boldsymbol{U}_{\mathrm{p2}}=[\Delta\boldsymbol{V}_{\mathrm{pcc}\varphi2},\Delta E_{\mathrm{dc2}},\Delta I_{\mathrm{g}_d\mathrm{ref2}},\Delta I_{\mathrm{g}_q\mathrm{ref2}}]\\ \Delta\boldsymbol{U}_{\mathrm{p3}}=[\Delta\boldsymbol{V}_{\mathrm{pcc}\varphi3},\Delta E_{\mathrm{dc3}},\Delta I_{\mathrm{g}_d\mathrm{ref3}},\Delta I_{\mathrm{g}_q\mathrm{ref3}}]\end{cases} \tag{25}$$

$$\Delta\boldsymbol{S}_{\mathrm{p}}=[\Delta S_{\mathrm{w}\varphi}] \tag{26}$$

2.2 改进模型验证

为验证上述考虑电网阻抗影响的多变流器并网互联系统改进模型的正确性，以 3 台变流器为例，分别在 MATLAB/Simulink 和 RT-LAB 中做验证实验。RT-LAB 仿真机型号 OP5700，示波器型号 MSO 2024B，3 台变流器直流侧均注入 30 V 的 250 Hz 谐波扰动，3 台变流器参数及取值见表 1，电网电感 $L_{\mathrm{g}_\varphi}=0.5$ mH。

表 1　单台变流器参数

Tab. 1 Paraments of single converter

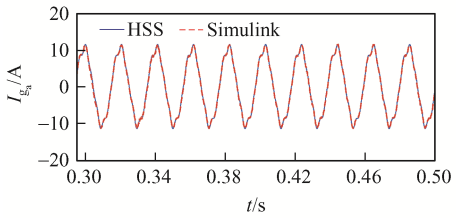
参数	数值	参数	数值
R_{dc}/Ω	0.6	电流环参数 K_{P}	0.45
C_{dc}/mF	0.45	电流环参数 K_{I}	2 200
滤波电感 $L_{\mathrm{m}\varphi}$/mH	5.5	锁相环参数 K_{pllp}	0.1
滤波电感 $L_{\mathrm{s}\varphi}$/mH	1.5	锁相环参数 K_{plli}	20
电阻 $R_{\mathrm{m}\varphi}$/Ω	0.3	参考电流 $I_{\mathrm{g}_d\mathrm{ref}}$	10.7
电阻 $R_{\mathrm{s}\varphi}$/Ω	0.3	参考电流 $I_{\mathrm{g}_q\mathrm{ref}}$	0
电容 C_{φ}/μF	8	有源阻尼系数 K_{cap}	0.09
直流电压 E_{dc}/V	400	电网额定电压/V	380
开关频率/Hz	10 000		

图 7 为 HSS 模型、Simulink 时域仿真、RT-LAB

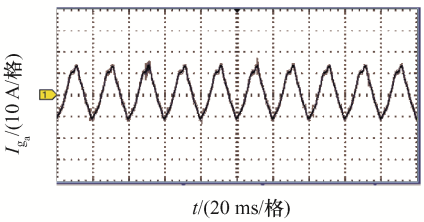
实验波形的对比，HSS 模型与 Simulink、RT-LAB 波形高度吻合，验证了本文所建互联系统谐波状态空间改进模型的正确性。



(a) RT-LAB实验平台



(b) 仿真结果与理论结果



(c) RT-LAB实验结果

图 7 改进后的模型、仿真和实验对比

Fig. 7 Comparison among improved model, simulation and experimental results

3 稳定性分析

3.1 谐波状态空间模型特征值分布规律及稳定性判据

基于HSS模型(LTP系统)的稳定性分析判据一般分为 2 类：一是基于 HSS 谐波系数状态矩阵的特征值分布判据；二是针对系统开环谐波传递函数的广义 LTP Nyquist 判据。特征值分析方法相对 LTP Nyquist 判据可以获得更多的不稳定模式，更便于全局分析系统稳定性。LTP 系统 HSS 模型特征值分布规律为：截断阶数为 n、状态矩阵阶数为 V 时，则该 LTP 系统的特征值有 V 组，且每组包含 $2n+1$ 个特征值，每组的第 $n+1$ 个主导特征值包含稳定性信息，其余为偏移分量[14]。由式(21)可知，改进模型的状态矩阵 $\boldsymbol{A}_{\text{in}}$ 为

$$\boldsymbol{A}_{\text{in}} = \boldsymbol{A}_{\text{p}} + \boldsymbol{E}_{\text{p}}\boldsymbol{O}_{\text{p}} \tag{27}$$

计算矩阵 $\boldsymbol{A}_{\text{in}}-\boldsymbol{N}$ 的特征值分布即可判断变流器并网系统的谐波稳定性。特征值实部决定系统稳定性，实部为负则稳定；虚部用于预测振荡频率，虚部为角频率，rad/s。

3.2 基于谐波状态空间模型建立的 MGCCS 稳定性分析

为分析不同参数对稳定性的影响，设置了 5 种工况进行对比分析。工况 1~工况 4 为 3 台变流器并联并网，工况 5 为 2 台变流器并联并网，以分析当系统减少并网变流器的数量是否对系统谐波稳定性有影响，相关设置见表 2。

表 2 工况设置

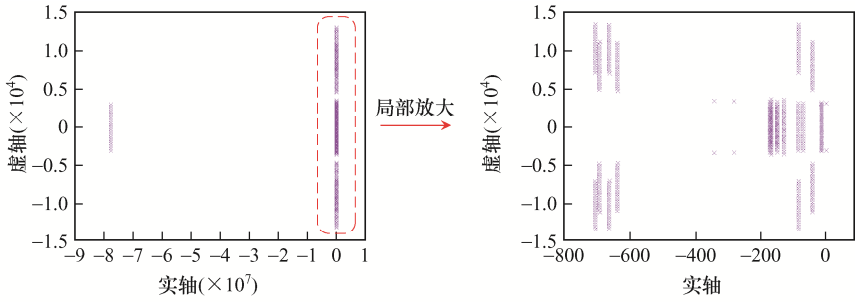
Tab. 2 Setting of operating conditions

工况	变流器	K_{P}	K_{cap}	$L_{\text{g}\varphi}$/mH
1	#1、#2、#3	1.80	8.00	0.5
2	#1、#2、#3	0.45	0.09	0.5
3	#1、#2、#3	1.80	0.09	1.5
4	#1、#2、#3	1.80	0.09	0.5
5	#1、#2	1.80	0.09	0.5

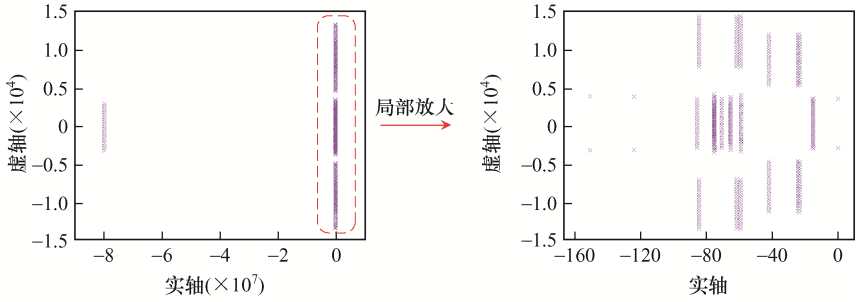
图 8 为工况 1 和工况 2 下多变流器并网系统的特征值分布，特征值实部均小于 0，此时系统谐波稳定。

图 9 为工况 3 和工况 4 的系统特征值分布。图 9(a)为工况 3 的特征值分布，此时特征值实部大于 0，主导特征值为 43.194 3+j6 487、43.626+j6 694.93，系统谐波振荡的频次集中在 20、21 次；图 9(b)为工况 4 的特征值分布，主导特征值为 53.545 4+j7 943.26、58.270 3+j8 083.25，系统谐波振荡的频次集中在 25、26 次。根据特征值分析判据可得此时系统谐波不稳定。

设置工况 5(变流器数量为 2 台)以分析系统减少并网变流器的数量是否对系统谐波稳定性有影响。如图 10 所示，工况 5 的主导特征值为 51.683 8+



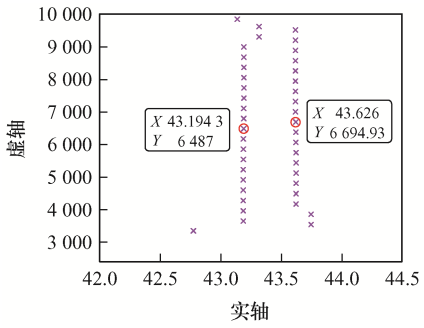
(a) 工况1



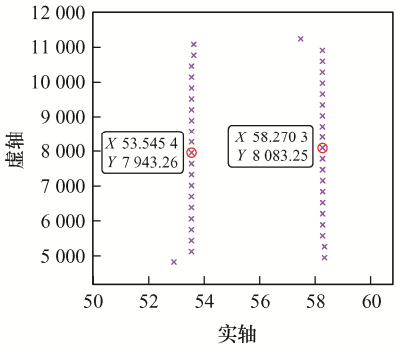
(b) 工况2

图 8　工况 1 和工况 2 的多变流器并网系统特征值分布

Fig. 8 Eigenvalue distribution of MGCCS under Conditions 1 and 2



(a) 工况3



(b) 工况4

图 9　工况 3 和工况 4 的多变流器并网系统特征值分布

Fig. 9 Eigenvalue distribution of MGCCS under Conditions 3 and 4

j8 454.67、57.291 3+j8 578.36，此时系统谐波振荡的频次集中在 26、27 次，系统谐波不稳定。

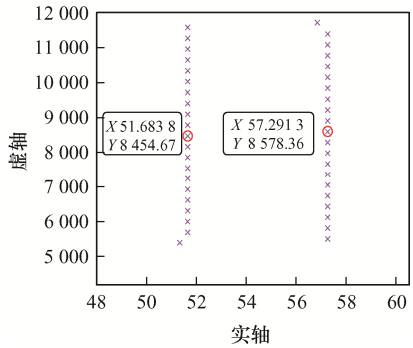


图 10　工况 5 的多变流器并网系统特征值分布

Fig. 10 Eigenvalue distribution of MGCCS under Condition 5

3.3　不同工况下的 Simulink 仿真结果

在 Simulink 中分别搭建 3 台变流器和 2 台变流器并网系统时域模型，工况 1~工况 2、工况 3~工况 4 为 3 台变流器并联并网，工况 5 为 2 台变流器并联并网。文献[13]定义振荡频率分量与直流分量之比为振荡谐波失真系数 OHD(oscillation harmonic distortion)。本文研究交流侧并网电流谐波振荡程度，将 OHD 定义为振荡频率附近谐波分量与基波交流分量之比，其表达式为

$$D_{\mathrm{OH}}=\frac{\sqrt{\sum {I_{\mathrm{os}}}^2}}{I_1} \tag{28}$$

式中：I_{os}为振荡频率附近谐波；I_1为基波分量有效值。

工况 1 和工况 2 的并网电流波形与 FFT 分析如图 11 所示。当 3 台变流器并网时系统初始运行状态以工况 1 运行，此时无振荡发散趋势，系统谐波稳定。0.6 s 时切换至工况 2 运行，系统无明显变化，与特征值稳定性分析结果一致。

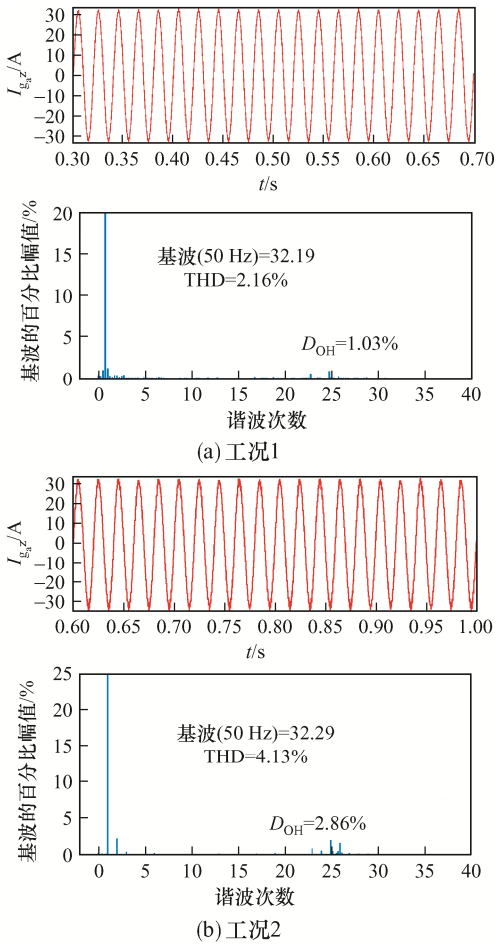


图 11 工况 1 和工况 2 的 a 相并网电流和 FFT 分析

Fig. 11 Phase-a grid-connected current and FFT analysis under Conditions 1 and 2

当 3 台变流器并网时系统初始运行状态以工况 3 运行，此时系统崩溃，谐波不稳定，且发散振荡频次集中在 20、21 次谐波附近，1 s 时切换至工况 4 运行，此时谐波振荡频次主要集中在 25、26 次谐波附近。并网电流波形与 FFT 分析如图 12 所示，与特征值稳定性分析结果一致。

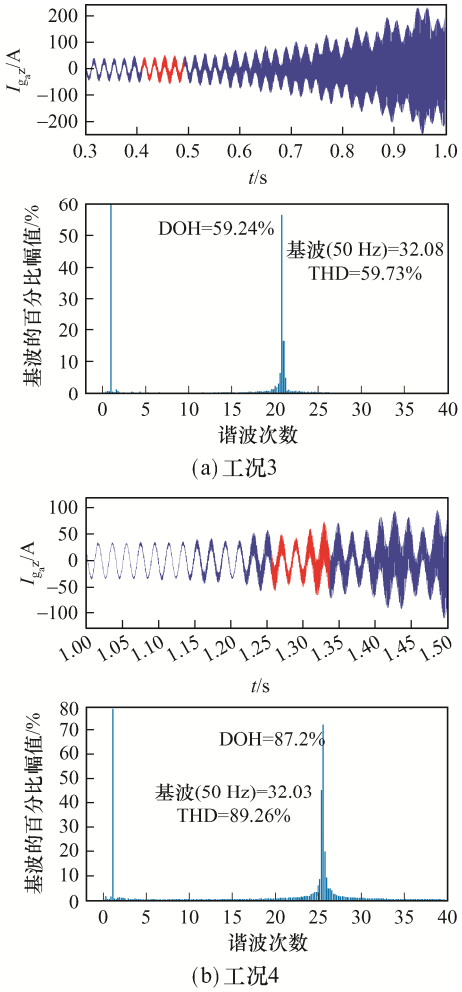


图 12 工况 3 和工况 4 的 a 相并网电流和 FFT 分析

Fig. 12 Phase-a grid-connected current and FFT analysis under Conditions 3 and 4

工况 5 的并网电流波形与 FFT 分析如图 13 所示。

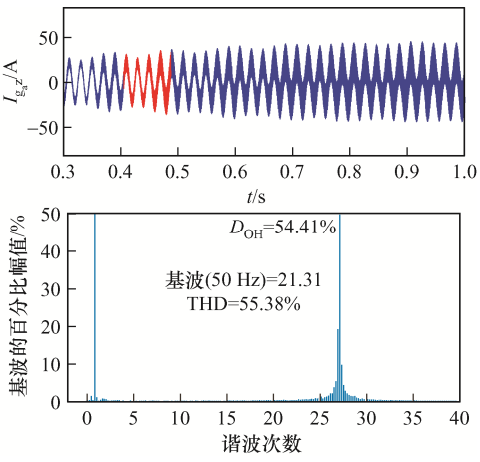


图 13 工况 5 的 a 相并网电流和 FFT 分析

Fig. 13 Phase-a grid-connected current and FFT analysis under Condition 5

与工况 4 相比，工况 5 的系统谐波仍不稳定，但 OHD 值有所下降，系统的谐波振荡频次升高。

4 结论

本文采用 HSS 对变流器并网系统进行改进建模，并通过特征值分析评估谐波稳定性。得出主要结论如下。

(1)改进的 HSS 模型能够准确捕捉并网逆变器系统的谐波稳定性特征，并识别不同的稳定模式。

(2)控制器参数 K_{p} 增大时，系统的谐波稳定性变差；有源阻尼系数 K_{cap} 增大时，系统的谐波稳定性变强。有源阻尼控制可以较大程度上抑制并网变流器系统的谐波振荡现象且不会带来额外的功率损耗问题，为进一步提升电能质量水平指明方向。

(3)在谐波不稳定状态下，网侧电感参数增大时，系统的谐波振荡频次降低，当并网变流器台数增加时，系统的谐波振荡频次降低。可再生能源出力的间歇特性可能导致系统发生大干扰及不稳定，使得变流器并网的暂态问题得以显现，且十分值得深入研究。模型的截断阶数会影响分析结果的准确性，未来的研究将进一步探索谐波阶数截断对建模精度影响的量化分析方法。

参考文献：

[1] 吴孟泽, 张兴, 王明达, 等. 扩大级联光伏逆变器运行范围的谐波补偿控制[J]. 电源学报, 2023, 21(1): 90-98.
Wu Mengze, Zhang Xing, Wang Mingda, et al. Harmonic compensation control for extending operation range of cascaded photovoltaic inverter [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(1): 90-98. (in Chinese)

[2] 黄烈钢, 周建萍, 杨浩, 等. 提升光伏逆变器运行范围的新型控制策略[J/OL]. 电源学报, 1-12. (2024-01-24) [2025-01-06]. http://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20240124.1327.004.html.
Huang Liegang, Zhou Jianping, Yang Hao, et al. Novel control strategies to enhance the operating range of PV inverters [J/OL]. Journal of Power Supply, 1-12. (2024-01-24)[2025-01-06]. http://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20240124.1327.004.html. (in Chinese)

[3] Liao Yicheng, Sandberg H, Wang Xiongfei. Vector-norm based truncation of harmonic transfer functions in black-box electronic power systems [J]. IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society, 2022, 3: 163-173.

[4] 方辉, 周敬森, 王皓正, 等. 基于谐波状态空间的 MMC 背靠背直流输电系统阻抗建模及稳定性分析[J]. 智慧电力, 2023, 51(3): 87-95.
Fang Hui, Zhou Jingsen, Wang Haozheng, et al. Impedance modeling and stability analysis of MMC based back-to-back HVDC transmission system based on harmonic state space [J]. Smart Power, 2023, 51(3): 87-95. (in Chinese)

[5] 高凯. 基于谐波状态空间的三相并网逆变器建模及稳定性研究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2021.
Gao Kai. Modeling and stability study of three-phase grid-connected inverter based on harmonic state space [D]. Hefei: Hefei University of Technology, 2021. (in Chinese)

[6] 王杨, 田旭, 赵劲帅, 等. 基于相移原理的 LCC-HVDC 降维谐波状态空间建模[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(14): 11-22.
Wang Yang, Tian Xu, Zhao Jinshuai, et al. Dimension-reduced harmonic state space modeling of an LCC-HVDC based on the phase shift principle [J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(14): 11-22. (in Chinese)

[7] Zeng Chengbi, Wu Xuefeng, Miao Hong, et al. Responsibility division for harmonic instability in the multi-paralleled grid-connected inverters system based on impedance analysis [J]. IEEE Access, 2023, 11: 115450-115461.

[8] 王晓阳, 赵晋斌, 朱宇昕. 多变流器并网系统小干扰稳定性分析综述[J]. 电气传动, 2022, 52(20): 3-10, 24.
Wang Xiaoyang, Zhao Jinbin, Zhu Yuxin. Small-signal stability analysis of multiple-grid-connected-converter system: An overview [J]. Electric Drive, 2022, 52(20): 3-10, 24. (in Chinese)

[9] 刘镇湘, 屈克庆, 赵晋斌, 等. 基于 Brauer 定理的多变流器并网系统小干扰稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(9): 3363-3373.
Liu Zhenxiang, Qu Keqing, Zhao Jinbin, et al. Analysis of the small-signal stability for multiple grid-connected-

converter system based on Brauer theorem [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(9): 3363-3373. (in Chinese)

[10] 张世聪, 徐永海, 陶顺, 等. 弱电网下多逆变器并网稳定性分析及提高策略[J/OL]. 南方电网技术, 1-12. (2024-12-02)[2025-01-06]. http://kns.cnki.net/kcms/detail/44.1643.TK.20241201.2041.004.html.

Zhang Shicong, Xu Yonghai, Tao Shun, et al. Stability analysis and improved strategy of multi-inverter grid-connected in weak grid [J/OL]. Southern Power Technology, 1-12. (2024-12-02)[2025-01-06]. http://kns.cnki.net/kcms/detail/44.1643.TK.20241201.2041.004.html. (in Chinese)

[11] 吴翔宇, 张晓红, 尚子轩, 等. 基于频域阻抗网络建模分析的交直流微电网振荡问题研究[J]. 电工技术学报, 2024, 39(08): 2294-2310.

Wu Xiangyu, Zhang Xiaohong, Shang Zixuan, et al. Research on the oscillation problem of AC-DC microgrids based on frequency domain impedance network modeling and analysis [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(8): 2294-2310. (in Chinese)

[12] 林顺富, 李寅, 戴烨敏, 等. 考虑谐波耦合的多变流器并网系统建模及交直流谐波交互特性分析[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(10): 65-77.

Lin Shunfu, Li Yin, Dai Yemin, et al. Modeling of a multiple grid-connected-converter system considering harmonic coupling and analysis of AC/DC harmonic interaction characteristics [J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(10): 65-77. (in Chinese)

[13] Zhang Xinyue, Liu Chen, Ma Rui, et al. Instability of grid connected converter under weak AC grid conditions [C]// 2019 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC). Detroit, MI, USA, 2019: 1-5.

[14] 孙伟鑫. 基于LTP理论的地铁牵引传动系统LC谐振抑制方法研究[D]. 成都: 西南交通大学, 2021.

Sun Weixin. Research on LC resonance suppression method for metro traction drive systems based on LTP theory [D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2021. (in Chinese)



万钰锡

作者简介：

万钰锡(2000—)，女，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：电能质量。E-mail：kk940673740@163.com。

李寅(1998—)，男，硕士，研究方向：电能质量。E-mail：liyin980829@163.com。

林顺富(1983—)，男，通信作者，博士，教授。研究方向：电能质量及智能电网用户端技术。E-mail：shunfulin@shiep.edu.cn。

(责任编辑：郭凯凯)