DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.6.232 **中图分类号**：TM76 **文献标志码**：A

计及多环耦合的分布式新能源并网变流器有源阻尼控制

高泽明[1,2]，程 伦[1]，孙利强[1]，陈琳浩[1]
(1.国网河北省电力有限公司，石家庄 050021；2.浙江大学电气工程学院，杭州 310058)

摘要：在弱电网中，并网变流器的锁相环会与电流环产生动态交互进而引发小信号(或谐波)失稳问题。为了解决这一问题，利用小信号建模方法建立了并网变流器等效阻抗模型，并在此基础上将变流器阻抗模型与系统稳定性判断方法相结合，利用极点变化轨迹及伯德图分析了弱电网工况下并网变流器的失稳机理。针对多输入多输出系统，在考虑多环耦合的同时，提出了一种基于最小相位数字滤波器的有源阻尼控制策略，用于控制系统稳定性，提高系统稳定裕度。给出了控制策略具体的实现方案、参数设计方法及控制策略对多环耦合部分的影响。另外，为了研究不同工况下所提控制策略的有效性，分析了不同电网强度、锁相环带宽和电流环带宽下采用所提控制策略的系统稳定裕度，并将其与传统控制进行了对比。最后，通过硬件在环实验验证了所提理论的正确性。

关键词：分布式新能源并网；有源阻尼控制；解耦控制；锁相环；电流环；阻抗建模；稳定性分析

Active Damping Control of Distributed New Energy Grid-connected Converters Considering Multi-loop Coupling

GAO Zeming[1,2], CHENG Lun[1], SUN Liqiang[1], CHEN Linhao[1]
(1. State Grid Hebei Electric Power Co., Ltd., Shijiazhuang 050021, China; 2. College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310058, China)

Abstract: In a weak grid, the phase-locked loop (PLL) of a grid-connected converter will dynamically interact with the current loop and further lead to a small-signal (or harmonic) instability problem. To solve this problem, a small-signal modeling method is used to establish an equivalent impedance model of the grid-connected converter. On this basis, the impedance model of the converter is combined with a system stability judgment method, and the instability mechanism of the grid-connected converter under the weak grid condition is analyzed by using the pole variation trajectory and the Bode plot. For a multiple-input multiple-output system, an active damping control strategy based on minimum phase digital filters is proposed while considering multi-loop coupling, so as to improve the system stability margin. At the same time, a specific implementation scheme of the control strategy, a parameter design method and the impact of the control strategy on the multi-loop coupling part are given. In addition, to study the effectiveness of the proposed control strategy under different operating conditions, the system stability margin under the proposed control strategy in the cases of different grid strengths, PLL bandwidths and current loop bandwidths is analyzed, and it is compared with that under the traditional control. Finally, the correctness of the proposed theory was verified by the result of a hardware-in-the-loop experiment.

Keywords: Distributed new energy grid-connection; active damping control; decoupling control; phase-locked loop (PLL); current loop; impedance modeling; stability analysis

收稿日期：2024-07-05；**修回日期**：2024-07-27；**录用日期**：2024-07-31；**网络首发日期**：2024-08-13
基金项目：国家电网有限公司科技资助项目(5204BB23000U)
This work is supported by State Grid Corporation of China Technology Project under the grant 5204BB23000U

随着新能源发电系统在电网中的高度渗透，电力电子变流器作为新能源发电系统与电网之间的接口，在电网中所占比例逐渐升高[1-3]。电力电子变流器常采用锁相环 PLL(phase-locked loop)追

踪电网相位，为坐标变换提供相角[4]。但在弱电网中，锁相环与电网阻抗之间的动态交互作用易引发一系列稳定性问题[5-6]。文献[7]发现锁相环会在变流器阻抗的低频段引入负阻抗特性，且负阻抗特性区随着锁相环带宽的增加而不断增大，导致弱电网情况下变流器失稳。同时，由于锁相环的非线性特征，变流器在失稳时会产生边带振荡[8]。

目前，常见的改善变流器稳定性的方法可分为参数设计和阻抗重塑 2 类。文献[9]提出一种通用设计准则来调整并网变流器锁相环的参数，并将其运用于几种不同类型的锁相环；文献[10-12]进一步对电流环参数进行优化和改善。参数设计方法受限于变流器自身控制结构，无法消除多控制环路相互耦合现象。对于阻抗重塑方法，其关键点在于改变变流器等效阻抗中的不利频段[13]。文献[14-16]分别在锁相环中加入带通滤波器和虚拟阻抗达到消除负阻抗的目的；文献[17]将锁相环改为线性结构，消除了锁相环非线性结构带来的影响；文献[18-19]设计了一种新型锁相环并将其与自适应谐振积分滤波器结合在一起。改变锁相环结构虽然能在一定程度上弥补负阻抗特性，但是锁相环结构的改变会导致变流器整体阻抗模型发生变化，又将导致新的振荡模态出现等问题[20]。然而，目前大部分文献将系统简化为单输入单输出 SISO (single-input single-output)系统，对于多环耦合情况下前馈环节的设计研究考虑较少。

为了解决多环耦合所引起的小信号失稳问题，本文以变流器多输入多输出 MIMO (multiple-input multiple-output)阻抗模型为基础，根据系统极点分析了锁相环与电流环之间的耦合机理，从而设计以最小相位数字滤波器为基础的有源阻尼控制策略并将其用于控制系统稳定。该控制策略具有 2 个优点：①在 MIMO 系统中，考虑阻抗耦合项的同时，该控制策略实现锁相环与电流环的解耦，抑制多环耦合项；②该方法实现较为简单，仅依赖于系统失稳频率和幅值，参数设计和实现方式较为简便。最后，通过硬件在环实验对本文所提理论方法进行了有效性验证。

1　并网变流器阻抗模型

应用于新能源并网的三相三桥臂变流器锁相同步典型控制结构如图 1 所示。图中：U_{dc} 为直流电压源；L_f 为滤波电感；$\boldsymbol{i}_{abc}$ 为变流器三相输出电流；$\boldsymbol{u}_{abc}$ 为三相并网电压；P_{ref} 和 Q_{ref} 分别为有功功率和无功功率的参考值；i_{dref} 为 d 轴电流参考值；i_{qref} 为 q 轴电流参考值；u^c_{rdq} 为电流环输出值；ω_o 为角度参考值；θ 为相角；$S_i(i=1, 2, \cdots, 6)$ 为 6 个功率半导体器件对应的开关信号；PWM(pulse-width modulation)表示脉宽调制；PI(proportional integral)表示比例积分控制器。

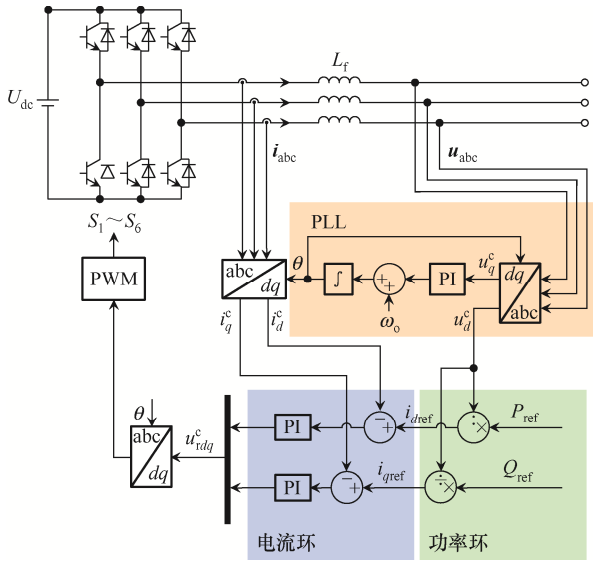


图 1　变流器结构框图

Fig. 1 Block diagram of structure of converter

由于本文研究对象为锁相环和电流环耦合所引起的中高频小信号稳定性问题，而功率环的带宽远小于电流环，在实际建模中可忽略功率环的影响，仅考虑电流环和锁相环的影响。由于锁相环的存在，系统中存在 2 个 dq 坐标系。一个是系统侧 dq 坐标系，与公共连接点 PCC(point of common coupling)电压同步[21-22]；另一个是控制器侧 dq 坐标系，与锁相环输出相角同步。这 2 个坐标系下电压向量间的关系为

$$\begin{bmatrix}\Delta \boldsymbol{u}^c_d \\ \Delta \boldsymbol{u}^c_q\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\Delta \boldsymbol{u}^s_d+\Delta\theta U^s_q \\ \Delta \boldsymbol{u}^s_q-\Delta\theta U^s_d\end{bmatrix} \tag{1}$$

式中：上标 c 表示控制器侧 dq 坐标系；上标 s 表示系统侧 dq 坐标系；Δ 为小信号扰动量；$\boldsymbol{u}_d$ 和 $\boldsymbol{u}_q$ 分别为 d 轴和 q 轴电压分量；$\Delta\theta$ 为 2 个 dq 坐标系之间的相角差；U_d 和 U_q 分别为 d 轴和 q 轴电压的稳态值。

2 个坐标系下向量之间的关系不仅与系统侧稳态量相关，还与 2 个坐标系间的相角差 $\Delta\theta$ 有关。首先，对锁相环展开建模，$\Delta\theta$ 与 $\Delta\boldsymbol{u}_q^{\mathrm{s}}$ 间的关系可表示为

$$\Delta\theta=G_{\mathrm{PLL}}\Delta\boldsymbol{u}_q^{\mathrm{s}} \tag{2}$$

$$G_{\mathrm{PLL}}=\frac{sk_{\mathrm{pPLL}}+k_{\mathrm{iPLL}}}{s(s+U_d^{\mathrm{s}}k_{\mathrm{pPLL}})+U_d^{\mathrm{s}}k_{\mathrm{iPLL}}} \tag{3}$$

式中：G_{PLL} 为锁相环闭环传递函数；k_{pPLL} 和 k_{iPLL} 分别为锁相环比例和积分增益系数；s 为复变量。

将式(2)代入式(1)得

$$\begin{bmatrix}\Delta\boldsymbol{u}_d^{\mathrm{c}}\\ \Delta\boldsymbol{u}_q^{\mathrm{c}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}1 & U_q^{\mathrm{s}}G_{\mathrm{PLL}}\\ 0 & 1-U_d^{\mathrm{s}}G_{\mathrm{PLL}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta\boldsymbol{u}_d^{\mathrm{s}}\\ \Delta\boldsymbol{u}_q^{\mathrm{s}}\end{bmatrix} \tag{4}$$

令

$$\boldsymbol{G}_{\mathrm{PLL}}^{\mathrm{v}}=\begin{bmatrix}1 & U_q^{\mathrm{s}}G_{\mathrm{PLL}}\\ 0 & 1-U_d^{\mathrm{s}}G_{\mathrm{PLL}}\end{bmatrix} \tag{5}$$

式中，$\boldsymbol{G}_{\mathrm{PLL}}^{\mathrm{v}}$为锁相环对电压的影响。

同理可得

$$\begin{bmatrix}\Delta\boldsymbol{i}_d^{\mathrm{c}}\\ \Delta\boldsymbol{i}_q^{\mathrm{c}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0 & G_{\mathrm{PLL}}I_q^{\mathrm{s}}\\ 0 & -G_{\mathrm{PLL}}I_d^{\mathrm{s}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta\boldsymbol{u}_d^{\mathrm{s}}\\ \Delta\boldsymbol{u}_q^{\mathrm{s}}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\Delta\boldsymbol{i}_d^{\mathrm{s}}\\ \Delta\boldsymbol{i}_q^{\mathrm{s}}\end{bmatrix} \tag{6}$$

式中：$\boldsymbol{i}_d$ 和 $\boldsymbol{i}_q$ 分别为 d 轴和 q 轴电流分量；I_d 和 I_q 分别为 d 轴和 q 轴电流的稳态值。

$$\begin{bmatrix}\Delta\boldsymbol{u}_{rd}^{\mathrm{s}}\\ \Delta\boldsymbol{u}_{rq}^{\mathrm{s}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\Delta\boldsymbol{u}_{rd}^{\mathrm{c}}\\ \Delta\boldsymbol{u}_{rq}^{\mathrm{c}}\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}0 & G_{\mathrm{PLL}}U_{rq}^{\mathrm{s}}\\ 0 & -G_{\mathrm{PLL}}U_{rd}^{\mathrm{s}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta\boldsymbol{u}_d^{\mathrm{s}}\\ \Delta\boldsymbol{u}_q^{\mathrm{s}}\end{bmatrix} \tag{7}$$

式中：$\boldsymbol{u}_{rd}$ 和 $\boldsymbol{u}_{rq}$ 分别为 d 轴和 q 轴电流环输出量；U_{rd} 和 U_{rq} 分别为 d 轴和 q 轴电流环输出量的稳态值。

令

$$\boldsymbol{G}_{\mathrm{PLL}}^{i}=\begin{bmatrix}0 & G_{\mathrm{PLL}}I_q^{\mathrm{s}}\\ 0 & -G_{\mathrm{PLL}}I_d^{\mathrm{s}}\end{bmatrix} \tag{8}$$

$$\boldsymbol{G}_{\mathrm{PLL}}^{\mathrm{d}}=\begin{bmatrix}0 & G_{\mathrm{PLL}}U_{rq}^{\mathrm{s}}\\ 0 & -G_{\mathrm{PLL}}U_{rd}^{\mathrm{s}}\end{bmatrix} \tag{9}$$

式中，$\boldsymbol{G}_{\mathrm{PLL}}^{i}$和 $\boldsymbol{G}_{\mathrm{PLL}}^{\mathrm{d}}$分别为锁相环对电流及电流环输出量的影响。

根据式(4)、式(6)和式(7)，基于锁相同步的新能源并网变流器阻抗模型如图 2 所示。图中：$\Delta\boldsymbol{i}_{dq,\mathrm{ref}}$ 为电流参考值扰动向量；$\Delta\boldsymbol{i}_{dq}$ 为变流器输出电流扰动向量；$\Delta\boldsymbol{u}_{dq}$ 为电压扰动向量；$\Delta\boldsymbol{u}_{rdq}$ 为电流环输出扰动向量。图 2 表明锁相环通过影响 Park 变换角度，从而影响电流环的输出，与电流环直接耦合。

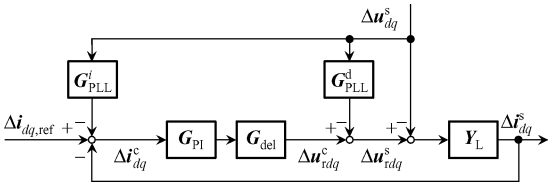


图 2 跟网型变流器阻抗模型

Fig. 2 Impedance model of grid-following converter

根据图 1，计算并网变流器输出阻抗为

$$\boldsymbol{Z}=\begin{bmatrix}Z_{dd} & Z_{dq}\\ Z_{qd} & Z_{qq}\end{bmatrix}=(\boldsymbol{E}_{2\times2}+\boldsymbol{G}_{\mathrm{PLL}}^{\mathrm{d}}+\boldsymbol{G}_{\mathrm{del}}\boldsymbol{G}_{\mathrm{PI}}\boldsymbol{G}_{\mathrm{PLL}}^{i})^{-1}\cdot(\boldsymbol{Y}_{\mathrm{L}}^{-1}+\boldsymbol{G}_{\mathrm{del}}\boldsymbol{G}_{\mathrm{PI}})=\boldsymbol{Z}_{\mathrm{PLL}}^{-1}\cdot\boldsymbol{Z}_{\mathrm{CL}} \tag{10}$$

式中：Z_{dd}、Z_{dq}、Z_{qd}、Z_{qq} 为对应的并网变流器 dq 轴阻抗；$\boldsymbol{E}_{2\times2}$ 为单位矩阵；$\boldsymbol{G}_{\mathrm{del}}$ 为延迟矩阵；$\boldsymbol{G}_{\mathrm{PI}}$ 为 PI 控制器矩阵；$\boldsymbol{Y}_{\mathrm{L}}$ 为电感导纳矩阵；$\boldsymbol{Z}_{\mathrm{PLL}}$ 为锁相环对阻抗模型的影响；$\boldsymbol{Z}_{\mathrm{CL}}$ 为电流环对阻抗模型的影响。

式(10)表明，并网变流器的阻抗模型可分为 $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{CL}}$ 和 $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{PLL}}$ 2 部分。若不考虑变流器中锁相环的影响，相当于令 $\boldsymbol{G}_{\mathrm{PLL}}^{i}$和 $\boldsymbol{G}_{\mathrm{PLL}}^{\mathrm{d}}$均为 0，此时，跟网型变流器阻抗模型变化为

$$\boldsymbol{Z}=\boldsymbol{Z}_{\mathrm{CL}}=\boldsymbol{Y}_{\mathrm{L}}^{-1}+\boldsymbol{G}_{\mathrm{del}}\boldsymbol{G}_{\mathrm{PI}} \tag{11}$$

式中：

$$\boldsymbol{G}_{\mathrm{PI}}=\begin{bmatrix}k_{\mathrm{p}}+\dfrac{k_{\mathrm{i}}}{s} & 0\\ 0 & k_{\mathrm{p}}+\dfrac{k_{\mathrm{i}}}{s}\end{bmatrix};\quad \boldsymbol{G}_{\mathrm{del}}=\begin{bmatrix}\dfrac{1}{1+1.5T_{\mathrm{s}}s} & 0\\ 0 & \dfrac{1}{1+1.5T_{\mathrm{s}}s}\end{bmatrix};$$

$$\boldsymbol{Y}_{\mathrm{L}}=\frac{1}{L_{\mathrm{f}}(s^2+\omega^2)}\begin{bmatrix}s & \omega_{\mathrm{s}}\\ -\omega_{\mathrm{s}} & s\end{bmatrix};$$

k_{p} 和 k_{i} 分别为电流环比例和积分增益系数，T_{s} 为开关周期；ω 和 ω_{s} 分别为电网角频率和额定角频率。

通过式(10)和式(11)得到 $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{CL}}$、$\boldsymbol{Z}_{\mathrm{PLL}}$ 以及并网变流器 dq 轴阻抗的伯德图如图 3 所示。可以看出，

对于 qd 轴阻抗，$\boldsymbol{Z}_{\mathrm{CL}}$ 和 $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{PLL}}$ 曲线重合，均为 0 dB。当不考虑锁相环的影响时，变流器等效输出阻抗为对角矩阵，dd 轴和 qq 轴阻抗相等。在低频段，PI 控制器在变流器等效输出阻抗中占主导地位。在高频段，滤波电感在变流器等效输出阻抗中占主导地位。当考虑锁相环的影响时，$\boldsymbol{Z}_{\mathrm{CL}}$ 主要影响变流器 dd 轴和 qq 轴阻抗。由于系统工作在单位功率因数工况下，稳态时 I_q 和 U_q 均为 0，$\boldsymbol{Z}_{\mathrm{PLL}}$ 的 qd 轴阻抗为 0，其主要对变流器 dq 轴和 qq 轴阻抗产生影响。随着锁相环的加入，qq 轴阻抗低频段呈现负阻抗特性。负阻抗特性频段范围会随着锁相环带宽的不断增加而不断扩大。

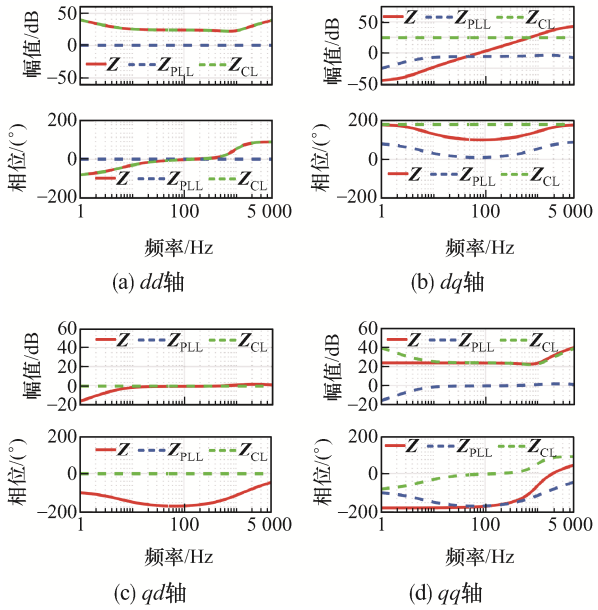


图 3　并网变流器阻抗对比

Fig. 3 Comparison of impedance of grid-connected converter

2　并网变流器失稳机理

阻抗伯德图分析能反映复频域阻抗特性，但是该方法难以判断电流环和锁相环的耦合对系统稳定性的影响。为了更加方便地探讨变流器的失稳机理，本节分析 MIMO 系统中以阻抗模型为基础的稳定性判断方法，并据此研究考虑锁相环前后系统的极点变化，从而揭示锁相环对系统稳定性的影响。本节分析所用参数见表 1。锁相环带宽为 21.2 Hz，电流环带宽为 1 140 Hz。除此之外，电网强度可由短路比 SCR(short-circuit ratio)表示。故本文将 SCR 作为衡量电网强弱的标准，分析时所采用的 SCR 为 2.0，系统可视为处于弱电网工况下。

表 1　实验参数

Tab. 1 Experimental parameters

参数	数值
直流侧电压 U_{dc}/V	750
滤波电感 L_{f}/mH	3
电网频率 f_{o}/Hz	50
开关频率 f_{s}/kHz	10
锁相环比例增益 k_{pPLL}	92
锁相环积分增益 k_{iPLL}	4 232
电流环比例增益 k_{p}	16
电流环积分增益 k_{i}	600

2.1　稳定性判断方法

并网变流器可等效为理想电流源并联输出阻抗 $\boldsymbol{Z}$，电网可等效为理想电压源串联电网等效阻抗矩阵 $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{g}}$，电网的强弱即取决于阻抗矩阵 $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{g}}$ 的大小。因此，基于锁相同步的并网变流器系统可等效为前向通道是单位矩阵、反向通道为系统阻抗比 $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{g}}\boldsymbol{Z}^{-1}$ 的 MIMO 系统，其稳定性可由特征行列式 $\det(\boldsymbol{E}_{2\times2}+\boldsymbol{Z}_{\mathrm{g}}\boldsymbol{Z}^{-1})$ 或阻抗比的特征根(广义奈奎斯特准则)判断，即此系统稳定的充分必要条件是特征行列式右半平面极点数为 0，或阻抗比特征根伯德图在幅值大于 0 范围内无穿越点(系统无右半平面零点)[23]。

2.2　失稳机理分析

弱电网工况下，并网变流器考虑锁相环前后的系统极点变化如图 4 所示。当不考虑锁相环影响时，极点均位于左半平面，且系统主导极点 3 和极点 4 离虚轴较远，系统稳定裕度较高。当考虑锁相环影响时，在原有极点的基础上，锁相环引入极点 1 和极点 2，但这 2 个极点均坐落于左半平面实轴，对系统的稳定性影响较弱。值得注意的是，由电流环引入的极点 3 和极点 4 从左半平面移动到右半平面从而导致系统失稳，这表明弱电网工况下锁相环和电流环之间的耦合作用影响较强，能直接导致变流器电流环失稳，应采取一定措施减弱电流环与锁相环之间的耦合，实现电流环和锁相环之

间的解耦。

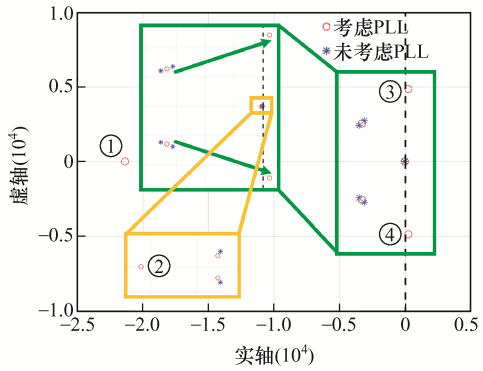


图 4 考虑锁相环前后的极点变化

Fig. 4 Variation in poles before and after the consideration of PLL

为研究能实现锁相环和电流环之间解耦的控制方法，本文对并网变流器连接弱电网情况下系统的特征根及锁相环阻抗 $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{PLL}}$ 展开具体分析。变流器连接弱电网情况下系统的特征根伯德图如图 5 所示。当变流器不考虑锁相环影响时，−180°穿越点处于低频段，对应频率点处的幅值为负，系统稳定裕度较大。当变流器考虑锁相环的影响时，−180°穿越点从低频段移动到高频段，系统的相位裕度也由负变正，系统失稳。在这种情况下，如果能在 $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{PLL}}$ 中加入某种滤波器，从而影响系统阻抗比($\boldsymbol{Z}_{\mathrm{g}}\boldsymbol{Z}^{-1}=\boldsymbol{Z}_{\mathrm{g}}\boldsymbol{Z}_{\mathrm{CL}}^{-1}\boldsymbol{Z}_{\mathrm{PLL}}^{-1}$)特征根，使−180°穿越点对应频率处的幅值降低，令系统特征根伯德图在幅值大于 0 范围内无穿越点，即满足广义奈奎斯特准则，可使系统恢复稳定。除此之外，该方法在削弱 $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{PLL}}$ 影响的同时，能降低电流环和锁相环之间的耦合，

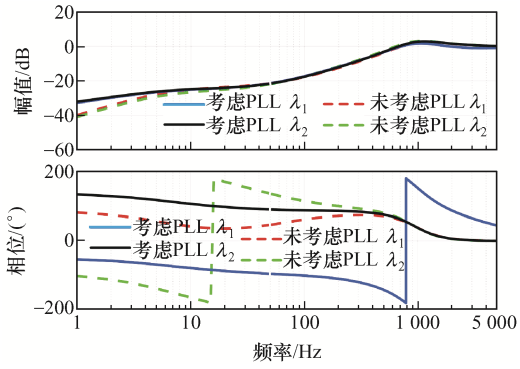


图 5 考虑锁相环前后系统特征根变化

Fig. 5 Variation in eigenvalues of system before and after the consideration of PLL

即减弱 $\boldsymbol{G}_{\mathrm{PLL}}^{i}$对电流环的影响。

由上述分析可知，弱电网工况下，锁相环和电流环之间的耦合作用易导致系统失稳，可通过在锁相环阻抗中加入滤波器，在降低特征根−180°穿越点对应频率处幅值的同时，减弱锁相环和电流环之间的耦合，实现解耦。

3 有源阻尼控制策略

由第 2 节可知，弱电网工况下，电流环和锁相环的耦合会导致变流器失稳。此时，若能在 $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{PLL}}$ 中加入补偿环节降低−180°穿越点对应频率点处的幅值，可使系统稳定，而 $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{PLL}}$ 主要受到 $\boldsymbol{G}_{\mathrm{del}}\boldsymbol{G}_{\mathrm{PI}}\boldsymbol{G}_{\mathrm{PLL}}^{i}$的影响。基于此，本文针对 MIMO 系统，考虑变流器多环耦合作用，针对性地提出了一种稳定性控制方法，通过在 $\boldsymbol{G}_{\mathrm{del}}\boldsymbol{G}_{\mathrm{PI}}\boldsymbol{G}_{\mathrm{PLL}}^{i}$中加入最小相位滤波器，提高系统稳定裕度，如图 6(a)所示。由于该方法在实际控制中难以实现，为了保证控制方法的实际应用，对原有的控制方案进行改进，如图 6(b)所示。在这种方案中，滤波器被置于电流环前向通道以及电流反馈通道之间的解耦环节。另外，本节分析时所采用的参数均与表 1 一致，SCR 为 2.0。

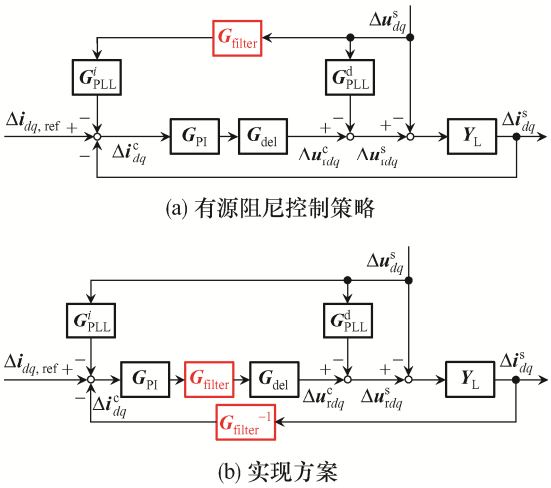


图 6 稳定控制策略

Fig. 6 Stability control strategy

3.1 有源阻尼控制策略

根据图 6 所提并网变流器有源阻尼控制策略，

变流器阻抗模型变化为

$$\boldsymbol{Z}=(\boldsymbol{E}_{2\times2}+\boldsymbol{G}_{\mathrm{PLL}}^{\mathrm{d}}+\boldsymbol{G}_{\mathrm{del}}\boldsymbol{G}_{\mathrm{PI}}\boldsymbol{G}_{\mathrm{PLL}}^{i}\boldsymbol{G}_{\mathrm{filter}})^{-1}\cdot(\boldsymbol{Y}_{\mathrm{L}}^{-1}+\boldsymbol{G}_{\mathrm{del}}\boldsymbol{G}_{\mathrm{PI}}) \tag{12}$$

滤波环节表达式为

$$\boldsymbol{G}_{\mathrm{filter}}=\begin{bmatrix}G_{\mathrm{f}} & 0\\ 0 & G_{\mathrm{f}}\end{bmatrix} \tag{13}$$

式中，G_{f}为最小相位滤波器，其通用表达式为

$$G_{\mathrm{f}}=\frac{a_2s^2+a_1s+a_0}{b_2s^2+b_1s+b_0} \tag{14}$$

式中，a_i和b_i(i=0, 1, 2)表示任意常数。

3.2 滤波器设计方案

根据 3.1 节所提出的有源阻尼控制策略，提出分别采用二阶低通滤波器 SLPF(second-order low-pass filter)与二阶陷波器 SNF(second-order notch filter)用于改善系统稳定性。SLPF 的传递函数 G_{f} 的表达式为

$$G_{\mathrm{f}}=\frac{\omega_{\mathrm{f}}^2}{s^2+2\xi\omega_{\mathrm{f}}s+\omega_{\mathrm{f}}^2} \tag{15}$$

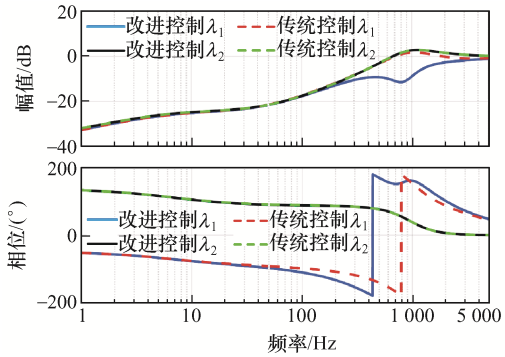
式中：ω_{f}为固有角频率；ξ为阻尼系数。

当并网变流器采用传统控制时，系统的失稳频率约为 833 Hz。同时，考虑到并网变流器相关主电路和控制参数 10%~15%参数摄动影响的范围，在这种情况下，ω_{f}应设置为小于系统失稳频率，此处设置为 300 Hz。ξ通常设为$1/\sqrt{2}$ [20]。加入 SLPF 前后系统特征根的变化如图 7(a)所示。在加入 SLPF 后，特征根的幅值及−180° 穿越点的频率均下降，系统由不稳定变为稳定，有效改善了系统稳定性。由于−180° 只在特征根 1 中出现，故当ω_{f}被设置为不同频率时，只对特征根 1 进行分析，特征根 1 的变化如图 7(b)所示。可以看出，随着ω_{f}的下降，系统的稳定裕度越来越大。

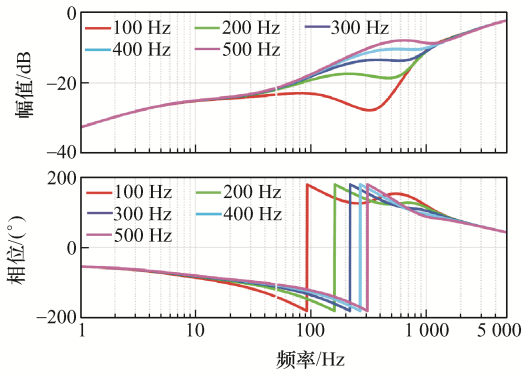
对于 SNF，G_{f}的表达式为

$$G_{\mathrm{f}}=\frac{s^2+2\xi\omega_{\mathrm{f}}s+\omega_{\mathrm{f}}^2}{s^2+2\omega_{\mathrm{f}}s+\omega_{\mathrm{f}}^2} \tag{16}$$

此时，ω_{f}为系统失稳频率，阻尼系数ξ与陷波深度有关，通常将陷波深度设置为失稳幅值的峰值。假如失稳幅值为 10 dB，则将其设置为−10 dB。



(a) 传统与引入SLPF后特征根对比(ω_{f}=300 Hz)



(b) 不同ω_{f}下特征根1的变化

图 7　加入 SLPF 前后伯德图

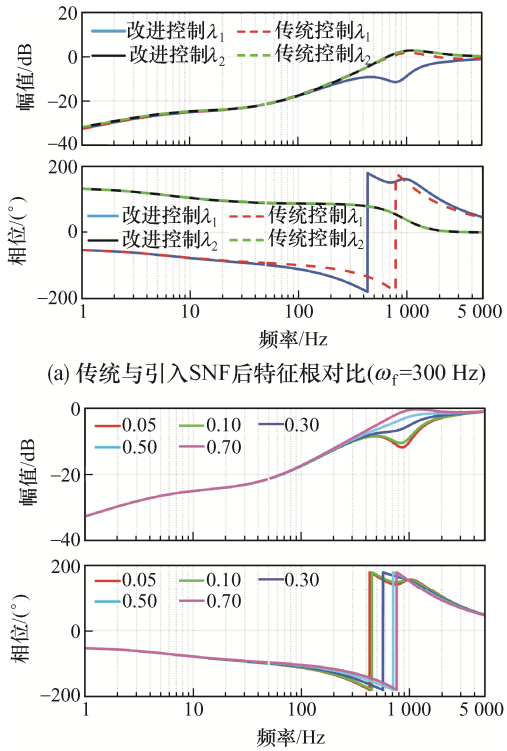
Fig. 7 Bode plots before and after the introduction of SLPF

加入 SNF 前后，系统特征根变化如图 8(a)所示。在这种情况下，ω_{f}被设置为 833 Hz。在加入 SNF 后，特征根 1 的幅值在对应频率处明显产生下限，同时−180° 穿越点的频率下降，系统由不稳定变为稳定，有效改善了系统稳定性。若保持 SNF 中ω_{f}不变，同样考虑并网逆变器主电路及控制参数 10%~15%参数摄动范围影响，通过改变ξ观察系统特征根 1 的变化趋势，如图 8(b)所示。随着ξ增大，SNF 的陷波深度增大，对相应频率点处的特征根幅值的抑制效果更好，系统稳定裕度提高。但是，ξ越大意味着 SNF 的带宽越小，在这种情况下，ω_{f}需对准系统失稳频率，若其与系统失稳频率之间的差值过大则难以维持系统稳定。若ξ减小，此时虽然 SNF 带宽增大，但其对关键频率处的幅值抑制效果比ξ较大时弱。

3.3 不同工况下有源阻尼控制策略有效性分析

为了研究不同锁相环带宽和电流环带宽工况下所提有源阻尼控制策略的有效性，对同一工况下

分别采用传统控制和有源阻尼控制的系统稳定裕度进行对比分析。



(a) 传统与引入SNF后特征根对比(ω_f=300 Hz)

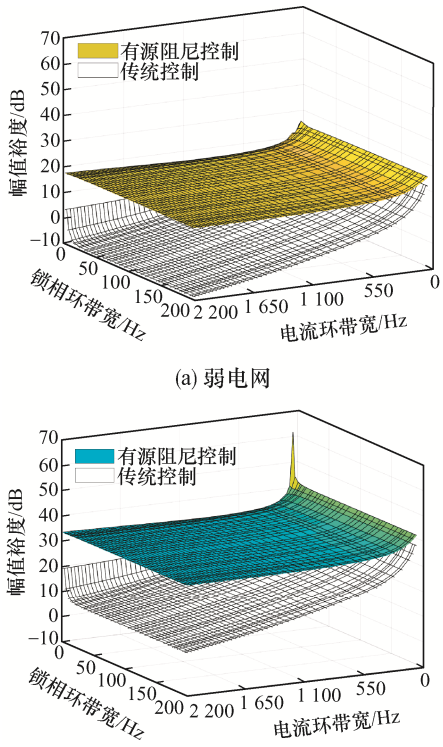
(b) 不同ξ下特征根1的变化

图 8 加入 SNF 前后伯德图

Fig. 8 Bode plots before and after the introduction of SNF

当 SCR 为 2.0，电网为弱电网时，不同锁相环带宽和电流环带宽工况下，采用不同控制策略时系统的幅值裕度如图 9(a)所示。当采用传统控制且锁相环带宽和电流环带宽较小时，系统抗失稳能力较强。但是随着锁相环带宽和电流环带宽不断增大，幅值裕度不断减小，当锁相环带宽和电流环带宽较大时，幅值裕度甚至小于 0，说明锁相环带宽和电流环带宽的增加不利于系统稳定性。当采用有源阻尼控制策略时，在不同锁相环带宽和电流环带宽下均能使系统保持稳定，使系统的幅值裕度始终维持在一定范围内，大幅度提高系统稳定性。

当 SCR 为 10.0，电网较强时，处于不同工况下的系统幅值裕度如图 9(b)所示。当采用传统控制时，系统的幅值裕度始终大于 0，系统较为稳定。当采用本文所提有源阻尼控制策略后，系统的幅值裕度进一步提升，且随着锁相环带宽和电流环带宽的不断增大，本文所提稳定控制策略的提升效果也越加明显。结果表明，本文所提有源阻尼控制策略不会对跟网型变流器在强电网工况下的稳定性造成影响。



(a) 弱电网

(b) 强电网

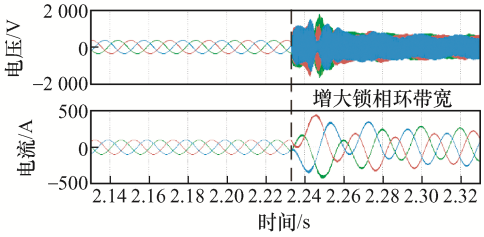
图 9 不同工况下系统的幅值裕度

Fig. 9 Magnitude margin of system under different operating conditions

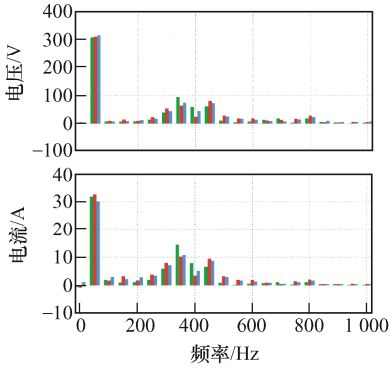
4 系统实验验证

为了验证本文所提稳定控制策略的有效性，采用 RT-Box 进行硬件在环实验，实验采用的参数与表 1 一致。当变流器采用传统控制时，变流器处于弱电网工况(SCR 为 2.0)，此时增大锁相环带宽至 1 776 Hz，其余参数保持不变，系统呈现失稳状态，如图 10(a)所示，其快速傅里叶变换 FFT(fast Fourier transform)分析如图 10(b)所示。系统失稳时，系统在 400 Hz 产生边带振荡，谐波频率从低频到高频段均存在。由于本文所提有源阻尼控制方法将滤波器加在了电流环中，选取系统失稳频率以及失稳幅值时主要观察电流的边带振荡频率中心以及边带振荡的最大谐波幅值，故系统采用传统控

制时，系统的失稳频率为 400 Hz，所需要抑制的失稳电流峰峰值为 10 A。



(a) 弱电网锁相环带宽增大失稳波形

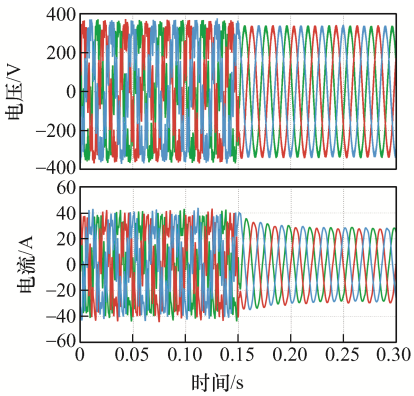


(b) FFT分析

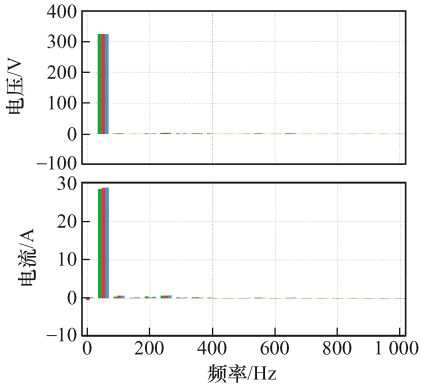
图 10　传统控制下的实验波形

Fig. 10 Experiment waveforms under traditional control

考虑并网逆变器主电路和控制参数 10%~15% 参数摄动范围影响，选用 SLPF 作为有源阻尼时，其ω_{f}应设置为小于当前系统失稳频率，此处设置为 200 Hz，阻尼系数ξ设置为 $1/\sqrt{2}$。加入基于 SLPF 的有源阻尼控制策略前后并网变流器系统的电压、电流波形如图11(a)所示。结果表明，加入有源阻尼控制后，系统由不稳定变为稳定，能有效抑制失稳频率。系统稳态时 PCC 电压和电流的 FFT 分析结果如图 11(b)所示，表明 SLPF 的加入能有效抑制失



(a) 投入SLPF有源阻尼后



(b) FFT分析

图 11　有源阻尼投入后实验波形

Fig. 11 Experimental waveforms with active damping

稳幅值和其他谐波频率。

5　结论

(1)从变流器复频域阻抗模型出发，将 MIMO 阻抗模型与稳定性分析方法相结合，指出了锁相环通过影响 Park 变换角度与电流环直接耦合，并导致变流器电流环失稳。

(2)分析了锁相环阻抗对系统稳定性的影响，提出了一种基于最小相位数字滤波器的有源阻尼控制策略用于控制系统稳定，并以 SLPF 和 SNF 滤波器为例，给出了该控制策略的具体实现方案以及滤波器的参数设计方法。

(3)分析了不同电网强度、不同锁相环带宽、不同电流环带宽下，传统控制与有源阻尼控制之间的差异。通过实验验证了所提控制策略对于提升弱电网场景下并网逆变器稳定性的有效性。

本文验证了所提出的方法在三相平衡系统中的有效性，但是当系统出现三相不平衡状况时，需对此方法作进一步评估。同时，该方法主要作用于跟网型变流器，还可进一步研究将其延伸至构网型变流器。

参考文献：

[1] Zou Zhixiang, Tang Jian, Buticchi G, et al. Stabilization of distribution grids with high penetration of renewables: The path from decentralized control to a centralized one

[J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2024, 18(1): 17-31.

[2] 谢小荣, 贺静波, 毛航银, 等. “双高”电力系统稳定性的新问题及分类探讨[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(2): 461-475.
Xie Xiaorong, He Jingbo, Mao Hangyin, et al. New issues and classification of power system stability with high shares of renewables and power electronics [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(2): 461-475. (in Chinese)

[3] Yang Jingxi, Tse K C, Huang Meng, et al. Homoclinic bifurcation of a grid-forming voltage source converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(11): 13176-13187.

[4] Zou Zhixiang, Besheli B D, Rosso R, et al. Interactions between two phase-locked loop synchronized grid converters [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(4): 3935-3947.

[5] 汪春江, 孙建军, 宫金武, 等. 并网逆变器与电网阻抗交互失稳机理及阻尼策略[J]. 电工技术学报, 2020, 35(S2): 503-511.
Wang Chunjiang, Sun Jianjun, Gong Jinwu, et al. Mechanism and damping strategy of interactive instability between grid-connected inverter and grid impedance [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(S2): 503-511. (in Chinese)

[6] 刘芳, 刘威, 徐韫钰, 等. 弱电网条件下并网逆变器控制环路稳定判据及交互作用规律分析[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(2): 466-481.
Liu Fang, Liu Wei, Xu Yunyu, et al. Analysis on stability criterion and interaction law of grid-connected inverter control loop under weak grid condition [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(2): 466-481. (in Chinese)

[7] Fu Xikun, Huang Meng, Pan Shangzhi, et al. Cascading synchronization instability in multi-VSC grid-connected system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(7): 7572-7576.

[8] 杨树德, 李旺, 张新闻, 等. 一种提高变流器弱电网适应能力的虚拟阻抗控制策略[J]. 电源学报, 2024, 22(2): 158-166.
Yang Shude, Li Wang, Zhang Xinwen, et al. Virtual impedance control strategy for improving the adaptability of converter to weak grid [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 158-166. (in Chinese)

[9] 武海涛, 张宁宁, 曹志轩, 等. 弱电网下光伏并网系统锁相环参数自适应控制[J]. 电网与清洁能源, 2024, 40(1): 52-61.
Wu Haitao, Zhang Ningning, Cao Zhixuan, et al. Adaptive control of phase-locked loop parameters of the photovoltaic grid-connected system under weak grid [J]. Advances of Power System & Hydroelectric Engineering, 2024, 40(1): 52-61. (in Chinese)

[10] Li Xing, Lin Hua. A design method of phase-locked loop for grid-connected converters considering the influence of current loops in weak grid [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(3): 2420-2429.

[11] Zhou Shiying, Zou Xudong, Zhu Donghai, et al. An improved design of current controller for LCL-type grid-connected converter to reduce negative effect of PLL in weak grid [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(2): 648-663.

[12] Gong Hong, Wang Xiongfei, Harnefors L. Rethinking current controller design for PLL-synchronized VSCs in weak grids [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(2): 1369-1381.

[13] 张继勇, 孙宜澎, 杨树德. 一种提高变流器弱电网适应能力的全通前馈方法[J]. 电源学报, 2023, 21(3): 48-55.
Zhang Jiyong, Sun Yipeng, Yang Shude. All-pass feed-forward method for improving the adaptability of converter to weak grid [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(3): 48-55. (in Chinese)

[14] Alawasa K M, Mohamed Y A I, Xu W. Active mitigation of subsynchronous interactions between PWM voltage-source converters and power networks [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(1): 121-134.

[15] Yang Dongsheng, Wang Xiongfei, Liu Fangcheng, et al. Symmetrical PLL for SISO impedance modeling and enhanced stability in weak grids [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(2): 1473-1483.

[16] 张学广, 付志超, 陈文佳, 等. 弱电网下考虑锁相环影响的并网逆变器改进控制方法[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(7): 139-145.
Zhang Xueguang, Fu Zhichao, Chen Wenjia, et al. An

improved control method for grid-connected inverters considering impact of phase-locked loop under weak grid condition [J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(7): 139-145. (in Chinese)

[17] 丁劲松, 姚鸿德, 李圣清. 弱电网下 LCL 型并网逆变器输出阻抗复合重塑策略[J]. 电网与清洁能源, 2024, 40(3): 32-40.
Ding Jinsong, Yao Hongde, Li Shengqing. A study on the complex remodeling strategy of output impedance of LCL-type grid-connected inverters under weak grids [J]. Advances of Power System & Hydroelectric Engineering, 2024, 40(3): 32-40. (in Chinese)

[18] Liu Xingqi, Zou Zhixiang, Yang Jiajun, et al. Stability assessment of a radial grid with power converters [J]. IEEE Open Journal of Power Electronics, 2022, 3: 61-74.

[19] Markovic U, Stanojev O, Aristidou P, et al. Understanding small-signal stability of low-inertia systems [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2021, 36(5): 3997-4017.

[20] Zou Zhixiang, Tang Jian, Wang Xiongfei, et al. Modeling and control of a two-bus system with grid-forming and grid-following converters [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(6): 7133-7149.

[21] 王翰文, 曾成碧, 苗虹. 弱电网下 LCL 逆变器的有源阻尼控制策略研究[J]. 电源学报, 2024, 22(2): 167-174.
Wang Hanwen, Zeng Chengbi, Miao Hong. Research on active damping control strategy for LCL inverter in weak grid [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 167-174. (in Chinese)

[22] Fang Jingyang, Li Xiaoqiang, Li Hongchang, et al. Stability improvement for three-phase grid-connected converters through impedance reshaping in quadrature-axis [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(10): 8365-8375.

[23] Berg M, Aapro A, Luhtala R, et al. Small-signal analysis of photovoltaic inverter with impedance-compensated phase-locked loop in weak grid [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2020, 35(1): 347-355.



高泽明

作者简介：

高泽明(1981—)，男，通信作者，硕士，正高级工程师。研究方向：新能源并网控制技术，电力系统运行与电网规划技术。E-mail：cknjut@163.com。

程伦(1982—)，男，硕士，正高级工程师。研究方向：电力系统运行与电网规划技术。E-mail：cean1h@163.com。

孙利强(1975—)，男，本科，正高级工程师。研究方向：电力系统运行、控制与保护技术。E-mail：qfjsgccsd@163.com。

陈琳浩(1991—)，男，博士，工程师。研究方向：新型电力系统运行与控制技术。E-mail：k1hrbi@163.com。

(责任编辑：郭凯凯)