第 52 卷 第 2 期：732-743　　高电压技术　　Vol.52, No.2: 732-743
2026 年 2 月 28 日　　High Voltage Engineering　　February 28, 2026
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20250162

基于频率补偿的构网型变流器次同步振荡抑制策略

龚梓轩[1]，黄云辉[1,2]，王　栋[1]，唐金锐[1]，谢长君[1]，周克亮[1]
（1. 武汉理工大学自动化学院，武汉 430070；2. 武汉理工大学深圳研究院，深圳 518000）

摘　要：构网型变流器接入低阻抗电网可能导致次同步振荡。针对此问题，该文提出了一种基于频率补偿的阻尼控制器。首先，建立了构网型变流器并网系统的数学模型和动力学模型，并从动力学视角分析低阻抗下构网型变流器产生次同步振荡的原因。然后，提出基于频率补偿的阻尼控制方案，通过引入角频率补偿信号来增强系统的阻尼，从而抑制次同步振荡。分析了相位补偿时间常数对系统的影响以及不同阻尼控制增益的优化效果。最后在 Matlab/Simulink 平台以及半实物仿真实验测试平台上进行了时域仿真和半实物仿真实验验证了所提方案的有效性。
关键词：构网型变流器；次同步振荡；频率补偿；阻尼控制器；动力学模型

Suppression Strategy of Subsynchronous Oscillation of Grid-forming Converter Based on Frequency Compensation

GONG Zixuan[1], HUANG Yunhui[1,2], WANG Dong[1], TANG Jinrui[1], XIE Changjun[1], ZHOU Keliang[1]
(1. School of Automation, Wuhan University of Technology, Wuhan 430070, China;
2. Shenzhen Research Institute, Wuhan University of Technology , Shenzhen 518000, China)

Abstract：The integration of grid-forming converters into low-impedance power grids may lead to subsynchronous oscillations. In response to this issue, this paper proposes a damping controller based on frequency compensation. First, we established a mathematical model and a dynamic model of the grid-connected system of the grid-forming converter, and analyzed the causes of subsynchronous oscillations in grid-forming converters under low impedance from a dynamic perspective. Then, we put forward a scheme of damping control based on frequency compensation, in which the angular frequency compensation signal is introduced to enhance the damping of the system so as to restrain the subsynchronous oscillation. Moreover, we analyzed the impact of the phase compensation time constant on the system and the optimization effects of different damping control gains. Finally, we carried out time domain simulation and hardware-in-the-loop simulation experiments on Matlab/Simulink platform and hardware-in-the-loop simulation test platform to verify the effectiveness of the proposed scheme.
Key words：grid-forming converter; subsynchronous oscillations; frequency compensation; damping controller; dynamic model

0　引言

为实现“碳达峰、碳中和”目标[1]，我国对以风电、光伏为代表的新能源进行了大力发展。新能源通过并网变流器接入电网，传输电能。并网变流器分为构网型变流器和跟网型变流器[2]。其中，构网型变流器是一种新型的电力电子变流器，与传统的跟网型变流器不同，它可以独立地维持电网电压和频率[3]，因此被广泛应用于新能源并网系统中[4]，还可以应用于配电网综合补偿，改善电能质量[5]。

然而，在低阻抗工况下，构网型变流器存在发生振荡现象的风险，进而可能致使系统失稳，相关研究已在文献[6]中有所阐述。在低阻抗条件下，序阻抗耦合会引发变流器频域导纳与阻抗特性的改变，这一变化将对系统稳定性产生显著影响。当出现阻抗匹配不当的情况时，会引发功率振荡以及电压不稳定问题，如文献[7]所提及。此外，低阻抗工况下，变流器的同步谐振风险亦有可能增加，这在文献[8]中得以体现。综上所述，构网型变流器在低阻抗条件下的失稳问题，仍有待深入研究。

目前，针对构网型变流器稳定性问题的研究，主要聚焦于对称故障工况下构网型变流器的电流限

基金资助项目：广东省基础与应用基础研究基金(2023A1515240052)；国家自然科学基金(U24B20103)。
Project supported by Guangdong Basic and Applied Basic Research Foundation(2023A1515240052), National Natural Science Foundation of China (U24B20103).

制控制。相关研究成果如文献[9]所示，提出了在电网故障期间对变流器电流加以限制的策略，以此提升电网的稳定性。除此之外，部分研究关注了变电网条件下构网型变流器的稳定性问题，涵盖了构网型变流器与同步机交互作用引发的电压和频率稳定性问题，这在文献[10]中有所体现。文献[11]指出配备电流限幅环节的构网型逆变器在实际运行工况下，可能产生与同步发电机功角失稳现象类似的暂态失稳问题。文献[12]则考虑到构网型变流器接入新能源场站后，其与跟网型变流器之间的相互作用等因素，会对场站的小扰动稳定特性产生影响。文献[13]深入探讨了跟网型与构网型混联系统的小干扰稳定性问题。文献[14]提出了一种跟网-构网融合控制策略，此策略对于改善变流器在强、弱电网中的振荡稳定性具有积极意义。与跟网型变流器类似，构网型变流器在不同电网强度下，其与电网之间的交互作用会发生改变，进而影响小干扰稳定性，这一现象在文献[15]中得以阐述。在弱、极弱电网条件下，文献[16]提出基于灵活调速控制的构网型变流器调频能力提升策略，有效地增强了小干扰稳定性。对于构网型变流器而言，若其控制参数不合理，在遭受小干扰时可能导致输出不稳定，文献[17]对这一情况有所研究。文献[18]着重探究了微网环境中构网型变流器控制参数对稳定性的影响。文献[19]提出了一种混合虚拟阻抗法，该方法能够在全频段范围内显著提升构网型变流器的并网稳定性，同时增强其在复杂电网环境下的适应能力。当考虑频率耦合时，构网型变流器的序阻抗特性会发生变化，从而对其小干扰稳定性产生影响，这一观点在文献[20]中得以体现。若构网型变流器的小干扰同步稳定问题未能得到有效解决，将会引发一系列振荡问题，其中包括次同步振荡，如文献[21]所述。因此，针对构网型变流器受到小干扰引发的次同步振荡失稳现象，抑制构网型变流器次同步振荡的方法亟须研究。

当前，针对构网型变流器次同步振荡的抑制，现有方法主要集中在控制策略的调整与优化。如文献[22]和[23]通过对比不同构网型控制方式下变流器的次同步振荡特性，构建了统一的序阻抗模型。该模型为深入剖析变流器次同步振荡问题奠定了理论基础，然而，在处理复杂系统时，该方法流程繁琐，应用受到一定限制。文献[24]深入研究了级联构网型变流器中次同步振荡的产生机理，并提出基于直流侧动态特性的次同步振荡抑制方法。此方法虽在直流侧取得一定成效，但对于交流侧动态机理的研究尚不完善，交流侧次同步振荡相关问题仍有待进一步探索。文献[25]提出一种基于人工智能的功率振荡抑制器，能够有效抑制构网型变流器引发的次同步振荡。但该方法在人工智能算法设计和参数调整过程中较为复杂，在实际电网运行环境中，算法的稳定性和实时性可能面临挑战，大规模应用存在一定困难。文献[26]针对低阻抗电网中构网型变流器引发的次同步振荡问题展开分析，提出基于储能系统的次同步振荡抑制方法。该方法通过引入外部储能系统，虽能在一定程度上抑制振荡，但同时也增加了系统的复杂性，可能引发新的稳定性隐患，如储能系统与原系统的兼容性问题以及额外的控制难度等。上述优化方法仍具有一定局限性，因此针对构网型变流器次同步振荡的抑制方法需要进一步研究。

因此，本文针对构网型变流器并网系统的次同步振荡现象提出一种基于频率补偿的阻尼控制方案。这项工作的主要贡献如下：1）针对构网型变流器提出一种阻尼控制器以缓解次同步振荡问题；2）从动力学的视角分析并设计了阻尼控制器的控制参数；3）通过 Matlab/Simulink 平台以及半实物仿真实验测试平台验证了所提出阻尼控制方案在缓解次同步振荡方面的有效性。

1　构网型变流器并网系统的控制及数学模型

1.1　构网型变流器接入交流电网的控制策略

如图 1 为构网型变流器拓扑结构及其控制策略。其中 PCC 为并网点；u_c 为逆变器输出电压；u_t 为并网点电压；u_g 为电网电压；i 为逆变器输出电流；X_1 为滤波阻抗；X_2 为电网等效阻抗。

控制策略包括功率环控制和电压电流双闭环控制。功率环采用低延时、控制结构简单的下垂控制，电压环采用 PI 控制附加虚拟阻抗控制，电流环采用经典 PI 控制。首先由功率环控制得到并网点参考相角，再通过电压电流双闭环控制输出信号经过坐标变换得到用于控制逆变器输出的 PWM 调制信号。其中 P 为并网点有功功率；P_{ref} 为有功功率参考值；ω_p 为低通滤波器截止频率；m 为有功下垂控制的下垂系数；ω_n 为基准角频率；ω为并网点功率同步角频率；s 为拉普拉斯算子；θ为功率同步控制输出相角。

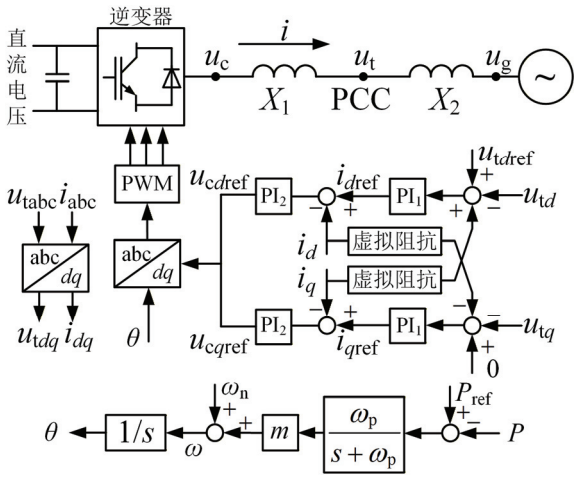


图 1 构网型变流器主要拓扑及其控制策略

Fig.1 Main topologies of grid-forming converter and its control strategy

1.2 构网型变流器并网系统的数学模型

为深入剖析构网型变流器在遭受小扰动时诱发次同步振荡的内在机制，并从动力学层面系统分析次同步振荡抑制策略，构建构网型变流器并网系统的精确数学模型显得尤为关键。

图 2 为系统稳态和受到小扰动时的系统电压相量图。其中 xy 为同步参考坐标系，dq 为功率环同步坐标系，xy 坐标系以恒定转速ω_n旋转，dq 坐标系以转速ω旋转。稳态时，xy 坐标系的转速与 dq 坐标系的转速相等，即ω=ω_n，当系统受到小扰动时，两坐标系会产生转速差，从而形成坐标系旋转角度差 $\Delta\theta$。

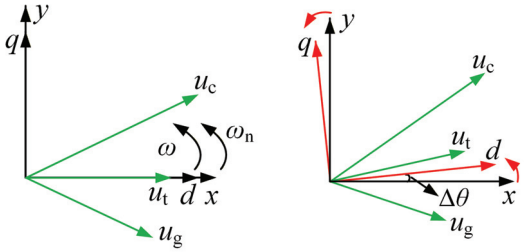
本文功率控制环采用下垂控制，由于本文采用的次同步振荡抑制策略应用于有功功率环，忽略了无功功率对系统的影响，因此电压外环控制直接给定参考值，将功率环模型线性化后得到功率环线性化方程如下：

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}\Delta\theta}{\mathrm{d}t}=\Delta\omega\\ \dfrac{\mathrm{d}\Delta\omega}{\mathrm{d}t}=m\omega_{\mathrm{p}}\left(\Delta P_{\mathrm{ref}}-\Delta P\right)-\omega_{\mathrm{p}}\Delta\omega\end{cases}\tag{1}$$

本文针对次同步振荡时间尺度动态行为进行分析，因此忽略电流环动态，对电压控制环进行线性化可得以下方程：

$$\begin{cases}\Delta i_d=(k_{\mathrm{p1}}+\dfrac{k_{\mathrm{i1}}}{s})(\Delta u_{td\mathrm{ref}}-\Delta u_{td}+\dfrac{k_{\mathrm{v}}X_{\mathrm{v}}s}{T_{\mathrm{v}}s+1}\Delta i_q)\\ \Delta i_q=(k_{\mathrm{p1}}+\dfrac{k_{\mathrm{i1}}}{s})(\Delta u_{tq\mathrm{ref}}-\Delta u_{tq}-\dfrac{k_{\mathrm{v}}X_{\mathrm{v}}s}{T_{\mathrm{v}}s+1}\Delta i_d)\end{cases}\tag{2}$$

式(2)中虚拟阻抗的传递函数 $G_{\mathrm{v}}(s)$为：



(a) 稳态 (b) 受到小扰动

图 2 系统稳态和受到小扰动时的各电压向量图

Fig.2 Voltage vector diagrams of the system in steady state and under small disturbance

$$G_{\mathrm{v}}(s)=\frac{k_{\mathrm{v}}X_{\mathrm{v}}s}{T_{\mathrm{v}}s+1}\tag{3}$$

式中：k_{v}表示虚拟阻抗增益；X_{v}的作用是调节虚拟阻抗大小；T_{v}表示虚拟阻抗微分环节时间常数。

电网侧的线性化方程如式(4)所示：

$$\begin{cases}\Delta u_{tx}-\Delta u_{gx}=L_2\dfrac{\mathrm{d}\Delta i_x}{\mathrm{d}t}-\omega_{\mathrm{n}}L_2\Delta i_y\\ \Delta u_{ty}-\Delta u_{gy}=L_2\dfrac{\mathrm{d}\Delta i_y}{\mathrm{d}t}+\omega_{\mathrm{n}}L_2\Delta i_x\end{cases}\tag{4}$$

不同坐标系中变量之间的转换关系如式(5)所示，其中各变量的下角标“0”代表稳态值，$\boldsymbol{E}_4$ 表示单位矩阵。

$$\begin{bmatrix}\Delta u_{td}\\ \Delta u_{tq}\\ \Delta i_d\\ \Delta i_q\end{bmatrix}=\boldsymbol{E}_4\begin{bmatrix}\Delta u_{tx}\\ \Delta u_{ty}\\ \Delta i_x\\ \Delta i_y\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}u_{ty0}\\ -u_{tx0}\\ i_{q0}\\ -i_{d0}\end{bmatrix}\Delta\theta\tag{5}$$

根据有功功率的表达式线性化可得：

$$\Delta P=\frac{3}{2}(i_{d0}\Delta u_{td}+u_{td0}\Delta i_d+i_{q0}\Delta u_{tq})\tag{6}$$

式中：U_{g}为电网电压幅值；U_{tref}为端电压参考值；i_{d0}、i_{q0}、u_{td0}分别为 d、q 轴电流和 d 轴电压稳态值，各稳态值表达式如下：

$$i_{d0}=\frac{U_{\mathrm{g}}\sin\theta_0}{X_2},i_{q0}=\frac{U_{\mathrm{g}}\cos\theta_0-u_{td0}}{X_2},u_{td0}=U_{\mathrm{tref}}\tag{7}$$

联合式(1)—(7)可以得到 Δu_{td}、Δu_{tq}、Δi_d 与 $\Delta\theta$ 的关系如(8)—(10)所示，式中 A_1，A_2，A_3 为常数，其详细表达式见附录 A。

$$\frac{\Delta u_{td}}{\Delta\theta}=\frac{A_1+A_3(\dfrac{k_{\mathrm{v}}X_{\mathrm{v}}s}{T_{\mathrm{v}}s+1}-A_2)(k_{\mathrm{p1}}+\dfrac{k_{\mathrm{i1}}}{s})}{(\dfrac{k_{\mathrm{v}}X_{\mathrm{v}}s}{T_{\mathrm{v}}s+1}-A_2)^2(k_{\mathrm{p1}}+\dfrac{k_{\mathrm{i1}}}{s})^2+1}\tag{8}$$

$$\frac{\Delta u_{tq}}{\Delta\theta}=\frac{A_3-A_1(\dfrac{k_{\mathrm{v}}X_{\mathrm{v}}s}{T_{\mathrm{v}}s+1}-A_2)(k_{\mathrm{p1}}+\dfrac{k_{\mathrm{i1}}}{s})}{(\dfrac{k_{\mathrm{v}}X_{\mathrm{v}}s}{T_{\mathrm{v}}s+1}-A_2)^2(k_{\mathrm{p1}}+\dfrac{k_{\mathrm{i1}}}{s})^2+1}\tag{9}$$

$$\frac{\Delta i_d}{\Delta\theta}=\frac{-A_3(\frac{k_vX_vs}{T_vs+1}-A_2)(k_{p1}+\frac{k_{i1}}{s})^2-A_1(k_{p1}+\frac{k_{i1}}{s})}{(\frac{k_vX_vs}{T_vs+1}-A_2)^2(k_{p1}+\frac{k_{i1}}{s})^2+1} \tag{10}$$

2　基于动力学特性的构网型变流器次同步振荡机理分析

2.1　构网型变流器的动力学模型

为更深入地探究构网型变流器的次同步振荡机理，本研究从动力学视角出发，对构网型变流器开展建模工作。

图 3 表示同步发电机在不平衡转矩作用下内电势的相位动态。ΔT_m、ΔT_s、ΔT_d 分别为机械转矩、同步转矩和阻尼转短的增量。$\Delta\delta$ 表示内电势相位运动的位移电角速度，$(\Delta T_m-\Delta T_s-\Delta T_d)/H$ 则表示相位运动加速度，显然，在一定电网及扰动条件下，内电势相位里的位移、速度加速度的运动规律完全取决于同步机自身惯量 H、阻尼 K_D 及同步系数 K_S 这些基本物理特性。在表征同步发电机内电势动态时，ΔT_s 为负时，内电势将偏离其稳定平衡点；ΔT_d 为负时，内电势将会产生振荡现象。因此同步发电机内电势稳定的条件为：

$$K_D>0,K_S>0 \tag{11}$$

参考同步机二阶转子运动方程，将功率同步控制视为研究主体，定义 J 为系统的惯量系数，即可得到以下方程：

$$s^2\Delta\theta+D_1s\Delta\theta+K_1\Delta\theta=0 \tag{12}$$

式中：K_1、D_1 为系统的同步系数和阻尼系数。

在构网型变流器建模过程中，将系统解构为两个部分：其一为功率环本体，其二为对功率环的反馈环节。基于此，系统的功率变化量 ΔP 可被划分为固有功率分量 ΔP_i 以及可变功率分量 ΔP_c。进一步剖析，系统功率还能够依据与相位角变化量 $\Delta\theta$ 相关和与角速度变化量 $\Delta\omega$相关，分别细分为同步功率分量与阻尼功率分量。这一细分方式有助于从动力学本质层面理解系统功率特性，为后续次同步振荡问题的深入研究提供关键的理论基础与分析视角。

就功率环自身而言，系统中存在固有功率分量 ΔP_i，该分量呈现出不受系统控制参数变动影响的特性，是系统内在的功率组成部分。依据功率环的数学模型，通过对式(1)—(10)进行严谨的数学推导，能够得出 ΔP_i 的表达式如下：

$$\Delta P_i=K\Delta\theta+D\Delta\omega \tag{13}$$

式中：K、D 分别系统的固有同步系数和固有阻尼系数，其中 K=1.5A_3/A_2、D=1/m，K 作为系统平衡的关键影响因素，其数值状态直接关联到系统能否维持稳定的平衡态；而 D 则对系统振荡特性产生显著作用，通过其取值设定，在系统运行过程中有效调控振荡幅度与频率，进而保障系统运行的稳定性与可靠性。

对于整个系统而言，除去功率环之外，存在着受系统控制环路参数影响的可变功率分量 ΔP_c。定义 $G_1(s)$为 $\Delta\theta$到 ΔP_c 之间的传递函数，根据式(6)可以得到 $G_1(s)$：

$$G_1(s)=\frac{3}{2}(i_{d0}\frac{\Delta u_{td}}{\Delta\theta}+u_{td0}\frac{\Delta i_d}{\Delta\theta}+i_{q0}\frac{\Delta u_{tq}}{\Delta\theta}) \tag{14}$$

将式(7)—(10)以及 s=a+jb 代入 $G_1(s)$可得：

$$\begin{aligned}\Delta P_c&=G_1(a+\mathrm{j}b)\Delta\theta=\\&(K_{1\Delta}+(a+\mathrm{j}b)D_{1\Delta})\Delta\theta=\\&K_{1\Delta}\Delta\theta+D_{1\Delta}\Delta\omega\end{aligned} \tag{15}$$

式中：$K_{1\Delta}$、$D_{1\Delta}$ 分别表示系统的可变同步系数和可变阻尼系数，具体见附录 A。则 K_1=K+$K_{1\Delta}$、D_1=D+$D_{1\Delta}$，由此可将功率 ΔP 分解为与同步系数 K_1 相关的同步功率分量 ΔP_{k1} 和与阻尼系数 D_1 相关的阻尼功率分量 ΔP_{d1} 如式(16)所示。

$$\begin{cases}\Delta P_{k1}=(K+K_{1\Delta})\Delta\theta\\\Delta P_{d1}=(D+D_{1\Delta})\Delta\omega\end{cases} \tag{16}$$

在此基础上，作出虚拟阻抗控制下构网型变流器的动力学模型如图 4 所示。

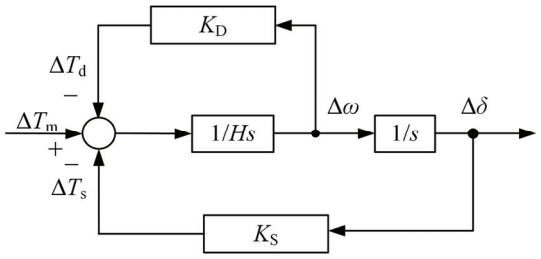


图 3　同步发电机内电势相位动态

Fig.3　Internal potential phase dynamics of synchronous generator

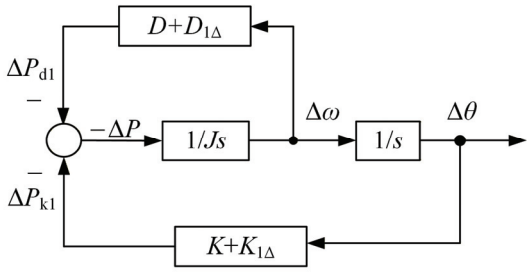


图 4　虚拟阻抗控制下构网型变流器的动力学模型

Fig.4　Dynamic model of grid-forming converter under virtual impedance control

图中 $J=1/m\omega_p$。在电力系统动态特性分析中，同步功率分量 ΔP_{k1} 对系统的功率平衡状态起着关键影响，而阻尼功率分量 ΔP_{d1} 则主要作用于系统振荡特性。与同步发电机类似，当同步功率分量 ΔP_{k1} 呈现负值时，系统将偏离其稳定平衡点，进而破坏系统的稳定运行状态；阻尼功率分量 ΔP_{d1} 若为负值，则会激发系统产生振荡现象，严重威胁系统的稳定性。从系统稳定性的理论分析可知，维持系统稳定运行的必要前提是同步功率分量 ΔP_{k1} 和阻尼功率分量 ΔP_{d1} 需同时大于零，即：

$$\begin{cases} K_1 = K + K_{1\Delta} > 0 \\ D_1 = D + D_{1\Delta} > 0 \end{cases} \tag{17}$$

2.2 构网型变流器次同步振荡机理分析

基于系统动态特性分析，绘制出同步系数 K_1 与阻尼系数 D_1 随短路比变化的曲线如图 5 所示。随着短路比增大，电网阻抗减小，同步系数 K_1 始终大于 0，系统维持在平衡工作状态，阻尼系数 D_1 随着电网阻抗的减小而减小，当短路比增大到 5.6 左右，阻尼系数变为负，此时系统的阻尼特性遭到破坏，极易引发系统振荡，严重威胁电力系统的安全稳定运行。

图 6 呈现了在不同短路比条件下，系统阻尼系数随频率变化的曲线。在电力系统运行特性分析中，短路比作为衡量电网强度的关键指标，其数值变化对系统动态特性影响显著。当短路比逐渐增大时，系统的阻尼特性发生明显改变，在特定频率区间内，系统出现负阻尼现象。经曲线数据可知，负阻尼出现时对应的频率范围大致处于 5~11 Hz 之间。在此频率区间内，由于负阻尼的存在，系统失去了有效的阻尼抑制作用，致使系统发生振荡。通过对振荡频率特性的分析，判定此时系统发生的振荡类型为次同步振荡。

3 基于频率补偿的次同步振荡抑制策略

3.1 阻尼控制器的设计策略

正常工作状态下，变流器输出有功功率角频率为 ω_n，若电力系统发生次同步振荡，近似认为变流器角频率在平衡点 ω_n 附近发生振荡。若 $d\omega/dt>0$，则应减小 $d\omega/dt$ 来消除系统的振荡；若 $d\omega/dt<0$，则应增大 $d\omega/dt$ 来消除系统的振荡。为达成上述目标，可通过向系统精确注入一个与当前振荡角频率信号相位相反的角频率信号，利用信号之间的相互干涉作用，实现对系统角频率的精准调节，进而维持系统频率平衡，保障电力系统稳定、可靠运行。这种基于相位补偿的频率调节策略，不仅能够有效抑制次同步振荡对系统的不利影响，而且对于提升电力系统在复杂工况下的动态稳定性具有重要的理论意义与工程应用价值。

由此本文提出一种基于频率补偿的阻尼控制器。阻尼控制器的大致思路是：以电网频率为输入信号，通过带通滤波器、控制增益、隔直环节以及相位补偿环节，得到的输出信号叠加到有功功率同步角频率，来维持角频率的平衡，从而间接的来增强系统的阻尼、抑制次同步振荡。图 7 为阻尼控制器接入功率环的示意图。

阻尼控制器的工作原理如下：变流器输出有功功率 f 通过带通滤波器过滤掉次同步振荡频率段以外的信号。k 为控制增益，其取值影响阻尼控制器

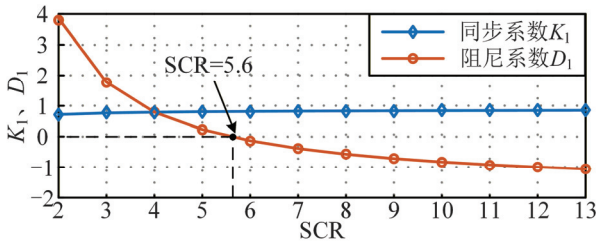


图 5 短路比变化时系统的同步、阻尼系数

Fig.5 Synchronization and damping coefficient of the system with the change of short-circuit ratio

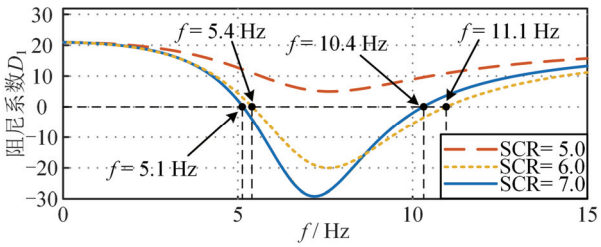


图 6 阻尼系数-频率曲线

Fig.6 Curve of damping coefficient-frequency

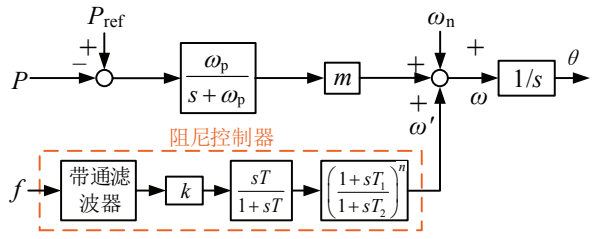


图 7 阻尼控制器接入功率环示意图

Fig.7 Schematic diagram of the damping controller connected to the power loop

的补偿效果，一般控制增益越大阻尼效果越明显，通常根据系统的实际运行情况来进行合理的对其进行取值。由于次同步振荡是一个交流振荡过程，隔直环节的作用是过滤输入信号中的直流信号，以保证直流信号充分衰减，从而不对稳态产生影响。相位补偿环节使得过滤后的信号产生相位偏移，相位偏移的大小是决定阻尼控制器是否为系统提供正阻尼的关键，因此相位补偿环节参数的设定至关重要。最后阻尼控制器输出补偿角频率ω'补偿至功率环的角频率参考信号中。

定义有功功率同步频率f到补偿角频率ω'之间的传递函数为$G(s)$，则$G(s)$的表达式如下：

$$G(s)=k\frac{\omega_l}{s+\omega_l}\cdot\frac{s}{s+\omega_h}\cdot\frac{sT}{1+sT}\left(\frac{1+sT_1}{1+sT_2}\right)^n \tag{18}$$

式中：低通滤波器和高通滤波器共同组成带通滤波器，ω_l表示低通滤波器的截止频率；ω_h表示高通滤波器的截止频率。控制增益k的取值取决于被补偿信号的大小；T为隔直环节时间常数，其值一般在0.002~0.01之间，T的值应尽量取小，为保证直流信号充分过滤，本文选取T=0.002。T_1、T_2表示相位补偿环节的相位超前时间常数和相位滞后时间常数。n表示相位补偿环节的级数，n的值通常根据相位补偿的角度而定，一般每一级相位补偿的角度不超过60°，具体偏移角度的大小需根据选取的相位补偿时间常数而定。

3.2　加入阻尼控制器后系统的动力学模型

当加入阻尼控制后，功率环的结构发生改变，ΔP将引入补偿功率分量ΔP_2。定义$G_2(s)$为$\Delta\theta$到ΔP_2的传递函数，推导出根据$G_2(s)$与阻尼控制器的传递函数$G(s)$的关系如式(19)：

$$G_2(s)=\frac{-s(s+\omega_p)}{2\pi m\omega_p}G(s) \tag{19}$$

将s=a+jb代入$G_2(s)$可得：

$$G_2(a+\mathrm{j}b)=K_{2\Delta}+D_{2\Delta}(a+\mathrm{j}b) \tag{20}$$

式中：$K_{2\Delta}$、$D_{2\Delta}$分别表示加入阻尼控制后的补偿同步系数和补偿阻尼系数。本文选取相位补偿环节的级数n=2，由式(19)和式(20)可计算出$K_{2\Delta}$和$D_{2\Delta}$表达式如式(21)和式(22)，式中E_7、E_8、F_7、F_8为常数，详细表达式见附录A。

$$K_{2\Delta}=\frac{k\omega_l}{2\pi m\omega_p}\cdot\frac{a(F_7E_8-E_7F_8)-b(E_7E_8+F_7F_8)}{b(E_8^2+F_8^2)} \tag{21}$$

$$D_{2\Delta}=\frac{k\omega_l}{2\pi m\omega_p}\cdot\frac{E_7F_8-F_7E_8}{b(E_8^2+F_8^2)} \tag{22}$$

加入阻尼控制器之后的同步功率分量变为ΔP_{k2}，阻尼功率分量变为ΔP_{d2}，系统的总同步系数和总阻尼系数分别变为K_2=K+$K_{1\Delta}$+$K_{2\Delta}$和D_2=D+$D_{1\Delta}$+$D_{2\Delta}$。则图4中的动力学模型将变为图8。

系统稳定的前提仍然满足同步功率分量ΔP_{k2}和阻尼功率分量ΔP_{d2}同时大于零，即：

$$\begin{cases}K_2=K+K_{1\Delta}+K_{2\Delta}>0\\ D_2=D+D_{1\Delta}+D_{2\Delta}>0\end{cases} \tag{23}$$

4　基于动力学特性的阻尼控制器的参数设计

4.1　相位补偿环节时间常数的设计

本文所提出的阻尼控制器，在抑制构网型变流器次同步振荡问题中占据核心地位，是确保系统稳定运行的关键控制器件。其控制器参数的优化配置，对次同步振荡的抑制成效起着决定性作用。为促使阻尼控制器能够稳定地为系统注入正阻尼，从而有效遏制次同步振荡的产生与发展，必须对相关控制参数展开合理设计。在阻尼控制器的众多关键组成部分中，相位补偿环节尤为重要，其为系统提供正阻尼的关键作用不可或缺。相位补偿时间常数作为该环节的核心参数，其精确设定直接关系到阻尼控制器能否有效发挥作用。

设置虚拟阻抗增益和阻尼控制增益分别为k_v=0.8和k=0.5，同时改变T_1和T_2的大小，分别选取T_2=0.04、0.1、0.2，并改变T_1与T_2的比值，观察同步系数K_2和阻尼系数D_2的变化趋势如图9所示。可以看到，当T_1取不同的值时，同步系数K_2随T_1与T_2的比值逐渐减小，值得注意的是，随着T_1与T_2的比值变大，系统的同步系数K_2减小但始终保持正值，而阻尼系数D_2的大小随着T_1与T_2的比值增大而增大。因此，当T_2取不同值时，T_1与T_2的比值应尽量取大。

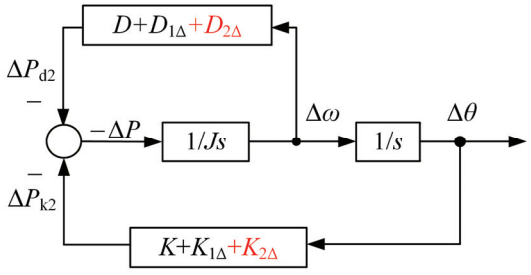


图8　加入阻尼控制后的构网型变流器的动力学模型

Fig.8　Dynamic Model of grid-forming converter after adding damping control

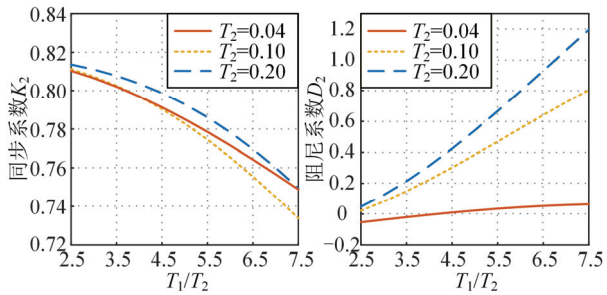


图 9 T_1/T_2 变化时系统的同步、阻尼系数

Fig.9 Synchronization and damping coefficient of the system with the ratio of T_1 to T_2 changing

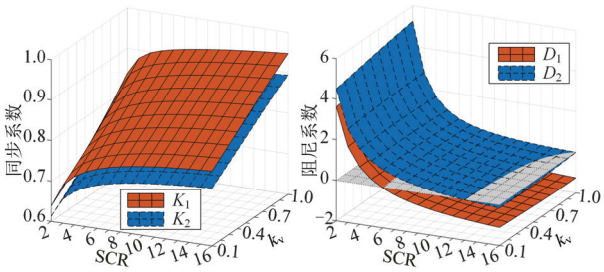


图 10 加入阻尼控制器前后系统的同步、阻尼系数曲面图

Fig.10 The synchronization and damping coefficient surface diagrams of the system before and after adding damping controller

基于对图 9 的深入分析，本文选定阻尼控制器的参数为 k=0.5、T_1/T_2=5、T_2=0.2。为验证阻尼控制器参数的有效性，在图 10 中绘制出短路比发生变化时，虚拟阻抗增益在 0.1~1 的范围内加入阻尼控制器前后的同步系数和阻尼系数曲面图。从图 10 中可清晰观察到，随着短路比的增大，加入阻尼控制器后的同步系数和阻尼系数曲面分别位于虚拟阻抗控制的曲面的下方和上方，其变化趋势大致一致。同步系数 K_2 虽小于 K_1，但始终保持正值，对系统振荡无影响。通过对阻尼系数曲面的对比分析可知，在不同虚拟阻抗控制参数下，系统失稳的短路比极限约为 5~6 之间；而加入阻尼控制器后，系统失稳的短路比极限提升至 13~16 之间。上述结果充分表明，阻尼控制器的引入能够显著提升系统的运行性能，使系统能够在更低的阻抗条件下稳定运行，进而有效降低了低阻抗工况下系统产生次同步振荡的风险，增强了系统的稳定性和可靠性。

4.2 阻尼控制增益 k 对系统的影响

在确定相位补偿环节常数后，深入探究阻尼控制增益 k 对补偿效果的影响具有重要意义。为精确分析该影响，在 SCR=6 以及 k_v=0.8 的特定工况下，保持 T_1/T_2=5 这一参数组合不变，分别选取 T_2=0.04、0.1、0.2 作为相位补偿环节的时间常数。在此基础上，将阻尼控制增益 k 在 0.1~1 的区间内逐步增大，进而绘制出系统受阻尼控制增益影响下，同步系数 K_2 及阻尼系数 D_2 的变化曲线，具体如图 11 所示。通过对图 11 的细致分析可知，随着阻尼控制增益 k 的不断增大，同步系数 K_2 始终维持在大于零的状态，阻尼系数 D_2 呈现出随 k 增大而增大的趋势。这一现象充分表明，阻尼控制增益 k 的增大对阻尼控制器抑制次同步振荡具有积极的促进作用。因此，在 0.1~1 的范围内，k 的值应尽量取大。

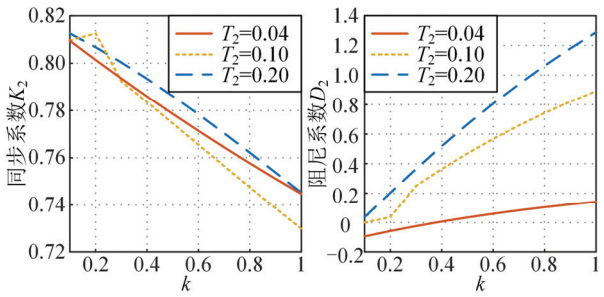


图 11 受阻尼控制增益影响的同步、阻尼系数

Fig.11 Synchronization and damping coefficients affected by damping gain

为了进一步分析阻尼控制增益 k 对系统稳定极限的影响，在上述其他参数不变的情况下，图 12 展示了不同阻尼控制增益 k 下短路比变化时系统的同步、阻尼系数。可以看到，随着短路比增加，不同阻尼控制增益 k 下系统的同步系数均大于零，而阻尼系数随着短路比的增加而减小，最终变为负值导致系统失稳。值得注意的是，在 k 增大的过程中，系统的短路比稳定极限增加，因此系统能在电网阻抗更低的工况下运行。综上所述，k 的增加能有效的提高构网型变流器在低阻抗条件下的稳定性。

5 时域仿真验证

为了验证阻尼控制器的有效性，本文通过 Matlab/Simulink 平台搭建了构网型变流器并网系统，其主要仿真参数见附录 B 图 B1。

设置 T_1=1.0、T_2=0.2、T=0.002、k=0.5、k_v=0.8，给定有功功率为 1 pu。在 3 s 设置电网电压相位扰动，在 SCR=5.6 的工况下观察有功功率和频率的时域波形如图 13 所示。从图中可以看出在 SCR=5.6 时，在虚拟阻抗控制策略下，有功功率和频率的波

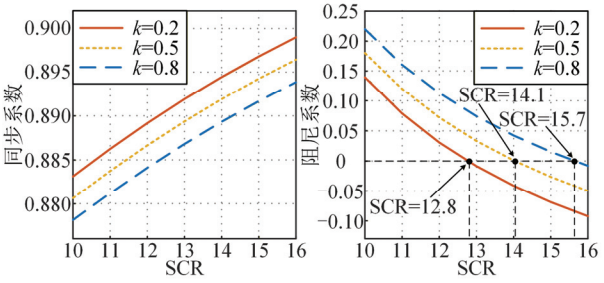


图 12　不同阻尼控制增益下短路比变化时系统的同步、阻尼系数

Fig.12　The synchronization and damping coefficients of the system when the short-circuit ratio changes under different damping gains

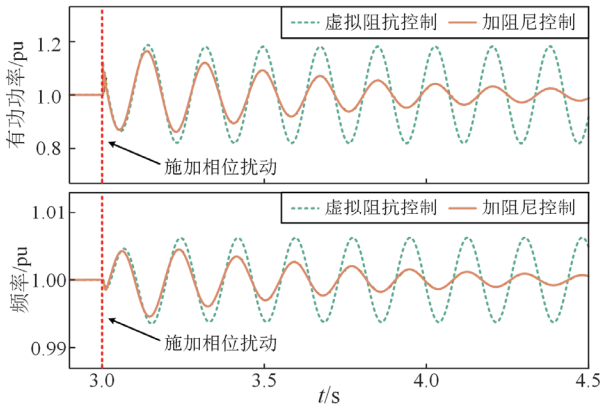


图 13　不同控制下系统的有功和频率波形

Fig.13　Active power and frequency waveforms of the system at different controls

形呈现出剧烈振荡，表明系统发生了强烈的次同步振荡现象。而在加入阻尼控制后，系统的阻尼比显著增大，有效抑制了次同步振荡，使得系统能够稳定运行。这充分证明了加入阻尼控制后的系统，具备有效抑制次同步振荡、防止系统失稳的能力。仿真结果与图 10 的分析结果相符。

保持其他参数不变，分别选取阻尼控制增益 k 为 0.1、0.5、1，给定有功功率为 1 pu。在 3 s 设置电网电压相位扰动，在 SCR=6 的工况下观察有功功率和频率的时域波形如图 14 所示。由图 14 分析可知，当 k 取不同数值时，系统均趋于收敛稳定状态。随着 k 值的逐步增大，有功功率和频率的振荡幅值呈现出逐渐减小的趋势，且收敛速度不断加快。这一现象充分表明，k 值的增大能够更有效地提升系统的阻尼特性，进而显著增强对次同步振荡的抑制效果。仿真结果与图 11 的分析结果相符。

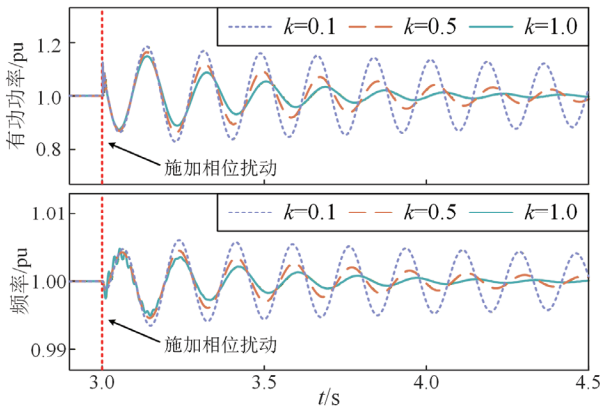


图 14　k 变化时系统的有功和频率波形

Fig.14　Active power and frequency waveforms of the system with k changing

6　实验验证

为了进一步验证上文所诉分析结果，搭建了构网型变流器并网半实物仿真实验测试平台。图 15 显示了半实物实时仿真测试平台的示意图，平台采用 NI PXIe-1071 高性能实时仿真器作为半实物仿真装置，实时仿真机配备有 i7 处理器和数字模拟 IO 接口。在上位机编辑好构网型变流器并网模型后，设置好仿真步长为 T_s=10^{-5} s，编译、下载至 NI PXIe-1071 实时仿真计算机运行，在模型运行过程中，通过数字量、模拟量 IO 接口跟外部进行通信。构网型变流器并网模型将有功功率、电压、电流等状态量按一定的发送频率上传至控制系统。控制系统进行分析处理，进行有功控制。采用 StarSim 软

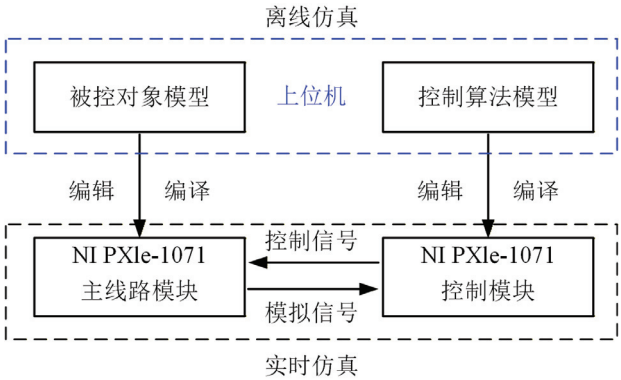


图 15　半实物仿真平台的原理结构示意图

Fig.15　Schematic diagram of the principle structure of the hardware-in-the-loop simulation test platform

件构建构网型变流器的主电路模型，并以 NI FPGA 板 7868R 作为实时模拟器进行实现。

构网型变流器并网半实物仿真实验测试平台如附录 B 图 B1 所示。由图可知平台主要由上位机、实时仿真机、原型控制器、板卡、示波器等组成。其中上机位由主机电脑承担，实时仿真机和原型控制器的分别为 NI PXIe-1071(主线路模块)和 NI PXIe-1071(控制模块)，带有数字通道和模拟 I/O 通道的板卡传输控制信号和模拟信号，示波器采用 RTB2004 型号输出实验波形。

为了验证本文所提出的阻尼控制器的优势，对比分析了常规有源阻尼控制与阻尼控制器的阻尼提升效果，其实验验证的结果如图 16 所示。在 SCR=8 的工况下，给定有功功率为 1 pu，当系统受到电网电压幅值扰动时，可以看到加入阻尼控制器后系统的有功功率和频率的收敛效果均优于常规有源阻尼控制。因此，在低阻抗条件下，阻尼控制器比常规有源阻尼控制具有更好的振荡抑制效果。

为了验证所提控制策略在不同电网条件下的广泛性以及全面评估系统受到不同扰动条件下的性能，图 17—图 20 展示了不同电网条件以及不同扰动下系统的实验响应波形。

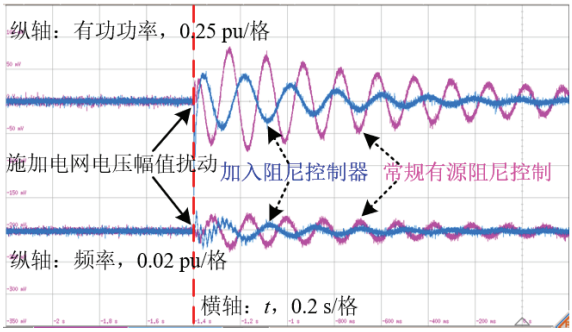


图 16 阻尼控制器与常规有源阻尼对比的实验测试波形

Fig.16 The experimental waveforms of damping controller compared with conventional active damping control

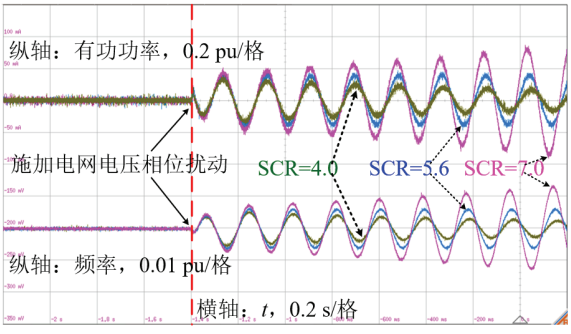


图 17 虚拟阻抗控制下相位扰动的实验测试波形

Fig.17 The experimental waveforms of phase disturbance under virtual impedance control

图 17、图 18 分别呈现了不同电网强度下，给定有功功率为 1 pu 时，加入阻尼控制器前后，系统受到电网电压相位扰动时有功功率和频率的响应情况。可以看到，在虚拟阻抗控制下，随着短路比的增大，系统的有功功率和频率波形由收敛逐渐失稳，而加入阻尼控制器后系统仍能在较高的短路比下保持收敛状态，验证了阻尼控制器控制策略的有效性。

图 19、图 20 相比于图 17、图 18，其他条件不

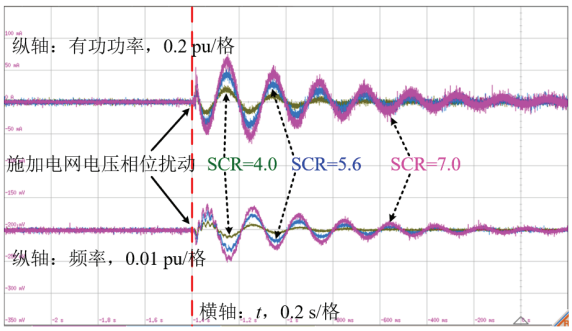


图 18 加入阻尼控制器后相位扰动的实验测试波形

Fig.18 The experimental waveforms of phase disturbance after adding damping controller

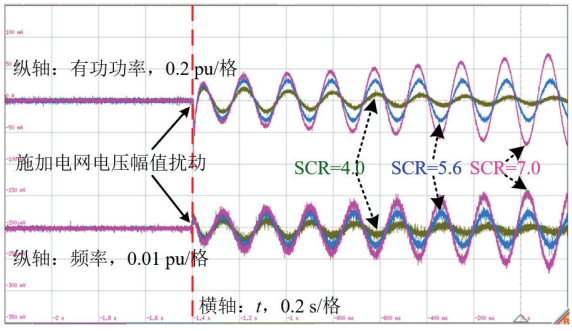


图 19 虚拟阻抗控制下幅值扰动的实验测试波形

Fig.19 The experimental waveforms of amplitude disturbance under virtual impedance control

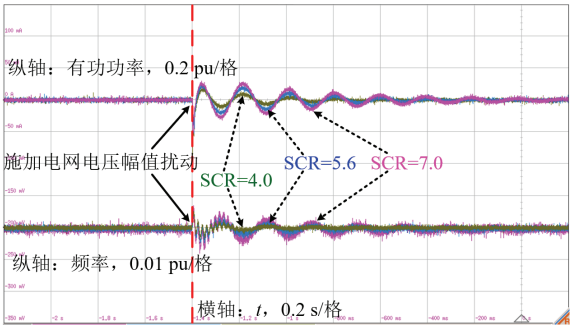


图 20 加入阻尼控制器后幅值扰动的实验测试波形

Fig.20 The experimental waveforms of amplitude disturbance after adding damping controller

变，将电网电压相位扰动时改为电网电压幅值扰动。可以看到，在虚拟阻抗控制下，随着短路比的增大，系统的有功功率和频率波形仍然由收敛逐渐失稳，而加入阻尼控制器后系统同样能在较高的短路比下保持收敛状态，实验结果与图 17、图 18 结果类似，证明了阻尼控制器控制策略在不同扰动条件下均能发挥较好的次同步振荡抑制效果。

7　结论

本文针对低阻抗下构网型变流器产生次同步振荡的问题，建立了构网型变流器并网系统的动力学模型，提出了一种基于频率补偿的阻尼控制器以抑制次同步振荡，在仿真软件和实验平台对构网型变流器接入低阻抗电网进行了仿真和实验，并证明了阻尼控制器可以有效地抑制低阻抗下系统的次同步振荡。具体结论如下：

1）建立了构网型变流器接入交流电网的动力学模型，有效地表征了构网型变流器并网运行的动力学特性。

2）分析了构网型变流器产生次同步振荡的原因，发现了构网型变流器在接入低阻抗电网下由于自身等效阻尼不足而失稳，导致了次同步振荡的产生。

3）提出了一种基于频率补偿的构网型变流器次同步振荡抑制策略，从动力学特性的视角对阻尼控制器的参数进行了设计，并比较了不同控制参数对系统阻尼的提升效果，结果发现此策略可以有效提升构网型变流器等效阻尼，抑制次同步振荡。

附录见本刊网络版(http://hve.epri.sgcc.com.cn)。

参考文献　References

[1] 袁　越，苗安康，吴　涵，等. 低碳综合能源系统研究框架与关键问题研究综述[J]. 高电压技术，2024，50(9)：4019-4036.
YUAN Yue, MIAO Ankang, WU Han, et al. Review of the research framework and key issues for low-carbon integrated energy system[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(9): 4019-4036.

[2] 许诺翊，刘　威，刘　树，等. 电力系统变流器构网控制技术的现状与发展趋势[J]. 电网技术，2022，46(9)：3586-3595.
XU Jieyi, LIU Wei, LIU Shu, et al. Current state and development trends of power system converter grid-forming control technology[J]. Power System Technology, 2022, 46(9): 3586-3594.

[3] 詹长江，吴　恒，王雄飞，等. 构网型变流器稳定性研究综述[J]. 中国电机工程学报，2023，43(6)：2339-2358.
ZHAN Changjiang, WU Heng, WANG Xiongfei, et al. An overview of stability studies of grid-forming voltage source converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(6): 2339-2358.

[4] 迟永宁，江炳蔚，胡家兵，等. 构网型变流器：物理本质与特征[J]. 高电压技术，2024，50(2)：592-606.
CHI Yongning, JIANG Bingwei, HU Jiabing, et al. Grid-forming converters: physical mechanism and characteristics[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(2): 592-606.

[5] 李国庆，刘先超，辛业春，等. 含高比例新能源的电力系统频率稳定研究综述[J]. 高电压技术，2024，50(3)：1165-1181.
LI Guoqing, LIU Xianchao, XIN Yechun, et al. Research on frequency stability of power system with high penetration renewable energy: a review[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(3): 1165-1181.

[6] 洪镇堃，占　萌. 构网型变流器并网系统在强弱电网下的分岔分析[J]. 电力自动化设备，2023，43(9)：27-32，54.
HONG Zhenkun, ZHAN Meng. Bifurcation analysis of grid-forming converter system connected with stiff or weak AC grids[J]. Electric Power Automation Equipment, 2023, 43(9): 27-32, 54.

[7] ELSHENAWY M A, RADWAN A A A, MOHAMED Y A R I. Analysis and weakening of sequence impedance coupling in grid-forming converters[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2024, 39(6): 3292-3304.

[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] FAN B, LIU T, ZHAO F Z, et al. A review of current-limiting control of grid-forming inverters under symmetrical disturbances[J]. IEEE Open Journal of Power Electronics, 2022, 3: 955-969.

[10] TAYYEBI A, GROSS D, ANTA A, et al. Frequency stability of synchronous machines and grid-forming power converters[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(2): 1004-1018.

[11] 白晨曦，何汰航，李夏岩，等. 基于稳定流形法的构网型逆变器暂态稳定性分析[J]. 高电压技术，2024，50(8)：3705-3714.
BAI Chenxi, HE Taihang, LI Xiayan, et al. Analysis of the transient stability of grid-forming inverters based on stable manifold method[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(8): 3705-3714.

[12] SAJADI A, RAÑOLA J A, KENYON R W, et al. Dynamics and stability of power systems with high shares of grid-following inverter-based resources: a tutorial[J]. IEEE Access, 2023, 11: 29591-29613.

[13] 方　正，黄云辉，严文博，等. 构网型与跟网型变流器交互作用对并联系统小干扰稳定性的影响分析[J]. 电力自动化设备，2025，45(2)：134-142.
FANG Zheng, HUANG Yunhui, YAN Wenbo, et al. Influence analysis of interaction between grid-forming and grid-following converters on small interference stability of parallel system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2025, 45(2): 134-142.

[14] 刘朋印，谢小荣，缪庆庆，等. 变流器自适应跟网-构网融合控制及其改善振荡稳定性的机理分析[J]. 中国电机工程学报，2025，45(15)：6062-6069.
LIU Pengyin, XIE Xiaorong, MIAO Qingqing, et al. Adaptive grid-forming and grid-following hybrid control and its mechanism for enhancing converter's oscillatory stability[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(15): 6062-6069.

[15] 李　明，常永康，毛永涛，等. 高渗透率新能源发电并网变流器跟网/构网型稳定控制技术综述与展望[J]. 高电压技术，2024，50(11)：4773-4788.
LI Ming, CHANG Yongkang, MAO Yongtao, et al. Review and prospect of stability control techniques for grid-following/grid-forming converters in high-penetration renewable energy generation[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(11): 4773-4788.

[16] 赵冬梅，裴建楠，白俊辉，等. 弱、极弱电网场景下构网型变流器调频能力提升技术研究[J]. 中国电机工程学报，2024，44(增刊 1)：215-226.
ZHAO Dongmei, PEI Jiannan, BAI Junhui, et al. Research on improving frequency modulation capability of grid-forming converter under weak and extremely weak grid condition[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(Supplement1): 215-226.

[17] ZHANG H B, XIANG W, LIN W X, et al. Grid forming converters in renewable energy sources dominated power grid: control strategy, stability, application, and challenges[J]. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, 2021, 9(6): 1239-1256.

[18] 张心怡，杨 波. 考虑构网型和跟网型变流器的孤岛微电网小信号稳定性分析[J]. 综合智慧能源，2024，46(2)：12-18.
ZHANG Xinyi, YANG Bo. Stability analysis on islanded microgrids with grid-forming and grid-following converters[J]. Integrated Intelligent Energy, 2024, 46(2): 12-18.

[19] 刘 龙，胡 彬，王垚鑫，等. 构网型变流器宽短路比范围适应性分析与提升[J]. 电力系统自动化，2025，49(2)：64-72.
LIU Long, HU Bin, WANG Yaoxin, et al. Adaptability analysis and enhancement of grid-forming converter for wide-range short-circuit ratio[J]. Automation of Electric Power Systems, 2025, 49(2): 64-72.

[20] DOKUS M, MERTENS A. Sequence impedance characteristics of grid-forming converter controls[C]//2020 IEEE 11th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG). Dubrovnik, Croatia: IEEE, 2020: 413-420.

[21] 郝锦文，马永光，孙大卫. 构网型风电-串补输电系统的次同步振荡特性分析[J]. 电力科学与工程，2023，39(9)：55-62.
HAO Jinwen, MA Yongguang, SUN Dawei. Analysis of sub-synchronous oscillation characteristics of grid-type wind power-series supply transmission system[J]. Electric Power Science and Engineering, 2023, 39(9): 55-62.

[22] ELSHENAWY M A, RADWAN A, MOHAMED Y A R I. Unified sequence impedance models of synchronous generator-and virtual oscillator-based grid-forming converters[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2024, 39(1): 56-70.

[23] UL ISLAM S, KIM S. Comparative analysis of sub-synchronous oscillations with various grid-forming control schemes under series-compensated line[J]. IEEE Access, 2024, 12: 132763-132772.

[24] KONG L C, TANG H G, WU C, et al. Analysis and damping of sub-synchronous oscillations for cascaded grid-forming converters considering DC-link dynamics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(1): 2284-2299.

[25] BALTAS G N, LAI N B, MARIN L, et al. Grid-forming power converters tuned through artificial intelligence to damp subsynchronous interactions in electrical grids[J]. IEEE Access, 2020, 8: 93369-93379.

[26] ZHOU Z Q, PUGLIESE S, LANGWASSER M, et al. Subsynchronous damping by battery storage system in grid-forming control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(4): 4173-4186.



龚梓轩
2001—，男，硕士生
主要从事新能源发电并网稳定与控制
E-mail: 348804@whut.edu.cn

GONG Zixuan



黄云辉(通信作者)
1986—，男，博士，副教授，硕导
主要从事新能源发电并网稳定与控制
E-mail: h.yunhui@whut.edu.cn

HUANG Yunhui
Ph.D.
Associate professor
Corresponding author

收稿日期 2025-02-08 在线出版日期 2025-07-15 编辑 陈 蔓

附录 A

$$\begin{cases} A_1 = -X_2 i_{d0} \\ A_2 = -X_2 \\ A_3 = -u_{td0} - X_2 i_{q0} \\ A_4 = k_v X_v + X_2 T_v \\ A_5 = k_v X_v + 2X_2 T_v \\ A_6 = i_{d0} u_{td0} \\ A_7 = -i_{d0}^2 X_2 - i_{q0}^2 X_2 - i_{q0} u_{td0} \end{cases} \tag{A1}$$

$$\begin{cases} B_1 = A_4 A_6 T_v k_{p1} + T_v k_{p1}^2 u_{td0} A_3 A_4 - \\ \quad T_v^2 A_7 + T_v^2 k_{p1} u_{td0} A_1 \\ B_2 = (A_4 T_v k_{i1} + A_5 k_{p1}) A_6 + \\ \quad (2A_4 T_v k_{p1} k_{i1} + A_5 k_{p1}^2) u_{td0} A_3 - \\ \quad 2T_v A_7 + (2T_v k_{p1} + T_v^2 k_{i1}) u_{td0} A_1 \\ B_3 = (A_5 k_{i1} - A_2 k_{p1}) A_6 + \\ \quad (A_4 T_v k_{i1}^2 + 2A_5 k_{p1} k_{i1} - A_2 k_{p1}^2) u_{td0} A_3 - \\ \quad A_7 + (k_{p1} + 2T_v k_{i1}) u_{td0} A_1 \\ B_4 = -A_2 A_6 k_{i1} + k_{i1} u_{td0} A_1 + \\ \quad (A_5 k_{i1}^2 - 2A_2 k_{p1} k_{i1}) u_{td0} A_3 \\ B_5 = -k_{i1}^2 u_{td0} A_2 A_3 \end{cases} \tag{A2}$$

$$\begin{cases} C_1 = -A_4^2 k_{p1}^2 \\ C_2 = -2A_4^2 k_{p1} k_{i1} + 2A_2 A_4 k_{p1}^2 \\ C_3 = -A_4^2 k_{i1}^2 + 4A_2 A_4 k_{p1} k_{i1} - A_2^2 k_{p1}^2 \\ C_4 = 2A_4 A_2 k_{i1}^2 - 2A_2^2 k_{p1} k_{i1} \\ C_5 = -A_2^2 k_{i1}^2 \end{cases} \tag{A3}$$

$$\begin{aligned} K_{1\Delta} = {} & (B_1 C_1 s^8 + (B_1 C_3 - B_2 C_2 + B_3 C_1) s^6 + \\ & (B_1 C_5 - B_2 C_4 + B_3 C_3 - B_4 C_2 + B_5 C_1) s^4 + \\ & (B_3 C_5 - B_4 C_4 + B_5 C_3) s^2 + B_5 C_5) / \\ & (C_1^2 s^8 + C_2^2 s^6 + C_5^2) \end{aligned} \tag{A4}$$

$$\begin{aligned} D_{1\Delta} = {} & ((B_2 C_1 - B_1 C_2) s^6 + \\ & (-B_1 C_4 + B_2 C_3 - B_3 C_2 + B_4 C_1) s^4 + \\ & (B_2 C_5 - B_3 C_4 + B_4 C_3 - B_5 C_2) s^2 + \\ & (B_4 C_5 - B_5 C_4)) / \\ & (C_1^2 s^8 + C_2^2 s^6 + C_5^2) \end{aligned} \tag{A5}$$

$$\begin{cases} E_1 = a^3 + \omega_p a^2 - ab^2 - \omega_p b^2 \\ E_2 = Ta \\ E_3 = T_1^2 a - T_1^2 b + 2T_1 a + 1 \\ E_4 = a^2 + a\omega_l + a\omega_h + \omega_l \omega_h - b^2 \\ E_5 = Ta + 1 \\ E_6 = T_2^2 a - T_2^2 b + 2T_2 a + 1 \\ E_7 = E_1 E_2 E_3 - F_1 F_2 E_3 - E_1 F_2 F_3 - F_1 E_2 F_3 \\ E_8 = E_1 F_2 E_3 + F_1 E_2 E_3 + E_1 F_2 F_3 - F_1 F_2 F_3 \end{cases} \tag{A6}$$

$$\begin{cases} F_1 = a^2 b - b^3 + 2a^2 b + 2\omega_p ab \\ F_2 = Tb \\ F_3 = 2T_1 Tab + 2Tb \\ F_4 = 2ab + \omega_l b + \omega_h b \\ F_5 = Tb \\ F_6 = 2T_2 Tab + 2Tb \\ F_7 = E_4 E_5 E_6 - F_4 F_5 E_6 - E_4 F_5 F_6 - F_4 E_5 F_6 \\ F_8 = E_4 F_5 E_6 + F_4 E_5 E_6 + E_4 E_5 F_6 - F_4 F_5 F_6 \end{cases} \tag{A7}$$

附录 B

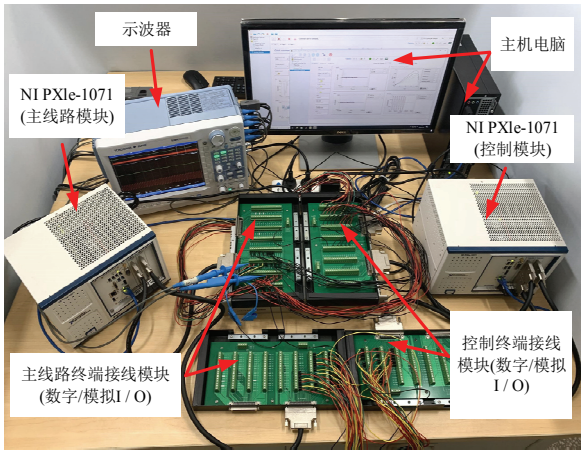


图 B1　构网型变流器并网半实物仿真实验测试平台

Fig.B1　Grid-forming converter hardware-in-the-loop simulation test platfor

表 B1　系统主要仿真参数

Table B1　Main simulation parameters of the system

参数	含义	数值
U_{dc}	直流电容电压	1 100 V
U_N	变流器额定电压	816.5 V
U_g	电网电压	816.5 V
U_t	并网点电压	813.35 V
P_{ref}	给定有功功率	1.5 MW
L_1	滤波电感	1.5 mH
L_2	滤波电容	0.85 mH
m	下垂控制系数	1×10^{-5}
k_{p1}、k_{i1}	电压环比例、积分系数	2、200
k_{p2}、k_{i2}	电流环比例、积分系数	0.7、30