

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.250792

基于锁相环阻尼增强的跟-构网互联系统次同步交互振荡抑制方法研究

周毅, 邓州琛, 杜鑫, 余雪莹, 邱一苇, 臧天磊, 李华强, 周步祥

(四川大学电气工程学院, 四川 成都 610065)

摘要: 跟网型变流器(grid-following converters, GFLCs)与构网型变流器(grid-forming converters, GFMCs)混联已成为新型电力系统的重要特征之一, 二者交互作用下的小扰动失稳风险研究尚不充分。针对此问题, 首先, 建立了跟-构网互联系统的全阶小信号模型, 基于参数灵敏度揭示了跟网型与构网型变流器共同作用引发的次同步振荡模态, 并明确了互联系统各参数对该模态的影响规律。其次, 推导了基于锁相环(phase-locked loop, PLL)主导同步回路的互联系统单输入单输出(single-input single-output, SISO)等效模型, 结合复转矩系数法设计了一种 PLL 特定频段阻尼增强方法用以抑制交互作用引起的次同步振荡, 并给出了所提控制策略的参数设计方法。最后, 基于硬件在环平台验证了理论分析的正确性和抑制方法的有效性。

关键词: 构网型; 跟网型; 小扰动稳定性; 次同步振荡; 阻尼控制

A PLL damping enhancement-based method for suppressing subsynchronous interactive oscillations in grid-following and grid-forming interconnected systems

ZHOU Yi, DENG Zhouchen, DU Xin, YU Xueying, QIU Yiwei, ZANG Tianlei, LI Huaqiang, ZHOU Buxiang
(College of Electrical Engineering, Sichuan University, Chengdu 610065, China)

Abstract: The hybrid interconnection of grid-following converters (GFLCs) and grid-forming converters (GFMCs) has become a key feature of modern power systems, yet the risk of small-signal instability arising from their interactions remains insufficiently understood. To address this issue, this paper first establishes a full-order small-signal model of a GFLC and GFMC interconnected system. Parameter sensitivity analysis is then employed to reveal the subsynchronous oscillation modes induced by combined action of GFLCs and GFMCs, and to clarify the influence of system parameters on these modes. Subsequently, a single-input single-output (SISO) equivalent model of the interconnected system is derived based on the phase-locked loop (PLL)-dominated synchronization dynamics. By combining the complex torque coefficient method, a frequency-specific PLL damping enhancement method is designed to suppress subsynchronous oscillations caused by converter interactions, and a parameter design procedure for the proposed control strategy is also proposed. Finally, the correctness of the theoretical analysis and effectiveness of the suppression method are verified using a hardware-in-the-loop experimental platform.

This work is supported by the Smart Grid-National Science and Technology Major Project of China (No. 2025ZD0807300).

Key words: grid-forming; grid-following; small-signal stability; subsynchronous oscillation; damping control

0 引言

随着风电、光伏等新能源发电装置大规模接入电网, 以变流器为接口的非同步机型电源将逐步改

变传统电力系统的稳定特性^[1-4]。变流器的并网特性主要由其控制方式决定, 根据其同步方式的不同, 一般可分为基于锁相环(phase-locked loop, PLL)同步的跟网型变流器(grid-following converter, GFLC)与基于功率同步环(power synchronization controller, PSC)同步的构网型变流器(grid-forming converter, GFMC)两大类^[5-6]。

目前, GFLC 与 GFMC 并网系统的小扰动稳定

基金项目: 智能电网国家科技重大专项(2030)资助(2025ZD0807300); 国家自然科学基金项目资助(52307126, 52377116); 四川省自然科学基金项目资助(2024NSFSC0870)

性均受到了广泛关注^[7]。已有研究表明,在弱电网环境下,PLL会恶化GFLC的控制性能,易导致次/超同步振荡问题^[8-11]。文献[8]基于PLL在弱电网下自同步回路与电网同步回路的拆解,解析了PLL与弱电网交互的机理;文献[9]分析了电网短路比对PLL环路阻尼比的影响,给出了准稳态下GFLC并网系统的小信号稳定边界;文献[10]则表明PLL与电流内环或直流电压外环控制之间的相互作用也是GFLC在弱电网下振荡失稳的主要原因之一。相反地,GFMC在弱电网下具备稳定运行能力,但在强电网下存在低频振荡风险^[11-13]。文献[12-13]的研究分别表明GFMC的无功电压环节、频率检测环节与PSC的交互不利于小扰动稳定。此外,文献[14]研究表明多GFMCs并网时虚拟惯量与连接电抗的不一致会导致多机功率振荡。上述研究均致力于研究同类型变流器并网的小扰动稳定性问题,并未涉及GFMC与GFLC交互作用下的小扰动稳定性。

随着构网型储能、构网型风机等多类型构网设备的接入,电网逐渐演变为GFMC与GFLC混联的系统。文献[15-16]将GFMC等效为电压源,并指出GFMC的接入能够提高表征互联系统小扰动稳定裕度的广义短路比;文献[17-18]指出GFMC的接入可以减弱PLL带来的负阻尼效应。然而,GFMC的接入对GFLC并网系统的小扰动稳定性仍存在潜在的负面影响。对于跟-构网互联系统,GFLC的PLL与GFMC的PSC存在耦合交互,会为系统带来低频负阻尼,从而导致互联系统低频振荡风险增加^[19-20];当GFMC交流电压控制(AC voltage controller, AVC)的比例系数较大时,GFMC的AVC会与GFLC的交流电流控制(AC current controller, ACC)发生严重交互作用而导致超同步振荡^[21];而较小的AVC比例系数又会导致GFMC鲁棒性的降低与GFLC次同步振荡稳定性的减弱^[22]。然而,在电磁时间尺度下,同步控制、功率控制、交流电压控制与无功电压控制等控制环间存在更加复杂的交互作用,而GFLC与GFMC互联系统中其余控制环路交互作用下的振荡风险尚不明确。

此外,在振荡抑制方面,目前已有较多研究在变流器控制层面上提出了GFLC或GFMC系统的振荡抑制方法。例如,减小PLL带宽^[23]、引入虚拟电容控制^[24]可以解决弱电网下跟网型(grid-following, GFL)控制引发的次/超同步振荡问题,增加PSC阻尼系数、加装电力系统稳定器(power system stabilizer, PSS)或在PSC中引入超前滞后环节^[11]则可以解决强电网下构网型(grid-forming, GFM)控制引发的低频振荡问题。然而,对于GFLC与GFMC交互作用

引起的振荡,上述抑制方法的针对性不强,有效性尚未得到论证。文献[25-26]通过灵敏度分析、极端场景评估方法刻画了跟-构网互联系统关键参数的稳定边界,并针对不同失稳类型进行参数协同优化;文献[21]设计了一个包含超前滞后环节的阻尼控制器,通过求解优化问题将跟-构网互联系统的系数矩阵控制为正规矩阵以保持系统稳定。然而,参数稳定边界的刻画、阻尼控制器参数的求解均过于依赖互联系统的状态空间模型,当互联系统规模提升后,以上交互振荡的抑制难度将急剧上升。因此,亟需从失稳机理的角度,探寻抑制GFMC与GFLC交互振荡的关键反馈回路,并据此设计有效的稳定性控制器。

针对现有研究的不足,本文围绕GFLC与GFMC交互引发的次同步振荡机理与抑制方法开展研究。首先,建立了跟-构网互联系统的全阶小信号模型,分析了GFLC与GFMC的交互作用,揭示了GFLC与GFMC共同作用引发的次同步振荡模态,并明确了互联系统各参数对该振荡模态的影响规律;其次,推导了基于PLL主导同步回路的互联系统单输入单输出(single-input single-output, SISO)等效模型,结合复转矩系数法设计了一种PLL特定频段阻尼增强方法,用以抑制交互作用引起的次同步振荡,并给出了所提控制策略的参数设计方法。最后,通过硬件在环实验验证了理论分析的正确性和抑制方法的有效性。

1 跟-构网互联系统拓扑简介与小信号建模

1.1 互联系统拓扑简介

典型的跟-构网型变流器互联系统可被简化为如图1所示的理想拓扑结构,GFMC与GFLC的前级均用一个理想电压源代替。其中, L_M 、 L_L 分别为GFMC、GFLC的连接电感; L_{r_ML} 、 C_{r_ML} 分别为GFMC/GFLC的滤波电感与滤波电容; i_{td/q_M} 、 i_{td/q_L} 分别为GFMC、GFLC的d/q轴端口电流; i_{gd/q_M} 、 i_{gd/q_L} 分别为GFMC、GFLC的d/q轴输出电流; v_{gd/q_M} 、 v_{gd/q_L} 分别为GFMC、GFLC的d/q轴输出电压; L_G 、 v_b 分别为无穷大电网的连接电感与电压幅值。除了两者共有的ACC、脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)与LC滤波外,GFM控制还包含PSC、无功电压控制(reactive power controller, RPC)、虚拟阻抗控制(virtual impedance controller, VIC)与AVC,GFL控制则还包含PLL与功率控制(constant power controller, CPC),具体控制结构如图2所示,图2中相关参数的符号含义与互

联系统各参数值如表 1 所示。标幺化计算的基准功率、电压与频率分别取为 100 MW、110 kV 与 50 Hz。

1.2 互联系统小信号建模

GFM 变流器通过模拟同步发电机的二阶转子运动方程来实现功率同步控制, 将 PSC 中的各物理量在稳态平衡点处线性化, 即可得到 PSC 的小信号模型, 如式(1)所示。

$$\begin{cases} \Delta \dot{\omega}_M = -\frac{D}{J} \Delta \omega_M + \frac{-\Delta P_{e_M}}{J \omega_0} + \frac{\Delta P_{ref_M}}{J \omega_0} \\ \Delta \dot{\delta}_M = \omega_b \cdot \Delta \omega_M \end{cases} \quad (1)$$

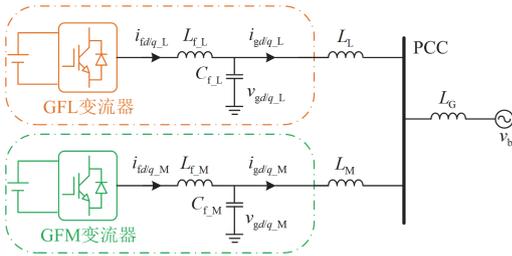
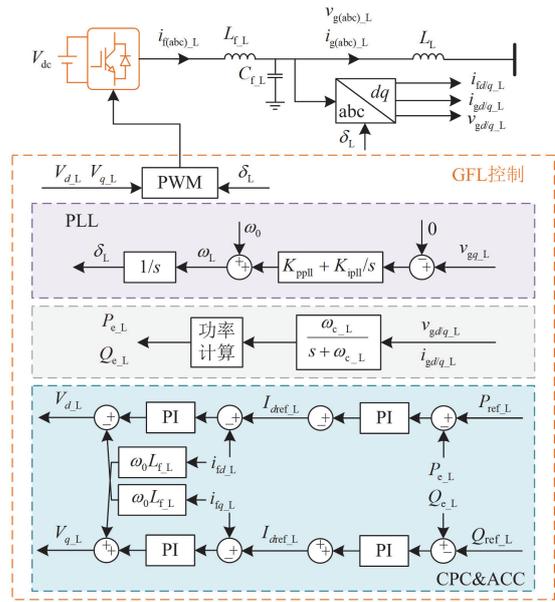


图 1 跟-构网互联系统理想拓扑

Fig. 1 Ideal topology of the GFM and GFLC interconnected system



(b) GFL 控制结构

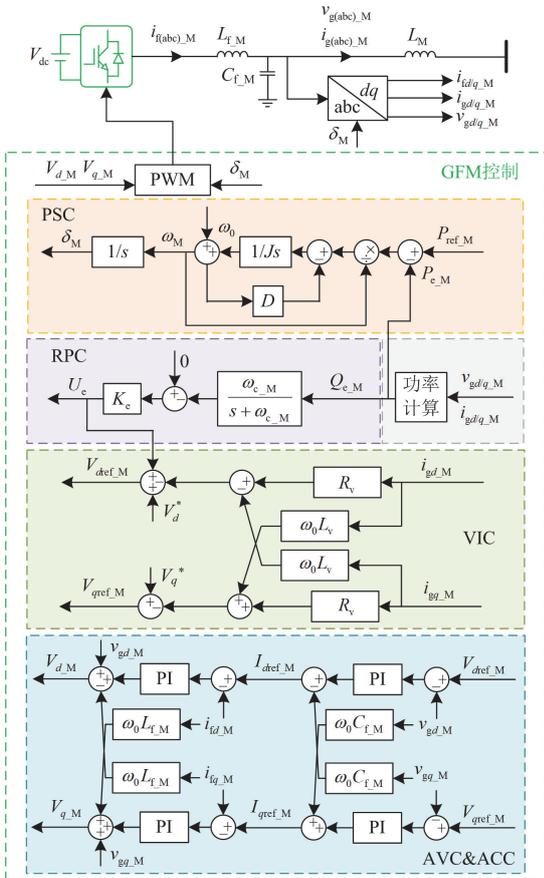
图 2 互联系统中的变流器控制结构

Fig. 2 Control structure of converters in the interconnected system

表 1 互联系统参数

Table 1 Parameters of the interconnected system

参数	数值	p.u.
GFM 连接电感 L_M	0.15	
GFL 连接电感 L_L	0.29	
电网电感 L_G	0.73	
GFM 滤波电感 L_{fM}	0.51	
GFM 滤波电容 C_{fM}	0.03	
GFM 滤波电阻 R_{fM}	0.05	
GFM 惯量系数 J	0.99	
GFM 阻尼系数 D	9.87	
GFM 参考功率 P_{refM}	0.09	
GFM 无功电压下垂系数 K_c	0.26	
GFM/GFL 电流环 PI 参数 K_{pc}, K_{ic}	3189.62, 91 132.08	
GFM 电压环 PI 参数 K_{pv}, K_{iv}	0.15, 123.69	
GFL 滤波电感 L_{fL}	0.51	
GFL 滤波电容 C_{fL}	0.03	
GFL 滤波电阻 R_{fL}	0.05	
GFL 参考功率 P_{refL}	0.32	
GFL 锁相环 PI 参数 K_{ppll}, K_{ipll}	0.59, 22.65	
GFL 功率控制 PI 参数 K_{pp}, K_{ip}	1.14, 11.40	



(a) GFM 控制结构

式(1)中: Δ 表示相关物理量在稳态平衡点处的小增量; ω_M 为 GFM 的输出角频率; δ_M 为 GFM 的虚拟功角; J 与 D 分别为 GFM 的惯量系数与阻尼

系数； P_{e_M} 与 P_{ref_M} 分别为 GFMC 的输出有功功率和 GFMC 的参考功率； ω_0 为参考角频率； ω_b 为角频率的基准值。

GFMC 通过模拟同步发电机的无功电压下垂特性实现其输出无功功率的合理调节，同理易得 RPC 的小信号模型为

$$\Delta \dot{U}_e = -\omega_b \cdot \omega_{e_M} \cdot U_e - \omega_b \cdot K_e \cdot \omega_{e_M} \cdot \Delta Q_{e_M} \quad (2)$$

式中： U_e 为 RPC 输出的 d 轴电压偏差量； Q_{e_M} 为 GFMC 的输出无功功率； ω_{e_M} 为应用于 Q_{e_M} 的一阶滤波器截止频率； K_e 为 GFMC 的无功电压下垂系数。

GFLC 采用基于 PLL 的锁相同步控制，通过控制输出电压的 q 轴分量为 0 来实现锁相，PLL 的小信号模型为

$$\begin{cases} \Delta \dot{\omega}_L = K_{ppll} \cdot \Delta v_{gq_L} + K_{ipll} \cdot \Delta v_{gq_L} \\ \Delta \dot{\delta}_L = \omega_b \cdot \Delta \omega_L \end{cases} \quad (3)$$

式中： ω_L 为 GFLC 的输出角频率； δ_L 为 GFLC 的虚拟功角； K_{ppll} 与 K_{ipll} 分别为 GFLC 锁相环的比例、积分系数； v_{gq_L} 为 GFLC 输出电压在自身旋转坐标系下的 q 轴分量。

此外，GFMC 中的虚拟阻抗控制与电压电流双闭环控制、GFLC 中的定功率外环控制与电流内环控制以及 LC 滤波的小信号建模均已较为成熟，在此不再赘述。且由于 PWM 控制带来的延时效果对本文关注的次同步频段影响极小，故认为电流内环的输出即为变流器端口电压。

最后，在进行跟-构网型变流器互联系统连接线路的小信号建模时，首先应将 GFMC 与 GFLC 的电压、电流在自身旋转坐标系下的 d/q 轴分量转化至统一旋转坐标系下。本文选择无穷大电网旋转坐标系为统一旋转坐标系，以 GFMC 的输出电流为例，有

$$\begin{cases} i_{gd_M} = i_{gd_M} \cos \delta_M - i_{gq_M} \sin \delta_M \\ i_{gq_M} = i_{gd_M} \sin \delta_M + i_{gq_M} \cos \delta_M \end{cases} \quad (4)$$

式中： i_{gd_M} 、 i_{gq_M} 分别为 GFMC 输出电流在自身旋转坐标系下的 d 、 q 轴分量； i_{gd_M} 、 i_{gq_M} 则分别为 GFMC 输出电流在统一 DQ 旋转坐标系下的 D 、 Q 轴分量。GFMC 输出电压、GFLC 输出电流/电压的坐标变换与之完全同理。

转化至统一旋转坐标系下的电流/电压分量即可直接进行电路计算，图 1 中跟-构网互联系统的电路计算如式(5)所示。

$$\begin{cases} v_{gd_M/L} - v_{bD} = L_{M/L} \left(\frac{1}{\omega_b} \dot{i}_{gd_M/L} - \omega_0 i_{gq_M/L} \right) + \\ L_G \left[\frac{1}{\omega_b} (\dot{i}_{gd_M} + \dot{i}_{gd_L}) - \omega_0 (i_{gq_M} + i_{gq_L}) \right] \\ v_{gq_M/L} - v_{bQ} = L_{M/L} \left(\frac{1}{\omega_b} \dot{i}_{gq_M/L} + \omega_0 i_{gd_M/L} \right) + \\ L_G \left[\frac{1}{\omega_b} (\dot{i}_{gq_M} + \dot{i}_{gq_L}) + \omega_0 (i_{gd_M} + i_{gd_L}) \right] \end{cases} \quad (5)$$

式中： v_{gd/Q_M} 、 i_{gd/Q_L} 、 v_{gd/Q_L} 分别为 GFMC 输出电压、GFLC 输出电流、GFLC 输出电压在统一旋转坐标系下的 D 、 Q 轴分量； v_{bD} 与 v_{bQ} 分别为无穷大电网电压在统一 DQ 旋转坐标系下的 D 、 Q 轴分量。

联立式(5)与坐标变换表达式并在稳态平衡点处线性化，即可得到互联系统连接线路的小信号模型，由于其较为复杂，将其放入附录 A 中。

综合以上各控制环路、滤波线路以及连接线路的小信号模型，即可得到互联系统完整的小信号状态方程，如式(6)所示。

$$\Delta \dot{X} = A \Delta X + B \Delta U \quad (6)$$

式中： $\Delta X = [\Delta \omega_M, \Delta \delta_M, \Delta U_e, \Delta x_{d_M}, \Delta x_{q_M}, \Delta y_{d_M}, \Delta y_{q_M}, \Delta i_{id_M}, \Delta i_{iq_M}, \Delta v_{gd_M}, \Delta v_{gq_M}, \Delta \omega_L, \Delta \delta_L, \Delta x_{d_L}, \Delta x_{q_L}, \Delta y_{d_L}, \Delta y_{q_L}, \Delta v_{gd_L_F}, \Delta v_{gq_L_F}, \Delta i_{gd_L_F}, \Delta i_{gq_L_F}, \Delta i_{id_L}, \Delta i_{iq_L}, \Delta v_{gd_L}, \Delta v_{gq_L}, \Delta i_{gd_M}, \Delta i_{gq_M}, \Delta i_{gd_L}, \Delta i_{gq_L}]^T$ ，共 29 个状态变量。其中， x_{d/q_M} 为 GFM 变流器 AVC 积分环节的 d/q 轴输出量； y_{d/q_M} 、 y_{d/q_L} 分别为 GFM 变流器、GFL 变流器 ACC 积分环节的 d/q 轴输出量； v_{gd/q_L_F} 、 i_{gd/q_L_F} 分别为 GFL 变流器的输出电压、输出电流经 CPC 中低通滤波器的输出量。由系数矩阵 A 的特征值即可判断该互联系统的小扰动稳定性。

2 跟-构网互联系统次同步振荡模态分析

2.1 次同步振荡模态提取及其灵敏度分析

参数如表 1 所示的 GFLC 与 GFMC 在单机并网情况下均具备稳定运行能力，且双机互联并网系统中 GFMC 还可以为 GFLC 提供电压支撑。因此，变流器控制参数的设计与运行工况的设置满足其互联并网的基本条件。然而，式(6)中的系数矩阵 A 在表 1 参数下的特征值分布如图 3 所示，可以看到双机互联并网系统出现 14.2 Hz 的次同步振荡模态。

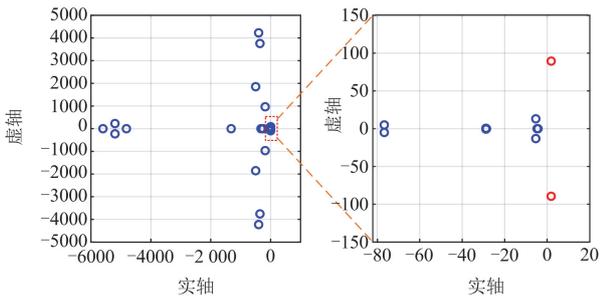


图3 表1参数下互联系统的特征值分布

Fig. 3 Distribution of eigenvalues of the interconnected system under parameters in Table 1

进一步地, 由系数矩阵 A 可进行各参数的灵敏度分析, 参数灵敏度计算方法为

$$S_C = \frac{\lambda(C = C_0 + \mu) - \lambda(C = C_0)}{\mu} \cdot C_0 \quad (7)$$

式中: S_C 代表该模态在某点处关于参数 C 的灵敏度大小; λ 表示某模态对应的系统特征值; C_0 表示参数 C 在该点处的值; μ 代表一微小增量。

次同步振荡模态关于互联系统各参数的灵敏度大小见图4, 其中由于虚拟阻抗值被设置为0, 相应的灵敏度计算失去意义, 故将其省略, 后续将单独分析虚拟阻抗控制的影响。各参数中, 灵敏度大于1的参数有: GFLC 功率参考值 P_{ref_L} 、AVC 的比例积分系数 K_{pv} 与 K_{iv} 、RPC 的无功调压系数 K_e 、PLL 的比例积分系数 K_{ppll} 与 K_{ipll} 以及 CPC 的比例系数 K_{pp} 。可以看出, 该模态为同时受到 GFM 控制、GFL 控制与 GFLC 出力较大影响的交互振荡模态。

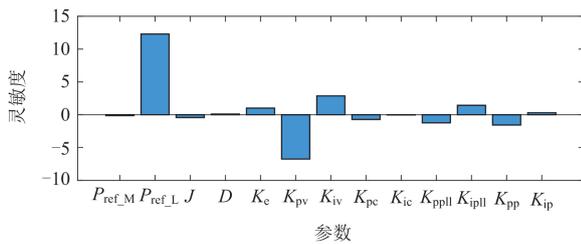


图4 次同步振荡模态关于各参数的灵敏度大小

Fig. 4 Sensitivities of the sub-synchronous oscillation modes with respect to various parameters

2.2 关键参数影响规律总结

本节进一步分析并总结 2.1 节所得的灵敏度大于1的参数以及虚拟阻抗值 L_v 、 R_v 对该次同步振荡模态的影响规律。

将 P_{ref_L} 、 K_{ppll} 、 K_{ipll} 、 K_{pp} 由表1中值的0.7倍逐渐增加至1.3倍, 得到次同步振荡模态相应的

参数根轨迹, 如图5所示。可以看出, 随着 GFLC 的出力增加, 互联系统的次同步振荡稳定性显著减弱。同时, PLL 与 CPC 比例系数的减小、PLL 积分系数的增加也会对互联系统的次同步振荡稳定性产生不利影响。

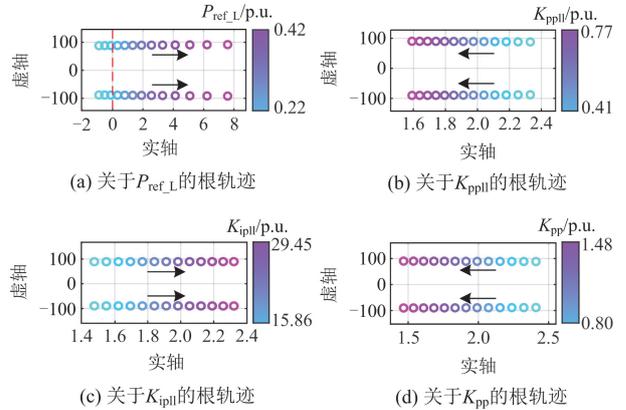


图5 次同步振荡模态关于 GFLC 各参数的根轨迹

Fig. 5 Root trajectories of the sub-synchronous oscillation modes with respect to the parameters of the GFLC

再将 K_e 、 K_{pv} 、 K_{iv} 由表1中值的0.7倍逐渐增加至1.3倍, 得到次同步振荡模态相应的参数根轨迹, 如图6所示。由图6可知, AVC 比例系数的增加会增强互联系统的次同步振荡稳定性, 而 GFM 无功电压下垂系数、AVC 积分系数的增加则会对互联系统的次同步振荡稳定性产生不利影响。

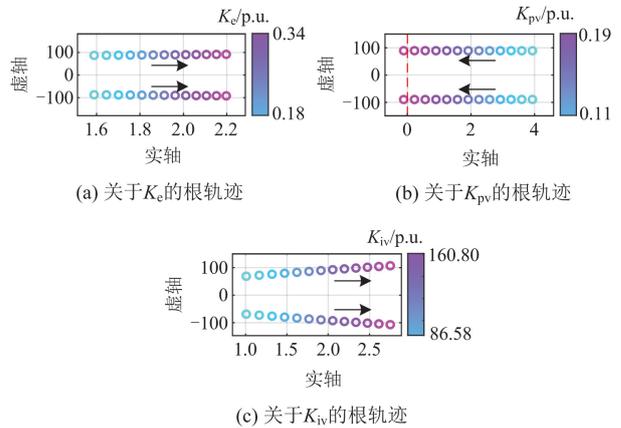


图6 次同步振荡模态关于 GFMC 各参数的根轨迹

Fig. 6 Root trajectories of the sub-synchronous oscillation modes with respect to the parameters of the GFMC

最后, 将虚拟电感 L_v 由0增加至0.4 p.u.、虚拟电阻 R_v 由0增加至0.1 p.u., 相应的根轨迹曲线如图7所示。可以看出, L_v 与 R_v 的增加均可增强互联系统的次同步振荡稳定性。

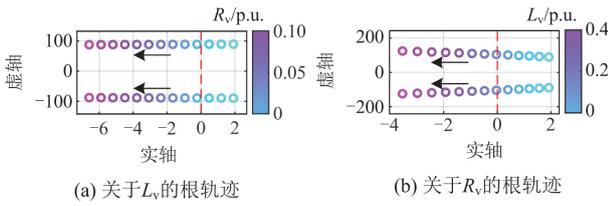


图 7 次同步振荡模式关于 GFM 虚拟阻抗值的根轨迹
Fig. 7 Root trajectories of sub-synchronous oscillation modes with respect to virtual impedance value of the GFM control

以上关键参数的影响规律总结如图 8 所示，可以看出该次同步振荡模式同时受到 GFMC 与 GFLC 的复杂影响。

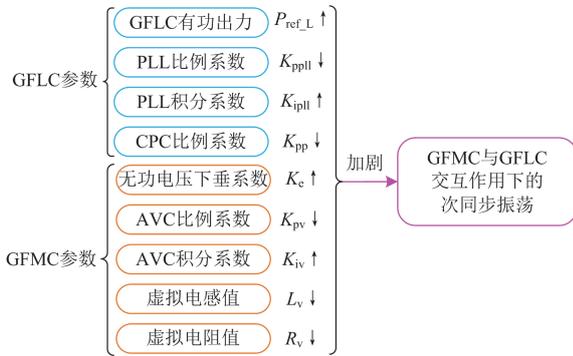


图 8 关键参数对次同步振荡模式影响规律的总结
Fig. 8 Summary of the effects of key parameters on sub-synchronous oscillation modes

然而，又由于 GFLC 输出的有功功率在原数值 0.7~1.3 倍的变化过程中，次同步振荡模式特征根向右半平面移动约 9 个单位，而图 5、图 6 中其他各参数在原数值 0.7~1.3 倍变化过程中，次同步振荡模式特征根向左半平面移动的距离不超过 5 个单位。可以看出，仅通过调节互联系统的控制参数对这种次同步交互振荡的抑制效果是有限的。

除此之外，设置较大的虚拟电感与虚拟电阻值虽可以较好地抑制该次同步振荡，但虚拟电感与虚拟电阻并不宜设置较大或随意设置，理由如下^[27]：

- 1) 较大的虚拟电感值可能导致系统谐波污染严重，电能质量降低；
- 2) 虚拟电阻值的增大会增加系统等效阻感比，进而加剧 GFMC 有功功率控制和无功功率控制之间的耦合，降低 GFMC 的稳定有功传输能力；
- 3) 虚拟阻抗值过大还会导致 GFMC 的输出电压较大程度偏离设定值。

综上所述，只进行参数调节并不能较好地解决跟-构网互联系统次同步振荡不稳定问题。因此，本文将提出一种改进的 PLL 结构，并给出相关参数的

设计方法。

3 基于锁相环阻尼增强的跟-构网互联系统次同步振荡抑制方法

3.1 特定频段阻尼增强的改进 PLL 结构

用于抑制跟-构网互联系统次同步振荡的改进 PLL 控制结构如图 9 所示。该改进结构在 PLL 中加入了一条由 GFLC 的角频率偏差到输出电压 q 轴分量的反馈支路，并利用带通滤波器(band pass filter, BPF)进行选频以达到只反馈特定频段分量的效果。其中， ω_v 、 K_v 与 D_L 分别为 BPF 的中心角频率、BPF 的带宽因子与阻尼增益。

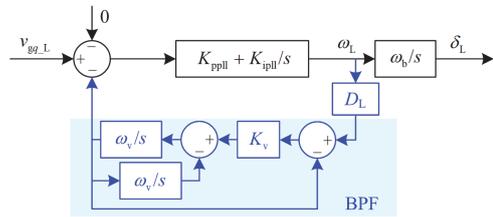


图 9 改进的 PLL 控制结构

Fig. 9 Control structure of the improved PLL

基于式(6)中的系数矩阵 A 与状态变量 ΔX ，选取相应的输入、输出矩阵，即可将互联系统的小信号模型转变为如图 10 所示的 SISO 模型。该 SISO 模型以 PLL 动态为主导回路，将原系统其余部分聚合为反馈支路 $H_c(s)$ ，将改进后引入的额外反馈支路聚合为 $H_{add}(s)$ 。其中 $H_{add}(s)$ 的传递函数为

$$H_{add}(s) = D_L \cdot \frac{K_v \omega_v s}{s^2 + K_v \omega_v s + \omega_v^2} \cdot \frac{s}{\omega_b} \quad (8)$$

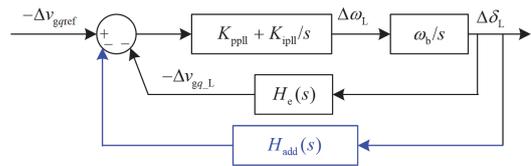


图 10 以 PLL 动态为主导回路的互联系统 SISO 模型
Fig. 10 SISO model of the interconnected system with PLL dynamics as the dominant loop

将 PLL 看作机械子系统、系统其余部分看作电气子系统，则只有当互联系统具备足够的同步系数与阻尼系数，即机械转矩与电气转矩合成的复矢量处于第一象限时，才能够保证系统的稳定性^[28-29]。由于本文案例不涉及同步系数不足而导致的非周期性滑步不稳定现象，本文只进行阻尼分量的分析。

加入用于抑制次同步振荡的反馈支路后，互联系统的总阻尼系数 D_{sum} 可以表示为

$$D_{\text{sum}} = D_m + D_e + D_{\text{add}} \quad (9)$$

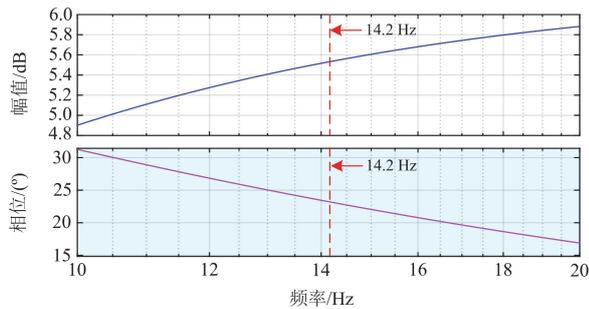
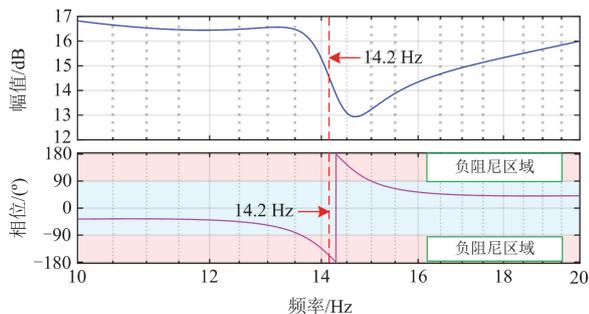
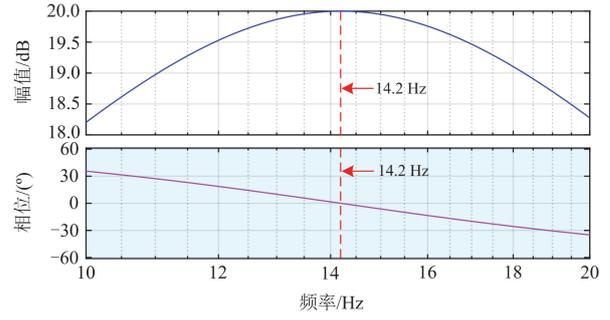
式中: D_m 表示机械子系统即 PLL 提供的阻尼系数; D_e 表示原系统其余部分提供的阻尼系数; D_{add} 则表示额外加入的反馈支路提供的阻尼系数。

$$\begin{cases} D_m = \text{Re} \left[\frac{s}{sK_{\text{ppll}} + K_{\text{ipll}}} \Big|_{s=j\omega} \right] = \text{Re} \left(D_1(s) \Big|_{s=j\omega} \right) \\ D_e = \text{Re} \left[H_e(s) \cdot \frac{\omega_b}{s} \Big|_{s=j\omega} \right] = \text{Re} \left(D_2(s) \Big|_{s=j\omega} \right) \\ D_{\text{add}} = \text{Re} \left[H_{\text{add}}(s) \cdot \frac{\omega_b}{s} \Big|_{s=j\omega} \right] = \text{Re} \left(D_3(s) \Big|_{s=j\omega} \right) \end{cases} \quad (10)$$

分别绘制 $D_1(s)$ 、 $D_2(s)$ 与 $D_3(s)$ 的伯德图如图 11 所示。其中, 引入的反馈支路中 D_L 、 ω_v 、 K_v 分别取为 10 p.u.、 28.4π rad/s 与 1。由于互联系统主导极点对应的振荡频率(即该次同步振荡频率)为 14.2 Hz, 若伯德图在 14.2 Hz 处的幅值为 L_A 、相位为 φ , 则其对应的阻尼系数 $D_{\text{correspond}}$ 应为

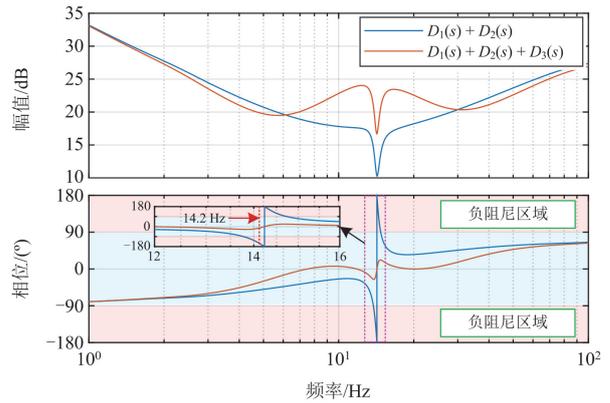
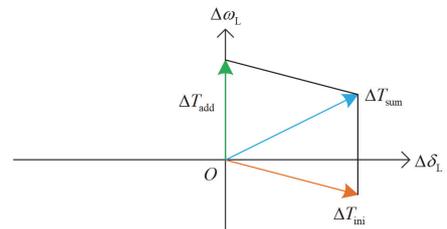
$$D_{\text{correspond}} = 10^{\frac{L_A}{20}} \cos \varphi \quad (11)$$

由图 11(a)、图 11(b)可以看出, $D_1(s)$ 在 14.2 Hz 处的相位约为 23° , 因此 PLL 提供的机械阻尼系数为正, 但 $D_2(s)$ 在 14.2 Hz 处的相位约为 -170° , 因此原系统其余部分提供的电气阻尼系数为负, 且未加入额外的反馈支路时, 正机械阻尼不足以抵消负电气阻尼, 导致系统出现交互振荡失稳。由图 11(c)

(a) $D_1(s)$ 的 Bode 图(b) $D_2(s)$ 的 Bode 图(c) $D_3(s)$ 的 Bode 图图 11 $D_1(s)$ 、 $D_2(s)$ 与 $D_3(s)$ 的 Bode 图Fig. 11 Bode diagrams of $D_1(s)$, $D_2(s)$ and $D_3(s)$

可知, 额外加入的反馈支路在 14.2 Hz 处的相位为 0° , 其在振荡频率附近提供了足够的正阻尼补偿, 最终可以使得互联系统的总阻尼系数为正, 从而使系统稳定。

$D_1(s) + D_2(s)$ 与 $D_1(s) + D_2(s) + D_3(s)$ 的伯德图、额外反馈支路引入前后的系统转矩复矢量如图 12 所示。

(a) $D_1(s) + D_2(s)$ 与 $D_1(s) + D_2(s) + D_3(s)$ 的 Bode 图

(b) 额外反馈支路引入前后的互联系统转矩复矢量

图 12 $D_1(s) + D_2(s)$ 与 $D_1(s) + D_2(s) + D_3(s)$ 的 Bode 图与互联系统转矩复矢量Fig. 12 Bode diagrams of $D_1(s) + D_2(s)$ and $D_1(s) + D_2(s) + D_3(s)$ and complex vector diagrams of the interconnected system

图中: ΔT_{ini} 、 ΔT_{add} 与 ΔT_{sum} 分别表示原系统转矩复矢量、额外反馈支路的转矩复矢量以及引入额

外支路后系统的转矩复矢量。因此显然有

$$\Delta T_{\text{sum}} = \Delta T_{\text{ini}} + \Delta T_{\text{add}} \quad (12)$$

可以看出, 增添的额外反馈回路补偿了原系统次同步频段的负阻尼, 且提供了一定的稳定裕度, 最终使得系统的转矩复矢量由第四象限调整至第一象限、系统稳定。同时, BPF 的选频特性既避免了改变系统的高频特性而导致谐波污染, 也避免了改变系统的低频特性而导致引起稳态误差。实际上, 由于 BPF 的传递函数本质上包含微分环节, 增添该反馈回路完全不会影响 PLL 锁相功能的准确性。

3.2 阻尼增强控制器的参数设计讨论

引入的阻尼增强控制器中, 有 D_L 、 ω_v 、 K_v 这 3 个可调参数。其中 ω_v 定义了 BPF 通带的中心位置, 也是增益最大的频率点; K_v 描述了 BPF 通带的宽度程度。BPF 的带宽 $f_{\text{bw_BPF}}$ 满足式(13)。

$$f_{\text{bw_BPF}} = \frac{K_v \cdot \omega_v}{2\pi} \quad (13)$$

阻尼增益 D_L 代表反馈回路能提供的最大正阻尼, 由式(8)、式(10)可知, 当 ω_v 为振荡频率对应的角频率时, 额外引入的反馈回路能提供的正阻尼最大且为 D_L 。

综上, 为获得最佳抑制效果, ω_v 应设为振荡频率对应的角频率, 通常可通过理论分析或者实际振荡事件获得。然而, 实际振荡频率可能在一定范围内波动, 因此需分析 ω_v 的偏差对阻尼增强控制器正阻尼效果的影响。设置 D_L 为 10 p.u.、BPF 带宽为 20 Hz, 不同 ω_v 下 $D_3(s)$ 的伯德图如图 13 所示。

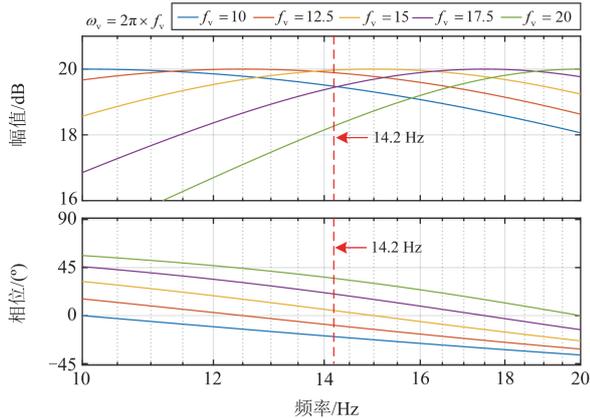


图 13 不同 ω_v 下 $D_3(s)$ 的 Bode 图

Fig. 13 Bode diagrams of $D_3(s)$ with different ω_v

由图 13 可以看出, $f_v = 20$ Hz, 即 ω_v 为 $2\pi \times 20$ rad/s 时, 阻尼增强控制器提供的正阻尼系数最小。但此时 $D_3(s)$ 在 14.2 Hz 处的幅值与相位分别为

18.3 dB、 35° , 可以计算出此时反馈回路提供的正阻尼系数为 6.74 p.u.、相较于最大正阻尼的损失不足三分之一。且 ω_v 为 $2\pi \times 20$ rad/s 时, 仍可使互联系统的总阻尼系数为正, 系统稳定。

此外, 设置 $D_L = 10$ p.u.、 $\omega_v = 2\pi \times 20$ rad/s, 不同 K_v 下 $D_3(s)$ 的伯德图如图 14 所示。可以看出 K_v 越大, 中心角频率设置偏差导致的正阻尼补偿缺失就越小。但 K_v 的增加也会导致高频谐波污染的加重。

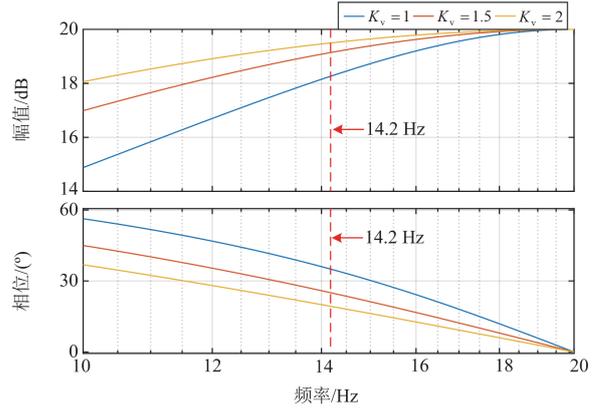


图 14 不同 K_v 下 $D_3(s)$ 的 Bode 图

Fig. 14 Bode diagrams of $D_3(s)$ with different K_v

D_L 的增加会提高互联系统在弱电网下的次同步振荡稳定性, 但也会增大反馈回路在高频段的增益、加重谐波污染。由前文中的参数影响规律分析可知, 该次同步振荡模态主要受到 GFLC 输出有功功率的影响。因此, D_L 应在保证 GFLC 输出有功功率最大、系统稳定的前提下尽可能取最小值。

GFLC 输出有功功率的变化本质上反映的是电网强度的变化。已有研究往往使用短路容量比(short circuit ratio, SCR)来反映电网强度, 通常 SCR 在 2 与 3 之间时称为弱电网, 小于 2 时称为极弱电网^[30]。因此, 可以计算 SCR 最小时的 GFLC 输出有功功率作为 GFLC 最大输出有功功率, 并以该工况下具备一定的稳定裕度作为 D_L 的设计目标。

根据单馈入系统 SCR 的定义^[30], 给出 GFLC 单机并网系统 SCR 值的计算表达式如式(14)所示。

$$S_{\text{SCR}} = \frac{U_N^2}{P_N} \cdot \frac{1}{|Z|} \quad (14)$$

式中: S_{SCR} 为 SCR 值; U_N 为系统额定线电压; P_N 为 GFLC 的额定容量, 此处 $P_N = P_{\text{ref_L}}$; Z 为 GFLC 所连接交流电网的等值阻抗。

不同 SCR 下的原系统在振荡频率处的总阻尼系数如图 15 所示, 可以看出, SCR 大于 2.5 时, 原系统总阻尼系数为正, 不需要引入额外反馈回路进行阻尼补偿。SCR 小于 2.5 时, 考虑到中心频率偏

差带来的正阻尼损失与一定的稳定裕度, 应将 D_L 设置为最大负阻尼系数绝对值的 2 倍。例如, 若将 GFLC 所能适应的最小 SCR 为 2 作为设计目标, 由图 15 可知, 设置 $D_L = 7.8$ p.u. 可满足要求; 若将 GFLC 所能适应的最小 SCR 为 1.8 作为设计目标, 则由图 15 可知, 设置 $D_L = 13.2$ p.u. 可满足要求。

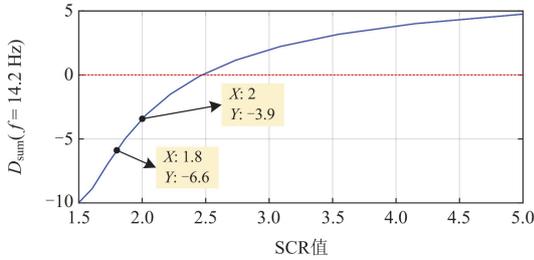


图 15 不同 SCR 下的原系统在 14.2 Hz 处的总阻尼系数
Fig. 15 Total damping coefficient of initial system at 14.2 Hz under different SCR

4 实验验证

为了验证上述理论分析的正确性, 本文搭建了如图 16 所示的跟-构网双机互联系统硬件在环 (hardware-in-the-loop, HIL) 平台。互联系统的硬件在 StarSim HIL 软件中配置, 并在 MT8020 实时仿真器上以 $5 \mu\text{s}$ 的时间步长运行。控制算法使用采样频率为 10 kHz 的 TMS320C28346 数字信号处理控制器 (digital signal processing controller, DSP) 实现。脉宽调制信号由 Xilinx XC6SLX16 可编程门阵列 (field-programmable gate array, FPGA) 产生。控制器和实时仿真器之间的模拟/数字信号交互由 I/O 板实现。实验参数与表 1 参数一致。

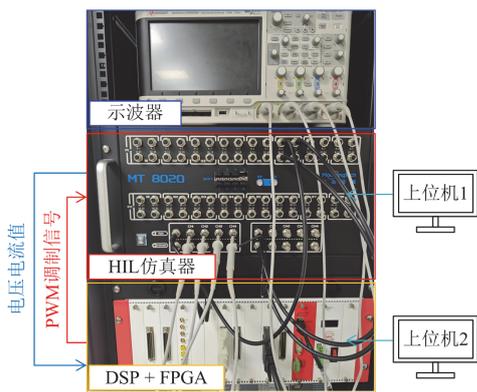


图 16 双机互联系统的硬件在环平台

Fig. 16 HIL platform of the interconnected system

GFLC 与 GFLC 单机并网运行的角频率与 a 相电压、电流的波形如图 17 所示, 可以看出 GFLC 与 GFLC 均具备单机并网稳定运行的能力。

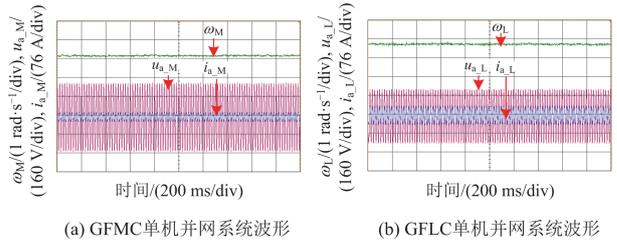


图 17 变流器单机并网稳定运行波形

Fig. 17 Grid-connected single converter stable operation waveforms

GFLC 与 GFLC 双机互联并网系统中, GFLC 的输出角频率与 a 相电压、电流的波形如图 18 所示。可以看出, GFLC 与 GFLC 互联后, 系统出现 13.9 Hz 的次同步振荡, 这与理论分析所得振荡频率间的误差仅有 0.2 Hz。

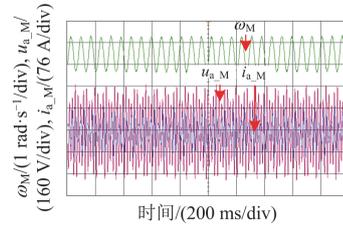
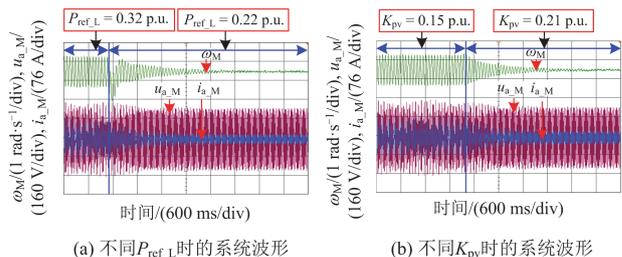


图 18 双机互联系统的次同步振荡波形

Fig. 18 Sub-synchronous oscillation waveform of GFLC and GFLC interconnected system

进一步地, 分别将 GFLC 的输出功率由 0.32 p.u. 减小至 0.22 p.u.、将 AVC 的比例系数由 0.15 p.u. 增加至 0.21 p.u.、将虚拟电感由 0 p.u. 增加至 0.3 p.u.、将虚拟电阻由 0 p.u. 增加至 0.05 p.u., 相应的波形如图 19 所示。可以看出, 减小 GFLC 输出功率、增大 AVC 的比例系数或虚拟阻抗值均可抑制该次同步振荡, 这些结论仍与上文的理论分析结果相一致。

分别引入 $D_L = 10$ p.u.、 $\omega_v = 28.4\pi$ rad/s、 $K_v = 1$ 与 $D_L = 10$ p.u.、 $\omega_v = 40\pi$ rad/s、 $K_v = 1$ 的反馈回路, 相关波形如图 20 所示。可以看出该反馈回路的引入可以较好地抑制该次同步振荡, 且未造成高频的谐波污染。同时, 当中心角频率设置产生偏差时, 该反馈回路仍有较好的振荡抑制效果, 此与理论分析的结果相一致。



(a) 不同 $P_{ref,L}$ 时的系统波形

(b) 不同 K_{pv} 时的系统波形

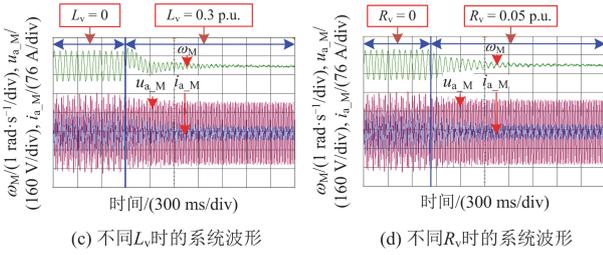


图 19 不同参数下的互联系统响应波形

Fig. 19 Response waveforms of the interconnected system under different parameters

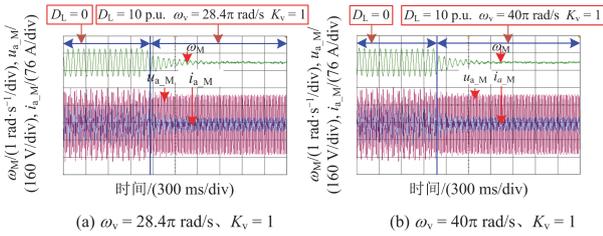


图 20 引入不同参数的反馈回路时互联系统的响应波形
Fig. 20 Response waveforms of the interconnected system when the feedback loop with different parameters is introduced

最后，调节 GFLC 并网系统的 SCR 至 1.8，再引入 $D_L = 4 \text{ p.u.}$ 、 $\omega_v = 28.4\pi \text{ rad/s}$ 、 $K_v = 1$ 的反馈回路，相关波形如图 21(a)所示。可以看出次同步振荡受到抑制但没有完全平息，再将 D_L 由 4 p.u. 增加至 8 p.u. ，如图 21(b)所示，次同步振荡完全平息。这与理论分析得到的 SCR 为 1.8 时原系统的负阻尼为 -6.6 p.u. 相一致。

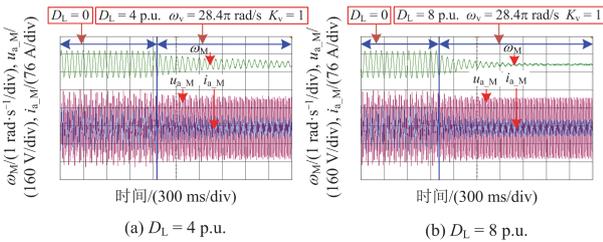


图 21 在 SCR 为 1.8 时，引入不同参数的反馈回路时互联系统的响应波形

Fig. 21 Response waveforms of the interconnected system when SCR is 1.8 and when the feedback loop with different parameters is introduced

此外，考虑使用虚拟阻抗法对振荡进行抑制，将互联系统由本文所提出的阻尼增强控制切换至 0.4 p.u. 电感值下的虚拟阻抗控制，相应波形如图 22 所示。可以看出虚拟阻抗控制的加入也可以抑制该次同步振荡，但同时会导致 GFLC 构网能力的降低、互联系统中变流器节点处电压的下降。实验结

果仍与前文分析结论保持一致。

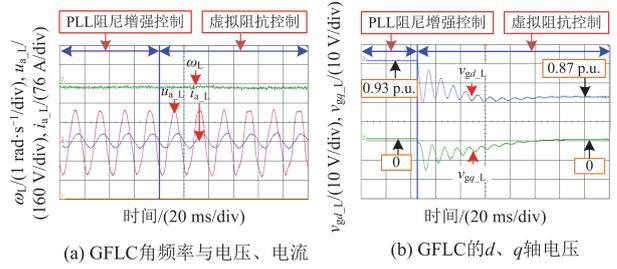


图 22 PLL 阻尼增强控制与虚拟阻抗控制下的互联系统响应波形

Fig. 22 Response waveforms of the interconnected system under PLL damping enhancement control and virtual impedance control

5 结论

本文针对 GFLC 与 GFLC 交互作用下的次同步振荡问题，从各参数对交互振荡模态的影响规律与次同步振荡抑制策略两方面进行了研究分析。主要结论如下。

1) GFLC 与 GFLC 互联后可能出现新的次同步振荡失稳现象，该交互振荡模态同时受到 GFLC 输出有功功率与 PLL、CPC、RPC、AVC 控制参数的较大影响。增加 GFLC 的虚拟阻抗值可以抑制该次同步振荡，但可能导致功率耦合等其他问题。

2) 在 PLL 中引入本文提出的阻尼增强控制器可以有效抑制该次同步振荡，该控制器可以补偿原系统在次同步频段处的负阻尼，且使系统具备足够的稳定裕度。由于 BPF 的选频特性，该方法既不影响 PLL 的锁相功能，也不会导致谐波污染。由次同步振荡频率与 GFLC 并网系统的 SCR 可以进行控制器参数的合理设计。

附录 A

互联系统连接线路 i_{gd/q_M} 对应的小信号模型如式(A1)和式(A2)所示， i_{gd/q_L} 对应的小信号模型与之完全对偶。

$$\begin{aligned} \Delta i_{gd_M} = & \omega_b \cdot i_{gd_M0} \Delta \omega_M + \omega_b \cdot \left(\omega_0 i_{gd_M0} - \frac{L_L + L_G}{L} v_{gq_M0} \right) \Delta \delta_M + \\ & \omega_b \cdot \frac{L_L + L_G}{L} \Delta v_{gd_M} + \omega_b \cdot \omega_0 \Delta i_{gd_M} + \\ & \omega_b \cdot \left[-\frac{L_G}{L} (v_{gd_L0} \sin \delta_0 - v_{gq_L0} \cos \delta_0) \right] \Delta \delta_L - \\ & \omega_b \cdot \frac{L_G}{L} \cos \delta_0 \Delta v_{gd_L} - \omega_b \cdot \frac{L_G}{L} \sin \delta_0 \Delta v_{gq_L} \end{aligned} \quad (A1)$$

$$\begin{aligned} \Delta \dot{i}_{gd_M} = & -\omega_b \cdot i_{gd_M0} \Delta \omega_M + \omega_b \cdot \left(\omega_0 i_{gd_M0} + \frac{L_L + L_G}{L} v_{gd_M0} \right) \Delta \delta_M + \\ & \omega_b \cdot \frac{L_L + L_G}{L} \Delta v_{gd_M} - \omega_b \cdot \omega_0 \Delta i_{gd_M} + \\ & \omega_b \cdot \left[-\frac{L_G}{L} (v_{gd_L0} \sin \delta_0 + v_{gd_L0} \cos \delta_0) \right] \Delta \delta_L + \\ & \omega_b \cdot \frac{L_G}{L} \sin \delta_0 \Delta v_{gd_L} - \omega_b \cdot \frac{L_G}{L} \cos \delta_0 \Delta v_{gd_L} \end{aligned} \quad (A2)$$

式中: $L = L_M L_L + L_M L_G + L_L L_G$; $\delta_0 = \delta_{M0} - \delta_{L0}$, δ_{M0} 、 δ_{L0} 分别表示 GFMC、GFLC 在平衡点处的虚拟功角值。

参考文献

- [1] 杨可昕, 鲍颜红, 任先成, 等. 直接电压控制构网型逆变器控制参数暂态稳定影响分析[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(8): 20-30.
YANG Kexin, BAO Yanhong, REN Xiancheng, et al. Analysis of transient stability effects of control parameters for direct voltage control grid-forming converters[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(8): 20-30.
- [2] 马俊鹏, 李磊, 迟程缤, 等. 宽短路比工况下构网型逆变器功率自同步控制的稳定性分析[J]. 电力系统保护与控制, 2025, 53(7): 165-173.
MA Junpeng, LI Lei, CHI Chengbin, et al. Stability analysis of power self-synchronization control of grid-forming converters in wide range of short-circuit ratio conditions[J]. Power System Protection and Control, 2025, 53(7): 165-173.
- [3] 周步祥, 丁豪, 周毅, 等. 基于角频率偏差积分反馈的构网型逆变器暂态稳定提升策略[J]. 电力系统保护与控制, 2025, 53(4): 59-71.
ZHOU Buxiang, DING Hao, ZHOU Yi, et al. A transient stability enhancement strategy for grid-forming inverters based on integral feedback of angular frequency deviation[J]. Power System Protection and Control, 2025, 53(4): 59-71.
- [4] 黄炳政, 陈俊儒, 刘牧阳, 等. 基于自适应虚拟阻抗的构网型逆变器暂态稳定性提升策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2025, 53(12): 57-68.
HUANG Bingzheng, CHEN Junru, LIU Muyang, et al. Grid-forming converter transient stability enhancement strategy based on adaptive virtual impedance[J]. Power System Protection and Control, 2025, 53(12): 57-68.
- [5] LIU Xiaoke, CHEN Yandong, WANG Zili, et al. Power oscillation analysis and dual mutual damping control for hybrid system with GFM and GFL inverters under varying short circuit ratio[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2025, 3587739.
- [6] CHEN Xinquan, HADDADI A, FARANTATOS E, et al. Power swing in systems with varying penetration of grid-forming IBRs: protection and dynamics[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2025, 10(4): 116-129.
- [7] 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.
- [8] DONG Dong, WEN Bo, BOROYEVICH D, et al. Analysis of phase-locked loop low-frequency stability in three-phase grid-connected power converters considering impedance interactions[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 62(1): 310-321.
- [9] ZHAO Jiantao, HUANG Meng, ZHA Xiaoming. Nonlinear analysis of PLL damping characteristics in weak-grid-tied inverters[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2020, 67(11): 2752-2756.
- [10] 张琛, 蔡旭, 李征. 电压源型并网逆变器的机-网电气振荡机理及稳定判据研究[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(11): 3174-3183.
ZHANG Chen, CAI Xu, LI Zheng. Stability criterion and mechanisms analysis of electrical oscillations in the grid-tied VSC system[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(11): 3174-3183.
- [11] 刘辉, 于思奇, 孙大卫, 等. 构网型逆变器控制技术及原理综述[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(1): 277-297.
LIU Hui, YU Siqu, SUN Dawei, et al. An overview of control technologies and principles for grid-forming converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(1): 277-297.
- [12] 刘倪, 张昌华, 廖丽, 等. 计及无功电压环节的 VSG 虚拟转矩及振荡失稳机理分析[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(6): 107-115.
LIU Ni, ZHANG Changhua, LIAO Li, et al. Analysis on virtual torque and oscillation instability mechanism of virtual synchronous generator with reactive power-voltage controller[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(6): 107-115.
- [13] HUANG Linbin, XIN Huanhai, WANG Zhen. Damping low-frequency oscillations through VSC-HVDC stations operated as virtual synchronous machines[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(6): 5803-5818.
- [14] 黄萌, 凌扬坚, 耿华, 等. 功率同步控制的构网型逆变器多机交互分析与稳定控制研究综述[J]. 高电压技术, 2023, 49(11): 4571-4583.
HUANG Meng, LING Yangjian, GENG Hua, et al. An overview on multi-VSCs interaction analysis and stability controls of grid-forming converters with power synchronization control[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(11): 4571-4583.

- [15] XIN Huanhai, LIU Chenxi, CHEN Xia, et al. How many grid-forming converters do we need? A perspective from small signal stability and power grid strength[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2024, 40(1): 623-635.
- [16] YANG Chaoran, HUANG Linbin, XIN Huanhai, et al. Placing grid-forming converters to enhance small signal stability of PLL-integrated power systems[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2020, 36(4): 3563-3573.
- [17] CHANG Yongkang, ZHANG Xing, LI Ming, et al. Suppression of power interaction disturbances in grid-following inverters through the grid-forming cooperative strategy[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2025, 11(2): 226-234.
- [18] GUO Jian, CHEN Yandong, WANG Lei, et al. Impedance analysis and stabilization of virtual synchronous generators with different DC-link voltage controllers under weak grid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(10): 11397-11408.
- [19] ZHOU Yunpeng, HU Jiabin, HE Wei. Synchronization mechanism between power-synchronized VS and PLL-controlled CS and the resulting oscillations[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2022, 37(5): 4129-4132.
- [20] WU Yang, WU Heng, ZHAO Fangzhou, et al. Influence of PLL on stability of interconnected grid-forming and grid-following converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(10): 11980-11985.
- [21] SUN Peng, XU Hao, YAO Jun, et al. Dynamic interaction analysis and damping control strategy of hybrid system with grid-forming and grid-following control modes[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2023, 38(3): 1639-1649.
- [22] ZHANG Kezan, SHI Mengxuan, CHEN Xia, et al. Interaction modeling and stability analysis of grid-forming energy storage system based on SISO transfer functions[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2025, 16(1): 573-587.
- [23] WEN Bo, BOROYEVICH D, BURGOS R, et al. Analysis of DQ small-signal impedance of grid-tied inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 31(1): 675-687.
- [24] SUN Peng, YAO Jun, LIU Ruikuo, et al. Virtual capacitance control for improving dynamic stability of the DFIG-based wind turbines during a symmetrical fault in a weak AC grid[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 68(1): 333-346.
- [25] SINGH A, DEBUSSCHERE V, HADJSAID N, et al. Slow-interaction converter-driven stability in the distribution grid: small-signal stability analysis with grid-following and grid-forming inverters[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2023, 39(2): 4521-4536.
- [26] HAO Ruan, YI Xiao, HAO Luo, et al. Optimized Parameter design of grid-following and grid-forming converters for wide operating region[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2025, 13(4): 5218-5233.
- [27] 袁敞, 丛诗学, 徐衍会. 应用于微电网的并网逆变器虚拟阻抗控制技术综述[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(9): 144-154.
- YUAN Chang, CONG Shixue, XU Yanhui. Overview on grid-connected inverter virtual impedance technology for microgrid[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(9): 144-154.
- [28] KUNDUR P. Power system stability and control[M]. New York: McGraw-Hill, 1994.
- [29] ZHOU Yi, DENG Zhouchen, QIU Yiwei, et al. Interaction mechanism of multi-time scale control loops between PLL-synchronized and power-synchronized converters[J]. International Journal of Electrical Power and Energy Systems, 2025, 171.
- [30] AIK D L H, ANDERSSON G. Voltage stability analysis of multi-infeed HVDC systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2002, 12(3): 1309-1318.

收稿日期: 2025-03-31; 修回日期: 2025-08-25

作者简介:

周毅(1994—), 男, 博士, 副研究员, 研究方向为新型电力系统稳定性分析和控制。E-mail: zhouyipower@163.com

(编辑 周金梅)