

混联多微电网系统动态交互作用及稳定性分析

郑凯元¹, 杜文娟^{2*}, 王海风²

(1. 新能源电力系统国家重点实验室(华北电力大学), 北京市 昌平区 102206;

2. 四川大学电气工程学院, 四川省 成都市 610064)

Analysis on Dynamic Interactions and Stability of Hybrid Multi-microgrids

ZHENG Kaiyuan¹, DU Wenjuan^{2*}, WANG Haifeng²

(1. State Key Laboratory of Alternate Electric Power Systems With New Energy Resources (North China Electric Power University),

Changping District, Beijing 102206, China;

2. College of Electrical Engineering, Sichuan University, Chengdu 610064, Sichuan Province, China)

ABSTRACT: Hybrid multi-microgrids (MMG) will be an important form of future power distribution system, however, the stable operation of hybrid MMG is limited by dynamic interactions. This paper tested low-frequency small-signal stability of hybrid multi-microgrids (MMG). Analysis was based on multi-input multi-output (MIMO) interconnected model to investigate the interactions among microgrids introduced by multi-connection of microgrids under the grid-connected mode and standalone mode. The complete small-signal model of hybrid MMG was derived by considering the bidirectional interlinking converters (BICs) and multiple AC or DC microgrids under different operation modes. By the comparison among different control strategies, how the dynamic interactions take place was revealed and a method has been improved to quantify the instability impact of interactions. Due to the bidirectional droop characteristics of BICs, the strong dynamic interactions among subgrids were likely to happen under grid-connected mode and standalone mode. Example hybrid MMG system was presented to validate the analysis and conclusions made in this paper, and some stability enhancement manners were provided to improve the dynamic characteristics of hybrid system.

KEY WORDS: hybrid microgrid; multi-microgrids; small-signal stability; dynamic interaction; multi-input multi-output (MIMO)

摘要: 混联多微网系统作为未来配用电系统的重要形式, 其稳定运行受到系统内动态交互作用的限制。该文研究混联多微网系统低频范围小信号稳定性, 通过建立并网和孤网运行

状态下混联微网多输入多输出模型, 分析由于多个微网接入导致的动态交互作用及其对系统稳定性的影响。首先建立了含双向换流器(bidirectional interlinking converters, BICs)、直流和交流微网的小信号建模。然后通过对比不同的控制策略, 定性分析了混联多微网系统中动态交互作用产生的机理, 并提出一种量化动态交互作用对稳定性影响的方法。由于BICs换流器的双向下垂特性, 在并网和孤网运行状态下强动态交互作用均有可能发生并导致失稳。文章采用一个算例系统验证分析的正确性和有效性, 并给出相应的稳定性增强措施。

关键词: 混联微网; 多微网系统; 小信号稳定性; 动态交互作用; 多输入多输出模型

0 引言

交流微电网(AC microgrid, AC MG)作为一种高效利用分布式能源的方式, 由于其灵活性和供电可靠性在近年来得到快速发展^[1]。而随着直流负载普及, 直流微电网(DC microgrid, DC MG)由于控制简单、建设成本较低和效率高^[2]等优势, 在电动汽车/居民负荷供电等领域有更广阔的应用前景^[3]。在可预见的未来, 直流和交流微网将长期同时存在^[4]。由交流和直流微网互联构成的混联微网(hybrid MG)兼顾两者的优势、可更高效地整合不同类型的动态单元, 同时满足交/直流负荷需求, 是未来电网的重要组成部分^[5]。

混联微电网通过双向换流器(bidirectional interlinking converter, BIC)将交流和直流微网相连接, 实现潮流双向流动和持续供电。BIC换流器根据交换功率的不同存在整流/空闲/逆变3种运行模式^[6], 考虑到微网自身的并网和孤网两种运行模式,

基金项目: 国家重点研发计划项目(2016YFB0900602); 中央高校基本科研业务费专项资金(2019QN009)。

National Key R&D Program of China (2016YFB0900602); The Fundamental Research Funds for the Central University (2019QN009).

使得混联微电网系统的控制更加复杂。现有混联微电网系统控制策略研究^[5]主要分为功率管理控制^[7]、协调控制^[8]、稳定性分析控制^[9]与电能质量控制^[10]四类。

混联微电网系统的稳定运行需能够平抑系统内波动,并保证交流微网的频率/电压以及直流微网母线电压维持在合理的运行范围内^[11]。尽管交流微网^[12]和直流微网^[13]的稳定分析已相对完善,但混联微电网的稳定性相关研究较少。在孤网运行状态下 BIC 换流器的控制与交流侧电压/频率和直流侧电压同时相关,因此其动态特性对混联微电网系统的稳定性尤其重要^[14]。常用的 BIC 控制策略为文献[15]提出的双向下垂控制以及归一化下垂控制^[16]等改进算法。文献[17]提供了针对下垂控制的混联微电网系统的建模方法;文献[18]建立了含电源/线路/负荷与功率测量动态的混联微电网模型。文献[5]指出不恰当的线路电抗参数^[14]、负荷条件改变^[19]、下垂系数的改变^[17]以及分层控制参数改变^[6]均可能导致混联微电网系统失稳。

分布式电源(distributed generations, DGs)渗透率增大会降低混联微电网惯性从而导致失稳^[20],采用虚拟同步机(virtual synchronous generator, VSG)策略改善电源^[21]或 BICs^[22]的控制可增强系统惯性和低频模式的阻尼并改善频率响应。通过对比动态和静态负荷,文献[23]发现感应电动机负载及其端口线路参数^[24]对混联微电网低频稳定特性有显著影响。文献[25]研究不同均流条件对混联微电网低频振荡的影响,发现最佳的均流策略取决于微网的下垂系数。文献[18]分析了 BIC 下垂控制系数对混联微电网低频振荡模式的影响。文献[6,26]进一步讨论通信延迟对分层控制及相关低频振荡模式的影响。针对多个 BICs 并联的混联微网,通信延迟^[27]和阻尼系数^[28]对低频模式有着显著影响。通过简化直流或交流微网的动态:文献[29-30]分别研究交流线路阻感和冲击负荷对双向换流器及微网稳定性的影响;文献[31]研究无功补偿不足和负荷过载导致的混联微网交流电压崩溃;文献[32]指出与交流微网互联,可有效抑制直流微网中由可控负荷导致的母线电压波动;采用扰动前馈^[33]或非线性扰动观察^[34]可用于改进直流换流器并抑制直流微网电压波动。

此外,动态单元间交互作用也是影响混联微电网系统稳定性的重要原因:文献[35]指出 BIC 双向控制会导致混联微网中交流和直流子微网的下垂特

性相互影响;文献[36]发现 DC/DC 换流器和 AC/DC 换流器的阻抗不匹配会导致孤网运行微网谐振失稳。微网中快速响应的换流器和较慢响应的发电机间交互作用^[37]可能导致微网的低频振荡失稳,文献[38]通过将混联微网根据动态特性的快慢拆解为两个子系统,证明具有快速动态特性的换流器与较慢动态特性的机电振荡单元间交互作用引起会引起混联系统失稳。文献[39]采用阻抗法分析了混联微网系统中有功功率控制导致的换流器间动态交互作用,发现电源换流器个数增多导致输出阻抗降低可能使系统失稳。并联恒功率负荷间动态交互作用^[40]会降低微网系统的稳定裕度。直流微网内线路参数改变引起的模式排斥现象可能导致微网高频失稳^[41],而交流微网中电源间存在的强动态交互作用可能导致微网系统低频失稳^[42]。

混联微电网系统通过 BIC 换流器实现交流和直流微网的互联,本质上是多微网(multi-microgrids, MMG)系统。而上述稳定性研究文章较少提及多个微网混联的情况。文献[43]建立了适用于多种工况下的混联多微网系统小信号模型;文献[44]对现有多微网建模方法进行较完善的总结。多微网系统电源/负荷个数^[45]、子微网联接方式^[46]和多层分布式控制^[47]会影响 MMG 系统稳定性^[48]。子微网间的动态作用是限制多微网系统稳定运行的一个重要原因^[49]:文献[50]分析交流多微网中不同类型分布式电源间交互作用引起的微网间低频振荡风险;光伏为主的多微网系统^[51]中存在子微网间的动态交互引起的低频振荡。文献[52]采用动态等效模型对 MMG 系统进行降阶,但忽略了相似动态单元间的交互作用导致的失稳风险。

考虑到 BIC 换流器双向下垂控制特性,由多个不同类型子微网构成的混联多微网系统(hybrid MMG)的稳定性特性应与传统多微网系统存在区别,而上述稳定分析成果中较少涉及。为进一步明确 hybrid MMG 系统存在的动态交互作用及其带来的稳定性风险:文章首先对并网和孤网运行状态下的混联多微网系统建立小信号模型;然后通过建立闭环互联模型,定性的分析混联多微网系统中可能存在的动态交互作用,并从模式条件的角度指出一种潜在的强动态交互作用、并量化其带来的失稳风险;最后,通过仿真算例模型验证文章分析的正确性、和所提方法的有效性,并给出相应的稳定性增强措施。

1 混联多微网系统模型建立

多个交流微网和直流微网相互连接构成混联多微网(hybrid MMG)系统,其中单个微网内存在分布式电源(distributed energy resources, DERs)与局部负荷;同种类微网间互联构成多微网系统,

不同种类的微网间通过双向互联换流器(bidirectional interlinking converter, BIC)连接构成混联系统。以交流微网间互联、直流微网间不互联的情况为例^[6],相应的混联多微网系统结构示意图如图1所示。

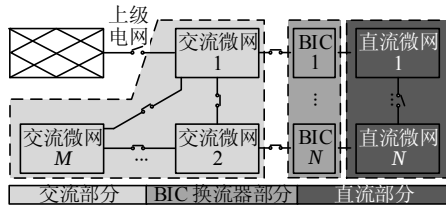


图1 混联多微网系统一般性结构示意图

Fig. 1 Generalized hybrid MMG system configuration

多微网系统可运行于并网或孤网状态下:当并网运行时交流部分的节点电压和网络频率由上级电网保持在合理的运行范围内,此时BIC换流器采用直流母线电压控制策略,其控制目标是维持直流微网系统母线电压恒定,直流和交流微网中电源可采用网络跟踪型(grid-following)控制策略如最大功率跟踪控制以最大化新能源的利用效率。在孤网运行状态下,微网内部电源采用网络形成型(grid-forming)控制策略,如直流微网电源的电压下垂控制策略、交流微网电源的 P/f 与 Q/V 下垂控制,此时BIC换流器采用定功率控制或双向下垂控制^[15]策略。为研究多微电网互联对混联微网系统的稳定性影响,需建立混联多微网系统的动态互联模型如下。

1.1 混联多微网系统的直流和交流微网模型

图2所示一个直流微网(DC MG)经双向互联换流器(BIC)接入交流微网(AC MG)系统,注入功率为 $P+jQ$ 。 u_c 为BIC换流器交流端输出电压, u 为交流微网节点电压,取电压 u 的方向为 d 轴。 I_d+jI_q 和 L_f 分别为线路电流和端口滤波电感, ω 为交流系统的角速度、在并网状态下 $\omega=100\pi$,直流母线电容为 C_{dc} 。交流微网部分是以功率 $[\Delta P \ \Delta Q]^T$ 为输入、 $[\Delta u \ \Delta \omega]^T$ 为输出的双输入双输出系统,对应的状态空间模型如式(1)所示。

$$\begin{cases} s\Delta X_{ac} = A_{ac}\Delta X_{ac} + [b_{acp} \ b_{acq}]^T [\Delta P \ \Delta Q]^T \\ \begin{bmatrix} \Delta u \\ \Delta \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{acv} \\ c_{aco} \end{bmatrix} \Delta X_{ac} + \begin{bmatrix} d_{acvp} & d_{acvq} \\ d_{aco p} & d_{aco q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta P \\ \Delta Q \end{bmatrix} \end{cases} \quad (1)$$

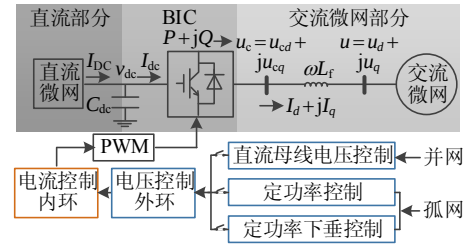


图2 直流微网经BIC接入交流微网结构图

Fig. 2 Configuration of AC-BIC-DC sections

式中: Δ 为变量的小信号形式; ΔX_{ac} 为交流微网全部状态变量组成的列向量,交流部分的传递函数可写成式(2)的形式。

$$\begin{cases} \Delta u = G_{acvp}(s)\Delta P + G_{acvq}(s)\Delta Q \\ \Delta \omega = G_{aco p}(s)\Delta P + G_{aco q}(s)\Delta Q \end{cases} \quad (2)$$

其中:

$$\begin{cases} G_{acvp}(s) = c_{acv}(sI - A_{ac})^{-1}b_{acp} + d_{acvp} \\ G_{acvq}(s) = c_{acv}(sI - A_{ac})^{-1}b_{acq} + d_{acvq} \\ G_{aco p}(s) = c_{aco}(sI - A_{ac})^{-1}b_{acp} + d_{aco p} \\ G_{aco q}(s) = c_{aco}(sI - A_{ac})^{-1}b_{acq} + d_{aco q} \end{cases}$$

直流微网母线电压为 u_{dc} , I_{dc} 为注入BIC环节的直流电流, I_{DC} 为微网电源注入电流与负荷电流的差值。直流微网部分是以节点电压 Δu_{dc} 为输入、电流 ΔI_{DC} 为输出的单输入单输出系统,可建立式(3)所示的状态空间模型。

$$\begin{cases} s\Delta X_{dc} = A_{dc}\Delta X_{dc} + b_{dc}\Delta u_{dc} \\ \Delta I_{DC} = c_{dc}\Delta X_{dc} + d_{dc}\Delta u_{dc} \end{cases} \quad (3)$$

式中 ΔX_{dc} 为直流微网全部状态变量组成的列向量,对应传递函数可写作式(4)的形式。

$$\Delta I_{DC} = H_{dc}(s)\Delta u_{dc} = [c_{dc}^T(sI - A_{dc})^{-1}b_{dc} + d_{dc}]\Delta u_{dc} \quad (4)$$

1.2 并网运行状态下BIC换流器模型

$$sL_f \begin{bmatrix} \Delta I_d \\ \Delta I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta u_{cd} - \Delta u_d \\ \Delta u_{cq} - \Delta u_q \end{bmatrix} + X_f \begin{bmatrix} \Delta I_q \\ -\Delta I_d \end{bmatrix} \quad (5)$$

图3所示为多微网并网运行状态下BIC的定直流微网母线电压控制结构。图1所示交流线路的电流动态方程如式(5)所示。其中 $X_f = \omega_0 L_f$ 为端口滤波线路电抗,下标0表示状态变量的初值。直流母线电容电压的动态方程如式(6)所示。

$$u_{dc0}C_{dc}s\Delta u_{dc} = u_{dc0}\Delta I_{DC} + I_{DC0}\Delta u_{dc} - \Delta P \quad (6)$$

状态变量 x_1 、 x_2 、 x_3 和 x_4 分别为BIC双环控制的积分环节输出量,对应动态方程见式(7)。

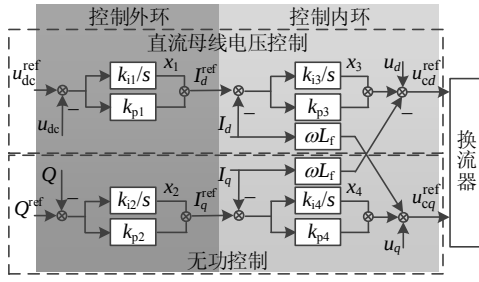


图 3 并网运行状态 BIC 直流母线电压控制

Fig. 3 DC voltage control of BIC under grid-connected operation mode

$$\begin{cases} s\Delta x_1 = k_{i1}(\Delta u_{dc}^{ref} - \Delta u_{dc}) \\ s\Delta x_2 = k_{i2}(\Delta Q^{ref} - \Delta Q) \\ s\Delta x_3 = k_{i3}(\Delta I_d^{ref} - \Delta I_d) \\ s\Delta x_4 = k_{i4}(\Delta I_q^{ref} - \Delta I_q) \end{cases} \quad (7)$$

式中 k_{pk} 和 $k_{ik}(k=1,2,3,4)$ 分别为相应 PI 环节的比例和积分系数, 电流参考值如式(8)所示。

$$\begin{cases} I_d^{ref} = x_1 + k_{p1}(u_{dc}^{ref} - u_{dc}) \\ I_q^{ref} = x_2 + k_{p2}(Q^{ref} - Q) \end{cases} \quad (8)$$

BIC 换流器的锁相环(SRF-PLL)用以跟踪交流节点电压的相角, 其结构如图 4 所示。

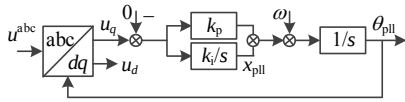


图 4 BIC 换流器的 PLL 结构

Fig. 4 Configuration of SRF-PLL of BIC

图中 k_p 和 k_i 分别表示 PLL 中 PI 控制器的比例和积分系数, 节点电压 u 三相表达形式为 u^{abc} 。 x_{pll} 和 θ_{pll} 分别为两个积分环节的输出, 其对应的动态方程为

$$\begin{cases} s\Delta x_{pll} = k_i(\Delta u_q - 0) \\ s\Delta \theta_{pll} = \Delta x_{pll} + k_p \Delta u_q + \Delta \omega \end{cases} \quad (9)$$

1.3 孤网运行状态下 BIC 换流器模型

图 5 所示为换流器常用功率控制方法, 其中包含图 5(a)所示传统定功率解耦控制, 图 5(b)所示 P/f - Q/V 耦合下垂控制, 图 5(c)为无功控制环节的其他常用控制类型, 如定交流节点电压控制(constant AC-bus voltage control, CVC)和适用于解耦控制中的 Q/V 下垂(Q - V droop control, QVC)控制, 图 5(d)为适用于解耦的有功控制环节的综合下垂^[29]控制(synthetic droop control, SDC)。

为方便对比传统恒功率 PQ 控制、微网并网状

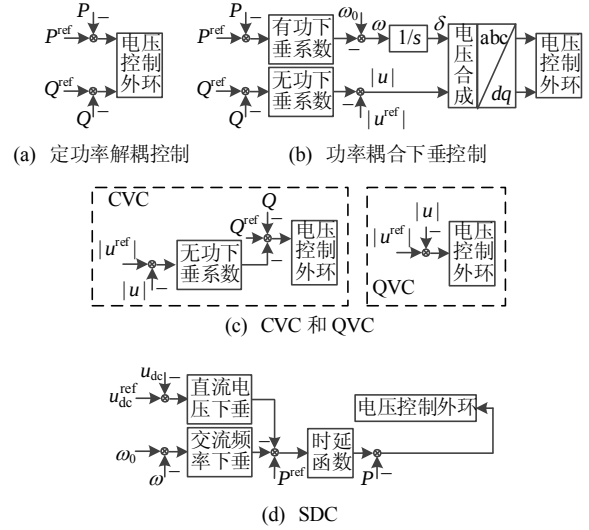


图 5 几种功率控制的对比

Fig. 5 Diagrams of comparison among several power control strategies

态下定直流电压控制, 本节选取解耦下垂控制, 其有功环采用 SDC, 无功环采用 QVC, 对应孤网运行状态下的 BIC 控制策略如图 6 所示。

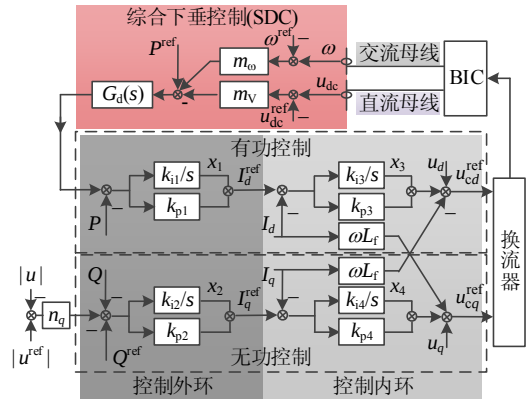


图 6 孤网运行状态 BIC 综合下垂控制

Fig. 6 Synthetic droop control of BIC under standalone operation mode

综合下垂控制中注入有功环节功率参考值由直流母线电压偏差量和交流系统频率偏差量所修正, m_v 为直流电压下垂系数, m_w 为交流频率下垂系数, 则式(7)中 x_1 的动态方程修正为

$$\frac{dx_1}{dt} = G_d(s)[P^{ref} + m_w(\omega^{ref} - \omega) - m_v(u_{dc}^{ref} - u_{dc})] - P \quad (10)$$

式中: $G_d(s) = 1/(s\tau_d + 1)$ 为时延传递函数; τ_d 为通信延迟; n_q 为无功下垂系数; $|u|$ 、 $|u^{ref}|$ 分别为节点电压及其参考值的模值。式(7)中 x_2 的动态方程修正为

$$\frac{dx_2}{dt} = Q^{ref} - n_q(|u^{ref}| - |u|) - Q \quad (11)$$

时延函数积分环节引入的状态变量 x_τ 的动态

方程如式(12)所示。

$$\frac{dx_\tau}{dt} = \frac{1}{\tau_d} [P^{\text{ref}} + m_\omega(\omega^{\text{ref}} - \omega) - m_v(u_{dc}^{\text{ref}} - u_{dc}) - x_\tau] \quad (12)$$

可见 BIC 环节以交流侧信号 $[\Delta u \ \Delta \omega]^T$ 、直流侧信号 ΔI_{DC} 为输入, 以 $[\Delta P \ \Delta Q]^T$ 作为对交流侧的输出信号, 以 Δu_{dc} 作为对直流侧的输出信号。基于式(5)—(9)以及修正式(10)—(12), BIC 环节的状态空间模型可统一形式如式(13)所示。

$$\begin{cases} s\Delta X_{ic} = A_{ic}\Delta X_{ic} + [b_{icv} \ b_{ic\omega}] \begin{bmatrix} \Delta u \\ \Delta \omega \end{bmatrix} + b_{icd}\Delta I_{DC} \\ \Delta u_{dc} = c_{icd}\Delta X_{ic} + [d_{icv} \ d_{ic\omega}] \begin{bmatrix} \Delta u \\ \Delta \omega \end{bmatrix} + d_{icd}\Delta I_{DC} \\ \begin{bmatrix} \Delta P \\ \Delta Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{icp} \\ c_{icq} \end{bmatrix} \Delta X_{ic} + \begin{bmatrix} d_{acpv} & d_{acp\omega} \\ d_{acqv} & d_{acq\omega} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u \\ \Delta \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_{icdp} \\ d_{icdq} \end{bmatrix} \Delta I_{DC} \end{cases} \quad (13)$$

其中由 BIC 换流器状态变量组成的列向量以 $\Delta X_{ic} = [\Delta I_d \ \Delta I_q \ \Delta u_{dc} \ \Delta x_1 \ \Delta x_2 \ \Delta x_3 \ \Delta x_4 \ \Delta x_{pll} \ \Delta \theta_{pll} \ \Delta x_\tau]^T$ 表示。为方便分析, 将混联微网系统中 BIC 环节和直流环节合并, 式(3)代入式(13)有:

$$\begin{cases} s\Delta X_{id} = s \begin{bmatrix} \Delta X_{ic} \\ \Delta X_{dc} \end{bmatrix} = A_{id}\Delta X_{id} + [b_{idv} \ b_{id\omega}] \begin{bmatrix} \Delta u \\ \Delta \omega \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \Delta P \\ \Delta Q \end{bmatrix} = c_{id}\Delta X_{id} + d_{id} \begin{bmatrix} \Delta u \\ \Delta \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{idp} \\ c_{idq} \end{bmatrix} \Delta X_{id} + \begin{bmatrix} d_{idpv} & d_{idp\omega} \\ d_{idqv} & d_{idq\omega} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u \\ \Delta \omega \end{bmatrix} \end{cases} \quad (14)$$

式中系数矩阵详见附录 A 式(A1)。可见合并后交流微网部分是一个以 $[\Delta P \ \Delta Q]^T$ 为输入、以 $[\Delta u \ \Delta \omega]^T$ 为输出的双输入双输出系统, 由换流器 BIC 和直流微网组成的部分是以 $[\Delta u \ \Delta \omega]^T$ 为输入、以 $[\Delta P \ \Delta Q]^T$ 为输出的双输入双输出系统。联立式(1)和(14)可得到系统闭环状态空间模型。

2 混联多微网动态交互分析

2.1 混联多微网系统交互作用定性分析

式(1)和式(14)分别建立的交流微网部分(AC section)和由直流微网与 BIC 换流器环节组成的剩余部分(ID section)的开环状态空间模型。本节基于系统的小干扰模型, 分别推导并网和孤网运行状态下的多微网系统传递函数结构框图、以分析各部分间的交互作用, 具体过程如下。

取图 2 中换流器接入交流节点电压 u 的方向为 d 轴有 $u_d = u$, $u_q = 0$, 则经 BIC 注入的功率为

$$\begin{cases} \Delta P = I_{d0}\Delta u + u_0\Delta I_d = I_{dc0}\Delta u_{dc} + u_{dc0}\Delta I_{dc} \\ \Delta Q = -I_{q0}\Delta u - u_0\Delta I_q \end{cases} \quad (15)$$

$$\begin{cases} \Delta I_d = h_v(s)\Delta u_{dc} = -\frac{K_{pu}(s)K_{pn}(s)}{sL_f + K_{pn}(s)}\Delta u_{dc} \\ \Delta I_q = h_q(s)\Delta Q = -\frac{K_{qu}(s)K_{qn}(s)}{sL_f + K_{qn}(s)}\Delta Q \end{cases} \quad (16)$$

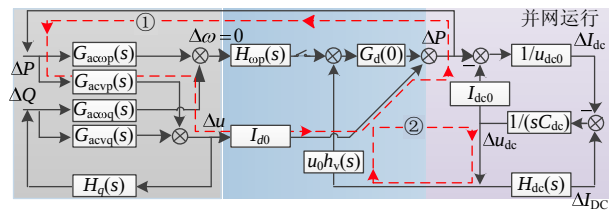
首先, 当混联多微网系统处于并网运行状态时, 系统角频率恒定为 $\omega = \omega_0$, BIC 换流器采用定直流母线电压控制如图 3 所示。

基于式(5)可以得到交流电流传递函数如式(16), 其中 $K_{pu}(s) = k_{p1} + k_{i1}/s$ 和 $K_{pn}(s) = k_{p3} + k_{i3}/s$ 为定电压环节外环和内环的传递函数, 定无功环节外环和内环传递函数分别为 $K_{qu}(s) = k_{p2} + k_{i2}/s$ 和 $K_{qn}(s) = k_{p4} + k_{i4}/s$ 。

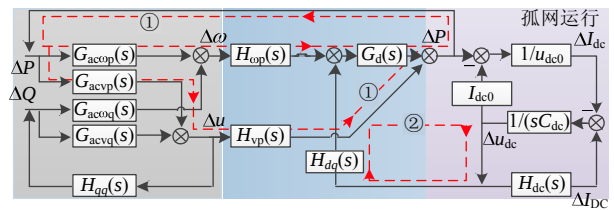
将式(5)、(16)代入式(15)可得并网运行状态下换流器 BIC 控制变量的传递函数形式:

$$\begin{cases} \Delta u_{dc} = H_v(s)\Delta u = \frac{I_{d0}}{I_{dc0} + u_{dc0}(H_{dc}(s) - sC_{dc}) - u_0h_v(s)}\Delta u \\ \Delta P = I_{d0}\Delta u + u_0h_v(s)\Delta u_{dc} \\ \Delta Q = H_q(s)\Delta u = \frac{-I_{q0}}{1 + u_0h_q(s)}\Delta u \end{cases} \quad (17)$$

结合式(2)、(4)和(17)可得到并网运行条件下混联多微网系统传递函数结构框图如图 7(a)。交流侧频率恒定有 $\Delta \omega = 0$, 等同于此时频率的前向通路的开关打开, 交流电压前向通路输出量 $I_{d0}\Delta u$ 作用于交流微网的输入量 ΔP , 构成如图 7(a)的红色虚线①所示双向交互通道。并网运行状态下时延环节退出则 $G_d(s)|_{s=0} = 1$, 直流电压前向通路的输出量在有功



(a) 并网运行状态微网系统



(b) 孤网运行状态微网系统

图 7 并网和孤网运行状态下系统传递函数框图
Fig. 7 Block diagrams of transfer functions under grid-connected and standalone operation mode

ΔP 中的贡献为 $G_d(0)u_0h_v(s)\Delta u_{dc}$, 而 ΔP 影响 ΔI_{dc} 从而作用于电压 Δu_{dc} 的动态, 构成了虚线②所示双向交互通道。在并网运行时, 直流微网和交流微网间通过 BIC 耦合、存在双向交互。

此外, 当微网系统处于孤网运行状态时, BIC 换流器采用综合下垂控制如图 6 所示, 此时交流侧频率 ω 不恒定, 有功功率参考值由交流侧频率偏差量和直流侧母线电压偏差量所修正, 综合下垂控制策略实现在交流微网和直流微网间恰当的传输功率。基于式(10)、(11)和图 6, 式(16)中交流电流传递函数形式修正如式(18)所示。

$$\begin{cases} \Delta I_d = h_v(s)[\Delta P + G_d(s)(m_v\Delta u_{dc} - m_\omega\Delta\omega)] \\ \Delta I_q = h_q(s)(\Delta Q - n_q\Delta u) \end{cases} \quad (18)$$

将式(18)代入式(15)可得:

$$\begin{cases} \Delta P = H_{vp}(s)\Delta u + G_d(s)(H_{dp}(s)\Delta u_{dc} + \\ H_{wp}(s)\Delta\omega) = \frac{I_{d0}}{1-u_0h_v(s)}\Delta u + G_d(s) \cdot \\ \left(\frac{u_0h_v(s)m_v}{1-u_0h_v(s)}\Delta u_{dc} - \frac{u_0h_v(s)m_\omega}{1-u_0h_v(s)}\Delta\omega \right) \\ \Delta Q = H_{qq}(s)\Delta u = \frac{u_0h_q(s)n_q - I_{q0}}{1+u_0h_q(s)}\Delta u \end{cases} \quad (19)$$

结合式(2)、(4)和(19)可得到孤网运行条件下混联多微网系统传递函数结构框图如图 7(b)。此时交流侧频率不恒定, 频率前向通路中 $H_{wp}(s) \rightarrow G_d(s)$ 间的开关闭合, 交流电压前向通路输出量 $H_{vp}(s)\Delta u$ 和频率前向通路输出量 $G_d(s)H_{wp}(s)\Delta\omega$ 共同作用于交流微网的输入量 ΔP , 构成双向交互通道如红色虚线①所示。直流电压的前向通路输出量在 ΔP 中的贡献为 $G_d(s)H_{dp}(s)\Delta u_{dc}$, 而有功 ΔP 直接影响 ΔI_{dc} 从而影响电压 Δu_{dc} 的动态, 构成虚线②所示交互通道。可见孤网运行状态下仍存在直流微网和交流微网间的双向交互通道。

对比图 5(a)所示传统定功率解耦控制, 基于双环解耦控制, 交流电流和功率变量的传递函数分别如式(20)和(21)所示。

$$\begin{cases} \Delta I_d = h_v(s)\Delta P \\ \Delta I_q = h_q(s)\Delta Q \end{cases} \quad (20)$$

$$\begin{cases} \Delta P = H_p(s)\Delta u = \frac{I_{d0}}{1-u_0h_v(s)}\Delta u \\ \Delta Q = H_q(s)\Delta u \end{cases} \quad (21)$$

基于式(2)、(4)和(21), 采用定功率解耦控制的 BIC 换流器系统传递函数框图如图 8 所示。可见在

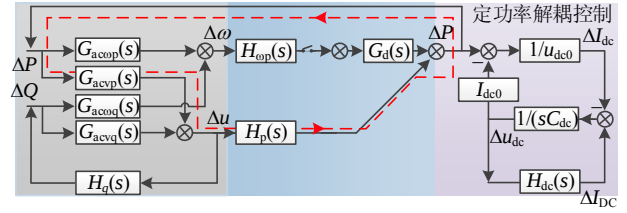


图 8 定功率解耦控制 BIC 系统传递函数框图

Fig. 8 Block diagrams of transfer functions when constant power control is used for BIC

此运行条件下交流系统与 BIC 环节间仍存在双向交互通道, 但直流微网与 BIC 换流器间无双向通道, 在该控制下 BIC 换流器对微网来说仅是一个恒功率的电源/负荷, 交流和直流微网间不构成双向互联通道, 此时交直流多微网混联系统仍可独立的分析交流微网和直流微网的稳定性。

通过图 7、8 中 3 种典型换流器控制策略的传递框图对比, 发现混联多微网在并网和孤网运行状态下微网间均可能构成双向交互通道、传递微网间的动态交互作用, 当微网间交互作用强度足够大时、多个微网的互联不仅没有起到增强稳定性的作用, 反而引入了系统失稳的风险。

2.2 混联多微网系统闭环互联模型

为不失一般性, 将上述建模过程拓展到多个个直流微网经 BIC 换流器接入由多个交流微网组成的交流多微网系统中。为分析多微网互联导致的失稳风险, 可将要检验的 N 个直流微网和 N 个 BIC 换流器环节视作 EID(examined BIC-DC microgrids)子系统, 将剩余部分视作 RHM(rest of the hybrid microgrids)子系统。子系统间的输入输出变量选取交换功率 $P_i + jQ_i$ 、交流侧节点电压 u_i 及角速度 ω_i (其中 $i=1, 2, \dots, N$)。将式(14)扩展到 N 个 BIC-DC MGs 的情况有:

$$\begin{cases} s\Delta X_{ID} = A_{ID}\Delta X_{ID} + [B_{IDV} \ B_{ID\omega}] \begin{bmatrix} \Delta U \\ \Delta\omega \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \Delta P \\ \Delta Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{IDP} \\ C_{IDQ} \end{bmatrix} \Delta X_{ID} + \begin{bmatrix} D_{DVP} & D_{D\omega V} \\ D_{DVQ} & D_{D\omega Q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta U \\ \Delta\omega \end{bmatrix} \end{cases} \quad (22)$$

式中: ΔX_{ID} 为 EID 子系统全部状态变量组成的列向量; $\Delta U = [\Delta u_1 \ \Delta u_2 \ \dots \ \Delta u_N]^T$ 为 BIC 换流器接入交流微网的节点电压组成的列向量, 经换流器的功率为 $\Delta P = [\Delta P_1 \ \Delta P_2 \ \dots \ \Delta P_N]^T$ 和 $\Delta Q = [\Delta Q_1 \ \Delta Q_2 \ \dots \ \Delta Q_N]^T$; $\Delta\omega = [\Delta\omega_1 \ \Delta\omega_2 \ \dots \ \Delta\omega_N]^T$ 为 BIC 换流器所接入交流微网的角速度组成的列向量。可得到传递函数形式如式(23)所示。

$$\begin{cases} \Delta P = \mathbf{H}_{VP} \Delta U + \mathbf{H}_{\omega P} \Delta \omega \\ \Delta Q = \mathbf{H}_{VQ} \Delta U + \mathbf{H}_{\omega Q} \Delta \omega \end{cases} \quad (23)$$

其中:

$$\begin{cases} \mathbf{H}_{VP} = \mathbf{C}_{IDP} (\mathbf{sI} - \mathbf{A}_{ID})^{-1} \mathbf{B}_{IDV} + \mathbf{D}_{DVP} \\ \mathbf{H}_{\omega P} = \mathbf{C}_{IDP} (\mathbf{sI} - \mathbf{A}_{ID})^{-1} \mathbf{B}_{ID\omega} + \mathbf{D}_{D\omega V} \\ \mathbf{H}_{VQ} = \mathbf{C}_{IDQ} (\mathbf{sI} - \mathbf{A}_{ID})^{-1} \mathbf{B}_{ID\omega} + \mathbf{D}_{D\omega Q} \\ \mathbf{H}_{\omega Q} = \mathbf{C}_{IDQ} (\mathbf{sI} - \mathbf{A}_{ID})^{-1} \mathbf{B}_{ID\omega} + \mathbf{D}_{D\omega Q} \end{cases}$$

类似的可建立 RHM 子系统的状态空间模型

$$\begin{cases} \mathbf{s} \Delta \mathbf{X}_{AC} = \mathbf{A}_{AC} \Delta \mathbf{X}_{AC} + [\mathbf{B}_{ACP} \quad \mathbf{B}_{ACQ}] \begin{bmatrix} \Delta P \\ \Delta Q \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \Delta U \\ \Delta \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{ACV} \\ \mathbf{C}_{AC\omega} \end{bmatrix} \Delta \mathbf{X}_{AC} + \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{APV} & \mathbf{D}_{AQV} \\ \mathbf{D}_{AP\omega} & \mathbf{D}_{AQ\omega} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta P \\ \Delta Q \end{bmatrix} \end{cases} \quad (24)$$

式中 $\Delta \mathbf{X}_{AC}$ 为 RHM 子系统全部状态变量组成的列向量, 对应传递函数为

$$\begin{cases} \Delta U = \mathbf{G}_{PV} \Delta P + \mathbf{G}_{QV} \Delta Q \\ \Delta \omega = \mathbf{G}_{P\omega} \Delta P + \mathbf{G}_{Q\omega} \Delta Q \end{cases} \quad (25)$$

其中:

$$\begin{cases} \mathbf{G}_{PV} = \mathbf{C}_{ACV} (\mathbf{sI} - \mathbf{A}_{AC})^{-1} \mathbf{B}_{ACP} + \mathbf{D}_{APV} \\ \mathbf{G}_{QV} = \mathbf{C}_{ACV} (\mathbf{sI} - \mathbf{A}_{AC})^{-1} \mathbf{B}_{ACQ} + \mathbf{D}_{AQV} \\ \mathbf{G}_{P\omega} = \mathbf{C}_{AC\omega} (\mathbf{sI} - \mathbf{A}_{AC})^{-1} \mathbf{B}_{ACP} + \mathbf{D}_{AP\omega} \\ \mathbf{G}_{Q\omega} = \mathbf{C}_{AC\omega} (\mathbf{sI} - \mathbf{A}_{AC})^{-1} \mathbf{B}_{ACQ} + \mathbf{D}_{AQ\omega} \end{cases}$$

基于式(23)和(25)可构建多微网混联系统闭环互联模型如图9所示, 对应混联多微网系统的状态空间模型如式(26), 式中系数矩阵详细表达形式见附录A式(A2)。

$$\mathbf{s} \Delta \mathbf{X} = \mathbf{A} \Delta \mathbf{X} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{21} & \mathbf{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{X}_{ID} \\ \Delta \mathbf{X}_{AC} \end{bmatrix} \quad (26)$$

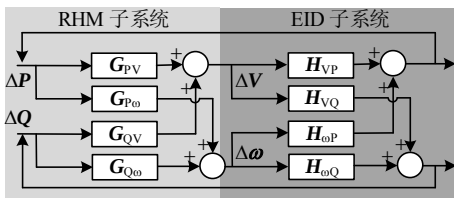


图9 混联多微网系统闭环互联模型

Fig. 9 Closed-loop interconnected model of hybrid MMG

2.3 混联多微网系统交互作用定量分析

特殊的模式条件可能降低系统稳定性, 研究发现在动态单元开环模式接近的条件下, 交互作用会显著增强、闭环振荡模式阻尼降低并威胁系统小干扰稳定性^[53]: 如交流系统中风机与发电机间轴系动态交互导致次同步振荡^[54]、高压直流输电系统^[55]

中 VSCs 间交互以及直流微网中直流换流器间的动态交互导致的失稳^[56]。上述研究集中于单输入单输出系统, 本节将考虑多微网系统中多输入多输出系统的特性, 改进量化动态交互强度的方法。

取 λ_a 和 λ_b 为式(22)中 AID 和式(24)中 AAC 的特征值, 分别表示 EID 和 RHM 子系统的开环振荡模式。令 $\hat{\lambda}_a$ 和 $\hat{\lambda}_b$ 为式(26)中 A 的特征值, 表示与开环模式相对应的闭环振荡模式。取开闭环模式差 $\Delta \lambda_a = \hat{\lambda}_a - \lambda_a$ 和 $\Delta \lambda_b = \hat{\lambda}_b - \lambda_b$ 表示交互作用的影响、其实部表示交互作用强度, 取 $\Delta \lambda = \lambda_a - \lambda_b$ 为开环模式差值。图9中互联系统间以 $\Delta P + j\Delta Q$ 为子系统的输入输出信号, 当交换功率恒定或 BIC/DC-MGs 未接入交流微网时, 系统稳定特性由开环子系统稳定性决定, 有 $\Delta \lambda_a = 0$, $\Delta \lambda_b = 0$ 。

当输入输出信号不为零时子系统间存在交互作用, 对应开闭环模式差 $\Delta \lambda_a$ 和 $\Delta \lambda_b$ 不为零, 若模式差的实部大于零证明动态交互作用降低了互联系统的阻尼; 若发生交互的模式间阻尼降低的模式为系统主导模式, 此时强动态交互作用导致系统失稳。将式(23)代入式(25)有:

$$\begin{cases} (\mathbf{I} - \mathbf{H}_{VP} \mathbf{G}_{PV} - \mathbf{H}_{\omega P} \mathbf{G}_{P\omega}) \Delta P = \\ (\mathbf{H}_{VP} \mathbf{G}_{QV} + \mathbf{H}_{\omega P} \mathbf{G}_{Q\omega}) \Delta Q \\ (\mathbf{I} - \mathbf{H}_{VQ} \mathbf{G}_{QV} - \mathbf{H}_{\omega Q} \mathbf{G}_{Q\omega}) \Delta Q = \\ (\mathbf{H}_{VQ} \mathbf{G}_{PV} + \mathbf{H}_{\omega Q} \mathbf{G}_{P\omega}) \Delta P \end{cases} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} & \text{对应图9中闭环互联系统的特征方程为} \\ & (\mathbf{I} - \mathbf{H}_{VP} \mathbf{G}_{PV} - \mathbf{H}_{\omega P} \mathbf{G}_{P\omega})(\mathbf{I} - \mathbf{H}_{VQ} \mathbf{G}_{QV} - \mathbf{H}_{\omega Q} \mathbf{G}_{Q\omega}) - \\ & (\mathbf{H}_{VP} \mathbf{G}_{QV} + \mathbf{H}_{\omega P} \mathbf{G}_{Q\omega})(\mathbf{H}_{VQ} \mathbf{G}_{PV} + \mathbf{H}_{\omega Q} \mathbf{G}_{P\omega}) = 0 \end{aligned} \quad (28)$$

为不失一般性, 令:

$$\begin{cases} \mathbf{H}_{VP} = \frac{\mathbf{h}_{VP}}{s - \lambda_a} \\ \mathbf{H}_{\omega P} = \frac{\mathbf{h}_{\omega P}}{s - \lambda_a} \\ \mathbf{H}_{VQ} = \frac{\mathbf{h}_{VQ}}{s - \lambda_a} \\ \mathbf{H}_{\omega Q} = \frac{\mathbf{h}_{\omega Q}}{s - \lambda_a} \\ \mathbf{G}_{PV} = \frac{\mathbf{g}_{PV}}{s - \lambda_b} \\ \mathbf{G}_{P\omega} = \frac{\mathbf{g}_{P\omega}}{s - \lambda_b} \\ \mathbf{G}_{QV} = \frac{\mathbf{g}_{QV}}{s - \lambda_b} \\ \mathbf{G}_{Q\omega} = \frac{\mathbf{g}_{Q\omega}}{s - \lambda_b} \end{cases} \quad (29)$$

将式(29)代入式(28)有:

$$I - (h_{VP}g_{PV} + h_{WP}g_{Pw} + h_{VQ}g_{QV} + h_{WQ}g_{Qw}) / [(s - \lambda_a) \cdot (s - \lambda_b)] + (h_{VP}g_{PV}h_{VQ}g_{QV} + h_{VP}g_{PV}h_{WQ}g_{Qw} + h_{WP}g_{Pw}h_{VQ}g_{QV} + h_{WP}g_{Pw}h_{WQ}g_{Qw}) / [(s - \lambda_a)^2(s - \lambda_b)^2] - (h_{VP}g_{QV}h_{VQ}g_{PV} + h_{VP}g_{QV}h_{WQ}g_{Pw} + h_{WP}g_{Qw}h_{VQ}g_{PV} + h_{WP}g_{Qw}h_{WQ}g_{Pw}) / [(s - \lambda_a)^2(s - \lambda_b)^2] = 0 \quad (30)$$

式(30)特征方程可简化为如下形式：

$$(s - \lambda_a)^2(s - \lambda_b)^2 - T_1(s)(s - \lambda_a)(s - \lambda_b) + T_2(s) = 0 \quad (31)$$

其中：

$$\begin{cases} T_1(s) = h_{VP}g_{PV} + h_{WP}g_{Pw} + h_{VQ}g_{QV} + h_{WQ}g_{Qw} \\ T_2(s) = h_{VP}g_{PV}h_{WQ}g_{Qw} + h_{WP}g_{Pw}h_{VQ}g_{QV} - h_{VP}g_{QV}h_{WQ}g_{Pw} - h_{WP}g_{Qw}h_{VQ}g_{PV} \end{cases}$$

取 $\hat{\lambda}_a = \lambda_a + \Delta\lambda_a$ 为式(31)的一个解，当 $\lambda_a \approx \lambda_b$ 时，特征方程可以写为如下形式：

$$\Delta\lambda_a^4 + 2\Delta\lambda\Delta\lambda_a^3 + (\Delta\lambda^2 - T_1(s))\Delta\lambda_a^2 - T_1(s)\Delta\lambda\Delta\lambda_a + T_2(s) = 0 \quad (32)$$

当开环模式接近时 $\lambda_a \approx \lambda_b$ 有 $\Delta\lambda \rightarrow 0$ ，忽略上式中 $\Delta\lambda$ ，得到：

$$\Delta\lambda_a^4 - T_1(s)\Delta\lambda_a^2 + T_2(s) = 0 \quad (33)$$

取 $T_1(s) \approx T_1(\lambda_a)$ ， $T_2(s) \approx T_2(\lambda_b)$ ，则开闭环模式差值^[55]可表示为

$$\Delta\lambda_a \approx \pm f(T_1(\lambda_a), T_2(\lambda_a)) = \pm \sqrt{\frac{T_1(\lambda_a) \pm \sqrt{T_1(\lambda_a)^2 - 4T_2(\lambda_a)}}{2}} \quad (34)$$

相似地，可求出 $\Delta\lambda_b$ ，闭环振荡模式可表示为

$$\begin{cases} \lim_{\Delta\lambda \rightarrow 0} \hat{\lambda}_a \approx \lambda_a \pm f(T_1(\lambda_a), T_2(\lambda_a)) \\ \lim_{\Delta\lambda \rightarrow 0} \hat{\lambda}_b \approx \lambda_b \pm f(T_1(\lambda_a), T_2(\lambda_a)) \end{cases} \quad (35)$$

式(35)表明在开环模式接近的条件下，两个开环振荡模式对应的动态单元间发生强动态交互作用，其中一个对应的闭环振荡模式阻尼降低。微网系统是否失稳，取决于动态交互作用强度与开环振荡模式阻尼之间的相对关系。当满足式(36)中不等式时多微网系统失稳。

$$|f(T_1(\lambda_a), T_2(\lambda_a)) \text{实部}| \geq |\lambda_a \text{实部}| \quad (36)$$

开环模式分析能较清晰地解释强动态交互导致系统失稳的机理，不依赖参数模型的建立^[56]，是当前研究动态交互作用的一种常用方法。

3 混联多微网算例

本节算例基于图 10 所示混联多微网系统，分

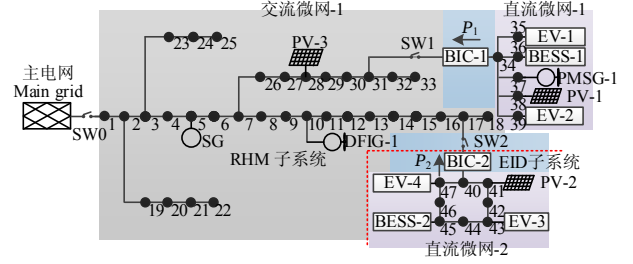


图 10 改进 IEEE 33 节点混联多微网系统

Fig. 10 Modified IEEE 33-bus hybrid multi-microgrids

析在并网和孤岛两种运行状态下系统参数对振荡模式的影响，并研究更多微网系统加入导致的动态交互作用风险及相应的稳定性增强策略。为不失一般性，交流微网含 3 类典型分布式电源如小型发电机(SG)、光伏(PV)和风机(DFIG)，直流微网中含储能(BESS)、电动汽车负荷(EV)以及风机和光伏。图 10 所示系统有两个直流微网通过相应的 BIC 接入 33 节点交流微网。以 SW_i , $i=0, 1, 2$ 表示 3 个开关，其中 SW_0 的开合控制着多微网系统与主电网间的联接， SW_1 控制着直流微网-1 与交流微网间的联接， SW_2 控制着直流微网-2 与交流微网间的联接。BIC 表示实现相应的直流微网与交流微网互联的换流器。

当 SW_0 闭合时，多微网系统处于并网运行状态，分布式电源采用定功率/最大功率跟踪控制以实现新能源最大化利用，换流器 BIC 采用图 3 中定直流电压控制以实现直流微网系统稳定；当开关 SW_0 打开时，交流微网中各分布式电源采用 $P/f-Q/V$ 下垂控制，直流微网中电源和储能采用电压下垂控制，换流器 BIC 采用图 6 中综合下垂控制，以实现微网内部稳定及微网间合理的功率分配，系统具体参数见附录 B 表 B1。首先考虑仅一个直流微网接入的情况。

3.1 算例 1：仅一个直流微网接入情况

当开关 SW_0 、 SW_1 闭合， SW_2 打开时，仅直流微网-1 通过 BIC-1 换流器接入交流微网。在附表 B1 的参数条件下，并网运行条件下经 BIC 换流器注入交流微网的功率 P_1 为直流微网内电源输出功率与负荷充电功率的差值，根据式(26)求并网运行时微网振荡模式，其中换流器 BIC 状态变量相关的模式 λ_{Gi}^{BIC} ($i=1, 2, 3$) 结果见表 1。当开关 SW_0 打开、混联多微网系统处于孤网运行状态，BIC 换流器可同时处理做交流微网和直流微网的平衡节点^[57]，其状态变量相关的振荡模式 λ_{Si}^{BIC} ($i=1, 2, 3, 4$) 的结果如表 1 所示，上述模式的参与性因子分析结果如图 11

表 1 单直流微网接入的模式计算结果

Table 1 Modal computational results when only one DC microgrid connected to AC micorgrid

运行状态	BIC 换流器振荡模式	模式相关动态环节
并网	$\lambda_{G1}^{BIC} = -4.27 + 131.7j$	定直流电压控制动态
	$\lambda_{G2}^{BIC} = -38.6 + 1758j$	电流控制内环 d 轴动态
	$\lambda_{G3}^{BIC} = -36.4 + 1675j$	电流控制内环 q 轴动态
孤网	$\lambda_{S1}^{BIC} = -1.89 + 61.1j$	有功功率下垂控制动态
	$\lambda_{S2}^{BIC} = -24.95 + 1927j$	电流控制内环 d 轴动态
	$\lambda_{S3}^{BIC} = -36.7 + 1576j$	电流控制内环 q 轴动态
	$\lambda_{S4}^{BIC} = -45.2 + 126.1j$	直流母线电压下垂动态

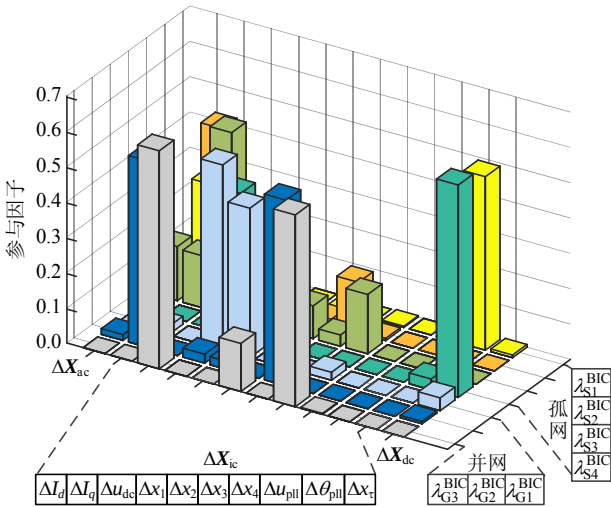


图 11 单直流微网接入的多微网系统参与因子分析

Fig. 11 Participation factor analysis of hybrid MMG when only one DC MG is connected

所示。

表 1 结果表明在并网状态下，多微网系统的主导振荡模式为 λ_{G1}^{BIC} ，根据图 11 中参与因子分析结果，该模式与定直流微网母线电压控制外环的动态最为相关。在上述运行点处，选取交换功率 P_1 、直流母线电容 C_{dc} 、BIC 定电压外环比例 k_{p1} 和积分系数 k_{i1} ，求主导模式对上述参数的灵敏度结果如表 2 所示。

表 2 分析结果说明积分参数 k_{i1} 主要影响振荡模式的频率， k_{i1} 增大会导致 λ_{G1}^{BIC} 虚部变大；比例系数 k_{p1} 和输出功率 P_1 主要影响 λ_{G1}^{BIC} 的实部，其中增

表 2 主导模式 λ_{G1}^{BIC} 的参数灵敏度计算结果

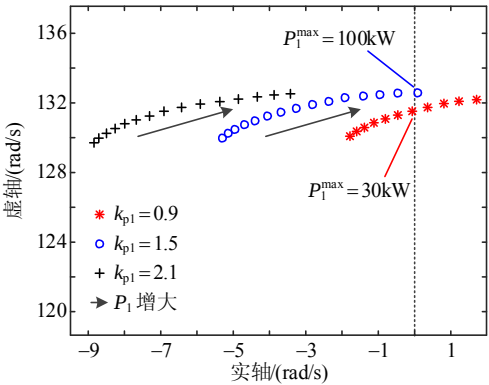
Table 2 Sensitivity of λ_{G1}^{BIC} to several parameters

偏导数	含义	取值
$\partial \lambda_{G1}^{BIC} / \partial P_1$	交换功率	$6.31 + 2.14j$
$\partial \lambda_{G1}^{BIC} / \partial C_{dc}$	母线电容	$-2.32 - 32.7j$
$\partial \lambda_{G1}^{BIC} / \partial k_{p1}$	比例系数	$-11.9 - 0.67j$
$\partial \lambda_{G1}^{BIC} / \partial k_{i1}$	积分系数	$1.75 + 63.2j$

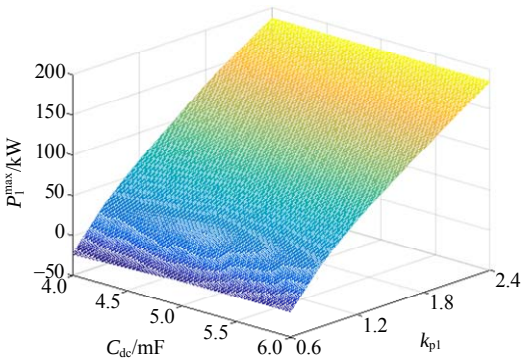
大 k_{p1} 会增大 λ_{G1}^{BIC} 的阻尼，而增大交换功率 P_1 会降低 λ_{G1}^{BIC} 的阻尼；直流微网母线电容 C_{dc} 主要影响模式 λ_{G1}^{BIC} 的虚部，增大母线电容会降低振荡模式频率。

可通过式(26)求出上述参数对并网运行模式下的多微网系统稳定性影响。以比例系数 k_{p1} 和交换功率 P_1 为例，当直流微网-1 内部电源输出功率增加或负荷充电功率降低时， P_1 从 -10kW 逐渐增大到 100kW ，当比例系数分别取值为 0.9、1.5 和 2.1 时，随交换功率增大的主导模式 λ_{G1}^{BIC} 根轨迹如图 12(b)。当 $k_{p1}=0.9$ 时 $P_1^{\max}=30\text{kW}$ ，当 $k_{p1}=1.5$ 时 $P_1^{\max}=100\text{kW}$ ，可见功率增大降低了主导振荡模式的阻尼，而比例系数 k_{p1} 减小降低了交直流微网间允许交换的最大功率、缩小了混联多微网系统的稳定运行范围。图 12(b)展示了并网状态下系统稳定运行域(曲面及其下方区域)，发现交直流微网间最大功率交换值随比例系数 k_{p1} 的减小而明显降低。

当 SW0 打开时，混联多微网系统处于孤网运行状态，BIC 换流器相关的振荡模式如表 1 所示，对应的参与性因子分析结果见图 11。主导模式 λ_{S1}^{BIC} 与综合下垂控制的动态环节最为相关，该模式对交换功率 P_1 、有功频率下垂系数 m_ω 、直流电压



(a) 参数影响下的根轨迹



(b) 混联多微网系统的稳定域

图 12 并网运行状态分析结果

Fig. 12 Analysis results of grid-connected mode

下垂系数 m_V 、时间延迟 τ_d 的灵敏度分析结果如表 3 所示。

表 3 主导模式 λ_{s1}^{BIC} 的参数灵敏度计算结果
Table 3 Sensitivity of λ_{s1}^{BIC} to several parameters

偏导数	含义	取值
$\partial \lambda_{s1}^{BIC} / \partial P_1$	交换功率	16.5–7.9j
$\partial \lambda_{s1}^{BIC} / \partial m_\omega$	频率下垂	8.12+36.7j
$\partial \lambda_{s1}^{BIC} / \partial m_V$	电压下垂	-13.6–2.54j
$\partial \lambda_{s1}^{BIC} / \partial \tau_d$	通信时延	16.9–44.5j

表 3 结果表明在该运行点处增大系统交换功率 P_1 和时延系数 τ_d 会降低主导模式 λ_{s1}^{BIC} 的阻尼和频率，增大直流电压下垂系数 m_V 主要增大 λ_{s1}^{BIC} 的阻尼，而增大频率下垂系数 m_ω 会降低主导模式的阻尼并增大其振荡频率。以交换功率 P_1 和通信延迟系数 τ_d 为例：当换流器 BIC-1 处于逆变模式、即直流微网-1 向交流侧输出功率($P_1 > 0$)，随着交流侧负载增加/电源输出降低或直流侧电源输出增大/负载降低、 P_1 增大，主导模式 λ_{s1}^{BIC} 的根轨迹如图 13(b) 中红色实线所示，交换功率的增大降低了主导模式的阻尼和频率。逆变运行模式 BIC 此时是直流侧微网的一个功率负载，直流微网稳定运行限制了可经

BIC 流出的最大输出功率。对比 τ_d 不同取值的 3 种情况下的模式结果，可以发现 $\tau_d=0.5$ 时运行最大的交换功率为 $P_1^{\max}=58\text{kW}$ ， $\tau_d=0.8$ 时最大交换功率降低为 $P_1^{\max}=50.3\text{kW}$ ，可见增大的时延系数缩小了系统的稳定运行范围。

相似地，当 BIC-1 换流器处于整流模型、即直流微网-1 从交流侧吸收功率($P_1 < 0$)，随着交流侧电源输出增大/负荷降低或直流侧电源输出降低/负荷增大，经 BIC-1 换流器注入直流微网的功率不断增大，主导模式 λ_{s1}^{BIC} 的根轨迹如图 13(a) 中黑色实线所示，此时 BIC 换流器为交流微网的一个负载，交流侧微网的稳定运行限制了经 BIC 流出的最大交换功率。

综上分析可知，图 6 所示的综合功率下垂控制 (SDC) 需同时保证交换功率满足交流和直流微网的稳定，经 BIC 换流器的交换功率不得超出稳定运行的上下限。图 13(b) 展示了在孤网模式下多微网系统的运行稳定域，为表达整洁仅展示 $P_1 > 0$ 时 $P_1^{\max}$ 受 τ_d 、 m_V 影响的情况，可见增大时延 τ_d 或降低电压下垂系数 m_V 会缩小系统的稳定运行域。

3.2 算例 2：两个直流微网接入情况

在算例 1 基础上，当开关 SW2 闭合时，直流微网-2 接入多微网系统，本算例将讨论在并网和孤网两种运行状态下，由多微网互联引起的动态交互作用及稳定性风险、以及相应的稳定性增强控制措施。

3.2.1 算例 2 情形 1：并网运行

首先当 SW0 闭合时，系统处于并网运行状态，为分析由直流微网-2 接入导致的动态交互作用，在开关 SW2 处将多微网系统分为 EID 和 RHM 子系统两部分如图 10 中红色虚线所示，其中 EID 子系统由目标子系统直流微网-2 及其端口换流器 BIC-2 构成。

当 $P_2=75\text{kW}$ 接近 $P_1=80\text{kW}$ 时，基于式(22) 中开环特征矩阵 AID 和式(24) 中开环特征 AAC，可分别求出子系统的开环振荡模式：EID 子系统的开环模式 $\lambda_1^{\text{EID}}=-1.86+j131.9$ 和 RHM 子系统的开环模式 $\lambda_1^{\text{RHM}}=-1.93+j132.6$ 较为接近，在复平面上的位置如图 14 中①处的红色空心圆所示，根据式(35) 有 $|f(T_1(\lambda_1^{\text{EID}}), T_2(\lambda_1^{\text{EID}}))|=1.24+j0.53$ ，其实部大于 λ_1^{RHM} 的实部、满足式(36) 中不等式，说明此时子系统间的动态交互作用较强会导致闭环系统失稳。根据式(26) 闭环矩阵 **A** 求出上述两开环模式对应的闭

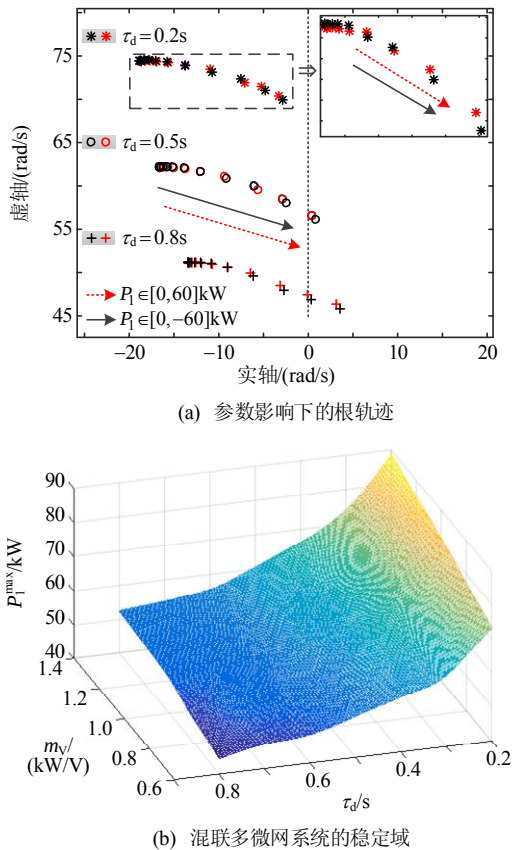


图 13 孤网运行状态分析结果

Fig. 13 Analysis results of standalone mode

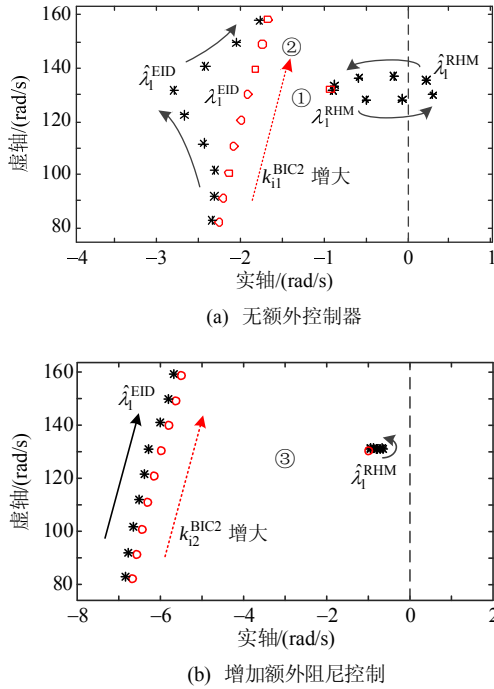


图14 多微网系统控制参数变化时开闭环模式根轨迹

Fig. 14 Modal trajectories with varied control gains

环模式结果 $\hat{\lambda}_1^{\text{EID}} = -2.93 + j132.4$ 和 $\hat{\lambda}_1^{\text{RHM}} = 0.41 + j131.8$, 其在复平面上的位置在图14中以黑色星号表示, 此时模式 $\hat{\lambda}_1^{\text{RHM}}$ 进入复平面的右半平面、混联多微网系统失稳。

改变 EID 子系统的参数, 如 BIC-2 换流器的电压控制外环积分系数 k_{12}^{BIC2} 从 30 增大到 70, 开环振荡模式根轨迹如图 14(a) 中红色虚线所示, 对应闭环振荡模式的根轨迹如黑色实线所示。当比例系数为 65 时, 根轨迹运行至系统运行点②, 此时开环模式及其对应的闭环模式间差值较小, 说明通过改变参数条件使得 $k_{12}^{\text{BIC2}} \neq k_{12}^{\text{BIC1}}$, 破坏了强动态交互作用发生的模式条件 $\lambda_1^{\text{EID}} \approx \lambda_1^{\text{RHM}}$, 此时子系统间动态交互作用降低、闭环混联多微网系统变稳定。

阻尼控制器(supplementary controller, SC)是常用的稳定性增强措施, 尤其当出于商业信息保护等其他原因、换流器控制环节或其参数无法进行调整^[58]时更为简便有效。如图 14(a) 中两个 BIC 换流器的直流电压控制环节间发生强动态交互作用时, 采用式(37)所示的阻尼控制器给 BIC-2 的直流电压控制外环提供额外的阻尼、以消除强动态交互作用对多微网系统稳定性的不利影响。

$$SC(s) = K_{sc} \frac{T_1 s + 1}{T_2 s + 1} \frac{T_3 s + 1}{T_4 s + 1} \quad (37)$$

式中: K_{sc} 为增益倍数; T_1 、 T_2 、 T_3 和 T_4 为时间常

数。SC 环节选取交流侧节点电压的偏差量 $u_{17}^{\text{ref}} - u_{17}$ 为输入, $y_{sc} = SC(s)(u_{17}^{\text{ref}} - u_{17})$ 为其输出, 将 y_{sc} 作为 BIC-2 电压控制外环输入修正量, $y_{sc} + (u_{34}^{\text{ref}} - u_{34})$ 为 BIC-2 电压控制外环修正后的输入量。可建立式(38)所示目标方程

$$Obj = (\lambda_1^{\text{EID}} - \lambda_1^{\text{EID}*})^2 \quad (38)$$

式中: $\lambda_1^{\text{EID}*} = -5.9 + j132$ 为按照阻尼控制器后的 EID 子系统目标振荡模式值; λ_1^{EID} 为 EID 子系统模式值。可见 λ_1^{EID} 为参数组 K_{sc} 、 T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 的函数有 $\lambda_1^{\text{EID}} = f(K_{sc}, T_1, T_2, T_3, T_4)$ 。在给定参数空间内采用直接搜索法(direct search method, DSM)可求出目标模式位置下的 SC 参数取值为 $K_{sc} = 1.4$ 和 $T_1 = 0.25$, $T_2 = 0.34$, $T_3 = 0.15$, $T_4 = 0.21$, 模式 λ_1^{EID} 取值从 $-1.86 + j131.9$ 变为 $-5.87 + j132$ 。在安装 SC 后改变换流器 BIC-2 的电压外环积分系数 k_{12}^{BIC2} 从 30 增大到 70, 开闭环模式的根轨迹如图 14(b) 所示, 当在运行点③处时 $k_{12}^{\text{BIC1}} = k_{12}^{\text{BIC2}} = 50$, 子系统间的动态交互作用明显降低, 系统稳定性增强。

图 15 为并网运行状态下混联多微网系统的仿真结果, 对比如下内容: 1) 运行点①处发生强动态交互作用; 2) 运行点②处增大 k_{12}^{BIC2} 动态交互作用强度降低; 3) 运行点③处增加 SC 阻尼控制器的 3 种情况。在 0.1s 时直流微网-1 内负荷 EV-1 充电功率增大 2kW, 其中图 15(a) 为 BIC-1 换流器输出功率的变化量 ΔP_1 , 图 15(b)、(d) 为两个直流微网的节点电压 u_{34} 和 u_{40} , 图 15(c) 为 BIC-1 端口电压变化量 Δu_{31} 。可见在并网运行状态下, 多微网系统间发

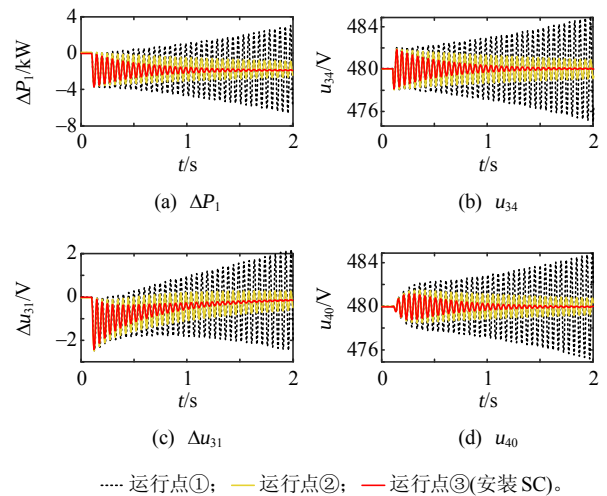


图15 并网运行多微网系统仿真结果对比

Fig. 15 Simulation results of hybrid MMG under grid-connected operation mode

生的强动态交互作用会导致系统的失稳，而通过调整控制参数或增加阻尼控制器可有效降低动态交互作用的影响、改善系统的阻尼。

3.2.2 算例 2 情形 2：孤网运行

其次当 SW0 打开，多微网系统处于孤网运行状态，增大节点 18 处负荷有功至 140kW，其增加有功由直流微网 2 提供。为分析由直流微网-2 接入导致的动态交互作用，子系统划分方式与算例 2 情形 1 相同。

当直流微网-1 注入交流功率 $P_1=49\text{kW}$ 与直流微网-2 输出功率 $P_2=48.5\text{kW}$ 接近、且 BICs 换流器的控制参数相同时，通过式(14)中的开环特征矩阵 A_{id} 和式(1)中矩阵 A_{ac} 可计算对应开环振荡模式：EID 子系统与功率下垂动态相关的开环模式 $\lambda_2^{\text{EID}}=-3.58+j62.3$ 接近 RHM 子系统功率下垂动态相关模式 $\lambda_2^{\text{EID}}=-2.05+j61.7$ ，其在复平面上相对位置在图 16(a)中运行点④处以红色空心圆圈表示。基于式(31)中子系统传递函数可求得 $|f(T_1(\lambda_1^{\text{EID}}), T_2(\lambda_1^{\text{EID}}))|=2.072-j0.84$ ，其实部大于 λ_2^{RHM} 的实部、满足式(36)中不等式，此时子系统间的强动态交互可能导致闭环系统失稳。根据式(26)特征矩阵 A 求上述开环模式对应的闭环模式 $\hat{\lambda}_2^{\text{EID}}=-5.27+j59.8$ 和 $\hat{\lambda}_2^{\text{RHM}}=0.04+j62.6$ ，在图 16(a)中以黑色星号表示，闭环模式 $\hat{\lambda}_2^{\text{RHM}}$ 进入复平面右半平面，此时混联多微网系统失稳。

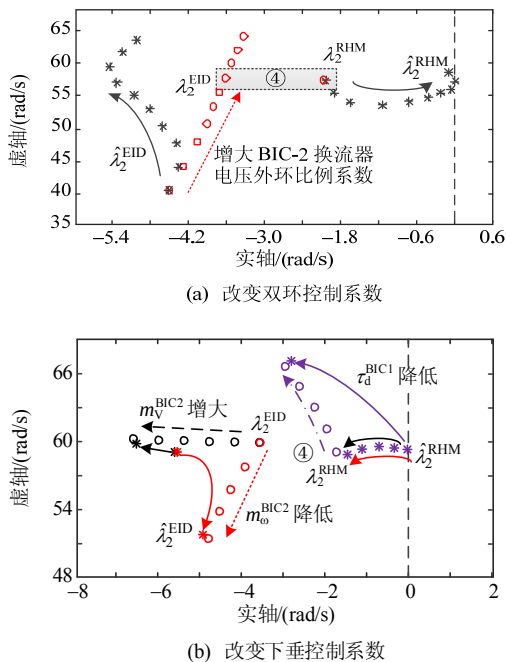


图 16 多微网系统控制参数变化时开闭环模式根轨迹

Fig. 16 Modal trajectories with varied control gains

增大 BIC-2 换流器外环比例系数 $k_{11}^{\text{BIC}2}$ 从 20 到 65，EID 子系统开环模式 λ_2^{EID} 根轨迹如图 16(a)中红色虚线所示，对应闭环模式根轨迹如黑色实线所示，可见在参数相近的情况下，两个双向换流器的下垂动态相关低频振荡模式间发生了强交互作用。根据图 7、表 2 和图 13 可知 BIC 换流器的综合功率下垂振荡模式受多个控制参数的影响。当 BIC-2 的直流电压下垂系数 $m_V^{\text{BIC}2}$ 从 800 逐步增大到 1200 时，EID 子系统开环模式 λ_2^{EID} 阻尼逐渐增加、其根轨迹如图 16(b)中黑色虚线/圆圈所示，此时两个子系统间的开环模式相远离，黑色实线所示闭环模式根轨迹说明此时子系统间的动态交互作用减弱、闭环模式 $\hat{\lambda}_2^{\text{RHM}}$ 进入复平面左半平面、系统恢复稳定。

相似地，降低 BIC-2 换流器的频率下垂系数 $m_\omega^{\text{BIC}2}$ ($0.3 \rightarrow 0.1$) 或降低 BIC-1 换流器的时间延迟系数 $\tau_d^{\text{BIC}1}$ ($0.5 \rightarrow 0.4$) 时，相应的开/闭环模式根轨迹分别如红色和紫色虚/实线所示。可见随着两子系统开环模式远离、子系统间动态交互作用强度明显降低、系统稳定。

图 17 为孤网运行状态下混联多微网系统的仿真结果，对比了 1) 运行点④处强动态交互作用导致失稳和 2) $\tau_d^{\text{BIC}1}=0.3\text{s}$ 和 $m_V^{\text{BIC}1}=700$ 系统稳定这两种情况。仿真 0.1s 时直流微网-1 中的负荷 EV-1 功率增大 1kW，图 17(a)、(b)分别为换流器 BIC-1

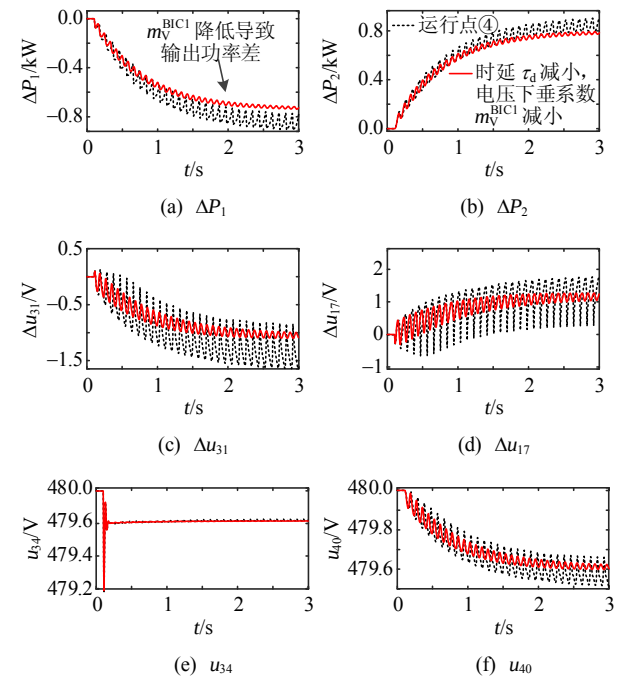


图 17 孤网运行多微网系统仿真结果对比

Fig. 17 Simulation results of hybrid MMG under the standalone operation mode

和 BIC-2 输出功率的变化量, 图 17(c)、(d)为端口电压变化量 Δu_{31} 和 Δu_{17} 的, 图 17(e)、(f)为直流微网内部直流母线电压 u_{34} 和 u_{40} 。

根据图 17 可知, 在孤网运行状态下强动态交互作用导致了闭环混联多微网系统的失稳, 直流微网-1 中的功率增大导致了直流母线电压降低, 在式(10)中有 $m_V(u_{dc}^{ref} - u_{dc}) > 0$ 从而导致输出功率 P_1 降低, 而 P_1 的降低导致了交流微网中电源功率不足、交流频率降低, 对应 $m_\omega(\omega^{ref} - \omega) > 0$ 使得 BIC-2 换流器的输出功率 P_2 增大。当系统在运行点④处由于强动态交互作用导致失稳时系统阻尼不足, 直流微网-1 中的扰动传导至直流微网-2 中最终引起整个混联多微网系统的失稳。

此外, 对比图 17(a)中由于 m_V^{BIC1} 降低导致的红色和黑色曲线间的功率差, 发现 m_V^{BIC1} 降低使得功率变化量 ΔP_1 受直流微网-1 母线电压 Δu_{31} 变化程度减小。考虑到 m_V^{BIC1} 增大可提高开环模式的阻尼如图 16 中黑色虚线所示, 因此综合下垂控制环节参数的取值需要考虑动态过程中对交流侧和直流侧系统稳定运行指标的影响, 既不能过大也不能过小, 从而使得交流侧的频率、节点电压以及直流侧的母线电压处在合理的范围之内。

针对功率下垂控制, 除阻尼控制器(SC)之外还可引入功率积分补偿项^[59]作为换流器电压控制外环的修正量, 以改善下垂控制相关振荡模式的阻尼, 限于篇幅不在此展开。

4 结论与展望

本文建立了混联多微网系统闭环互联模型, 从模式分析的角度探究了强动态交互作用导致多微网系统失稳的机理, 提出了对应的稳定判据和稳定性增强措施, 本文主要工作和研究结果如下:

1) 子微网开环振荡模式的接近会诱发强动态交互作用, 导致并网或孤网运行状态下多微网系统闭环振荡模式阻尼降低。当动态交互作用强度大于开环振荡模式的阻尼时, 混联多微网系统由于强动态交互而失稳;

2) 基于微网系统的模式信息, 文章对传统单输入单输出的动态交互作用稳定性分析方法进行了改进, 拓展到多输入多输出系统, 以适应混联多微网稳定性分析的要求;

3) 通过分析参数对交互作用强度的影响, 指出微网的稳定性增强措施可从两个角度进行: 一是

通过改变发生交互的两个子微网的参数, 如换流器控制参数, 破坏强动态交互发生的模式条件; 二是针对存在可能动态交互的控制环节, 通过增加额外阻尼控制等方法, 降低动态交互作用的强度。

随着微网规模扩大和多微网系统的发展, 系统阶数的增加会导致上述分析更加复杂, 如何采用降阶模型分析多微网稳定性是未来研究中的重点。此外, 开环模式分析方法缺乏明确的物理机理解释, 动态交互作用强度的量化仅在开环模式附近的小邻域内适用、暂无对适用范围的精确定义, 需在未来研究工作中着重考虑对上述问题的改进。

参考文献

- [1] 杨新法, 苏剑, 吕志鹏, 等. 微电网技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(1): 57-70.
YANG Xinfu, SU Jian, LV Zhipeng, et al. Overview on micro-grid technology[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(1): 57-70(in Chinese).
- [2] 李霞林, 郭力, 王成山, 等. 直流微电网关键技术研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(1): 1-17.
LI Xialin, GUO Li, WANG Chengshan, et al. Key technologies of DC microgrids: an overview[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(1): 1-17(in Chinese).
- [3] DRAGIČEVIĆ T, LU Xiaonan, VASQUEZ J C, et al. DC microgrids (Part II): a review of power architectures, applications, and standardization issues[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(5): 3528-3549.
- [4] KHODABAKHSH J, MOSCHOPOULOS G. Simplified hybrid AC-DC microgrid with a novel interlinking converter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(5): 5023-5034.
- [5] GUPTA A, DOOLLA S, CHATTERJEE K. Hybrid AC-DC microgrid: systematic evaluation of control strategies[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2018, 9(4): 3830-3843.
- [6] LU Xiaonan, GUERRERO G M, SUN Kai, et al. Hierarchical control of parallel AC-DC converter interfaces for hybrid microgrids[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2014, 5(2): 683-692.
- [7] 刘子文, 苗世洪, 范志华, 等. 孤立交直流混合微电网双向 AC/DC 换流器功率控制与电压波动抑制策略[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(21): 6225-6237.
LIU Ziwen, MIAO Shihong, FAN Zhihua, et al. Power control and voltage fluctuation suppression strategy of the bidirectional AC/DC converter in the islanding hybrid

- microgrid[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(21): 6225-6237(in Chinese).
- [8] GUERRERO J M, CHANDORKAR M, LEE T L, et al. Advanced control architectures for intelligent microgrids (Part I): decentralized and hierarchical control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(4): 1254-1262.
- [9] AHMED M, MEEGAHAPOLA L, VAHIDNIA A, et al. Stability and control aspects of microgrid architectures: a comprehensive review[J]. IEEE Access, 2020, 8: 144730-144766.
- [10] SHAHPARASTI M, MOHAMADIAN M, BABOLI P T, et al. Toward power quality management in hybrid AC-DC microgrid using LTC-L utility interactive inverter: load voltage-grid current tradeoff[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2017, 8(2): 857-867.
- [11] ZHOU Quan, SHAHIDEHPOUR M, ALABDULWAHAB A, et al. Flexible division and unification control strategies for resilience enhancement in networked microgrids[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2020, 35(1): 474-486.
- [12] 万千, 夏成军, 管霖, 等. 含高渗透率分布式电源的独立微网的稳定性研究综述[J]. 电网技术, 2019, 43(2): 598-612.
- WAN Qian, XIA Chengjun, GUAN Lin, et al. Review on stability of isolated microgrid with highly penetrated distributed generations[J]. Power System Technology, 2019, 43(2): 598-612(in Chinese).
- [13] 郭力, 冯恽彬, 李霞林, 等. 直流微电网稳定性分析及阻尼控制方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(4): 927-936, 1203.
- GUO Li, FENG Yibin, LI Xialin, et al. Stability analysis and research of active damping method for DC microgrids[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(4): 927-936, 1203(in Chinese).
- [14] BAHARIZADEH M, KARSHENAS H R, GUERRERO J M. Control strategy of interlinking converters as the key segment of hybrid AC-DC microgrids[J]. IET Generation, Transmission & Distribution, 2016, 10(7): 1671-1681.
- [15] LOH P C, LI Ding, CHAI Yikang, et al. Autonomous operation of hybrid microgrid with AC and DC subgrids[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(5): 2214-2223.
- [16] PEYGHAMI S, MOKHTARI H, BLAABJERG F. Autonomous operation of a hybrid AC/DC microgrid with multiple interlinking converters[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2018, 9(6): 6480-6488.
- [17] DHEER D K, DOOLLA S, RATHORE A K. Small signal modeling and stability analysis of a droop based hybrid AC/DC microgrid[C]//42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Florence: IEEE, 2016: 3775-3780.
- [18] LI Z, SHAHIDEHPOUR M. Small-signal modeling and stability analysis of hybrid AC/DC microgrids[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(2): 2080-2095.
- [19] LOH P C, LI Ding, CHAI Yikang, et al. Hybrid AC-DC microgrids with energy storages and progressive energy flow tuning[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(4): 1533-1543.
- [20] 李峰, 秦文萍, 任春光, 等. 混合微电网交直流母线接口变换器虚拟同步电机控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(13): 3776-3787.
- LI Feng, QIN Wenping, REN Chunguang, et al. Virtual synchronous motor control strategy for interfacing converter in hybrid AC/DC micro-grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(13): 3776-3787(in Chinese).
- [21] HE Li, LI Yong, GUERRERO J M, et al. A comprehensive inertial control strategy for hybrid AC/DC microgrid with distributed generations[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2020, 11(2): 1737-1747.
- [22] 林子杰, 卫志农, 孙国强, 等. 基于虚拟同步电机的交直流混合电网控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(2): 424-432.
- LIN Zijie, WEI Zhinong, SUN Guoqiang, et al. A novel control strategy of AC/DC converter in hybrid microgrid based on virtual synchronous generator[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(2): 424-432(in Chinese).
- [23] AHMED M, VAHIDNIA A, MEEGAHAPOLA L, et al. Small signal stability analysis of a hybrid AC/DC microgrid with static and dynamic loads[C]//2017 Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC). Melbourne: IEEE, 2017: 1-6.
- [24] AHMED M, MEEGAHAPOLA L, VAHIDNIA A, et al. Influence of feeder characteristics on hybrid AC/DC microgrids stability[C]//2019 9th International Conference on Power and Energy Systems (ICPES). Perth: IEEE, 2019: 1-6.
- [25] ADERIBOLE A, ZEINELDIN H H, EL-MOURSI M S, et al. Domain of stability characterization for hybrid microgrids considering different power sharing conditions[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2018, 33(1): 312-323.
- [26] RADWAN A A A, MOHAMED Y A R I. Networked control and power management of AC/DC hybrid microgrids[J]. IEEE Systems Journal, 2017, 11(3): 1662-1673.

- [27] LIN Pengfeng, WANG Peng, JIN Chi, et al. A distributed power management strategy for multi-paralleled bidirectional interlinking converters in hybrid AC/DC microgrids[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(5): 5696-5711.
- [28] CHANG J W, MOON S I, LEE G S, et al. A new local control method of interlinking converters to improve global power sharing in an islanded hybrid AC/DC microgrid[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2020, 35(2): 1014-1025.
- [29] SUN Jian. Impedance-based stability criterion for grid-connected inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3075-3078.
- [30] HUANG Meng, WONG S C, TSE C K, et al. Catastrophic bifurcation in three-phase voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2013, 60(4): 1062-1071.
- [31] EAJAL A A, YAZDAVAR A H, EL-SAADANY E F, et al. On the loadability and voltage stability of islanded AC-DC hybrid microgrids during contingencies[J]. IEEE Systems Journal, 2019, 13(4): 4248-4259.
- [32] KUROHANE K, SENJYU T, YONA A, et al. A hybrid smart AC/DC power system[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2010, 1(2): 199-204.
- [33] 王成山, 李霞林, 郭力. 基于功率平衡及时滞补偿相结合的双级式变流器协调控制[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(25): 109-117.
WANG Chengshan, LI Xialin, GUO Li. Coordinated control of two-stage power converters based on power balancing and time-delay compensation[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(25): 109-117(in Chinese).
- [34] WANG Chengshan, LI Xialin, GUO Li, et al. A nonlinear-disturbance-observer-based DC-bus voltage control for a hybrid AC/DC microgrid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(11): 6162-6177.
- [35] 高泽, 杨建华, 季宇, 等. 交直流混合微电网接口变换器双向下垂控制[J]. 南方电网技术, 2015, 9(5): 82-87.
GAO Ze, YANG Jianhua, JI Yu, et al. Bidirectional droop control of AC/DC hybrid microgrid interlinking converter[J]. Southern Power System Technology, 2015, 9(5): 82-87(in Chinese).
- [36] 贾鹏宇, 李艳, 郑琼林. 电压型级联系统中减小源变换器输出阻抗的有源阻尼控制方法[J]. 电工技术学报, 2015, 30(8): 71-82.
JIA Pengyu, LI Yan, ZHENG Qionglin. An active damping method to reduce output impedance of converters in voltage source cascaded system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(8): 71-82(in Chinese).
- [37] PAQUETTE A D, DIVAN D M. Virtual impedance current limiting for inverters in microgrids with synchronous generators[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(2): 1630-1638.
- [38] PILLCO E C, ALBERTO L F C, DE OLIVEIRA R V. Time scale stability analysis of a Hopf bifurcation in a wind: diesel hybrid microgrid[J]. IET Renewable Power Generation, 2020, 14(9): 1491-1501.
- [39] RADWAN A A A, MOHAMED Y A R I. Assessment and mitigation of interaction dynamics in hybrid AC/DC distribution generation systems[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2012, 3(3): 1382-1393.
- [40] 郑凯元, 杜文娟, 王海风. 聚合恒功率负荷对直流微电网稳定性影响的阻抗法分析[J]. 电网技术, 2021, 45(1): 134-143.
ZHENG Kaiyuan, DU Wenjuan, WANG Haifeng. DC microgrid stability affected by aggregated constant power loads based on impedance method[J]. Power System Technology, 2021, 45(1): 134-143(in Chinese).
- [41] 朱晓荣, 李铮, 孟凡奇. 基于不同网架结构的直流微电网稳定性分析[J]. 电工技术学报, 2021, 36(1): 166-178.
ZHU Xiaorong, LI Zheng, MENG Fanqi. Stability analysis of DC microgrid based on different grid structures[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(1): 166-178(in Chinese).
- [42] KRISMANTO A U, MITHULANANTHAN N. Identification of modal interaction and small signal stability in autonomous microgrid operation[J]. IET Generation, Transmission & Distribution, 2018, 12(1): 247-257.
- [43] 李霞林, 李志旺, 郭力, 等. 交直流微电网集群柔性控制及稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(20): 5948-5961.
LI Xialin, LI Zhiwang, GUO Li, et al. flexible control and stability analysis of AC/DC microgrids clusters[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(20): 5948-5961(in Chinese).
- [44] NADERI M, KHAYAT Y, SHAFIEE Q, et al. Interconnected autonomous AC microgrids via back-to-back converters (Part I): small-signal modeling[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(5): 4728-4740.
- [45] SHAHNIA F. Stability and eigenanalysis of a sustainable remote area microgrid with a transforming structure[J]. Sustainable Energy, Grids and Networks, 2016, 8: 37-50.
- [46] NIKOLAKAKOS I P, ZEINELDIN H H, et al. Stability evaluation of interconnected multi-inverter microgrids

- through critical clusters[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2016, 31(4): 3060-3072.
- [47] WU Xiaoyu, XU Yin, WU Xiangyu, et al. A two-layer distributed cooperative control method for islanded networked microgrid systems[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2020, 11(2): 942-957.
- [48] NADERI M, KHAYAT Y, SHAFIEE Q, et al. Interconnected autonomous AC microgrids via back-to-back converters (Part II): stability analysis[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 11801-11812.
- [49] 黄文焄, 吴攀, 邵能灵, 等. 基于混合公共连接单元的柔性互联多微网结构与控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(12): 3499-3513.
- HUANG Wentao, WU Pan, TAI Nengling, et al. Architecture design and control method for flexible connected multiple microgrids based on hybrid unit of common coupling[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(12): 3499-3513(in Chinese).
- [50] ADERIBOLE A, ZEINELDIN H H, HOSANI M A. A critical assessment of oscillatory modes in multi-microgrids comprising of synchronous and inverter-based distributed generation[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(3): 3320-3330.
- [51] ZHAO Zhuoli, YANG Ping, WANG Yuewu, et al. Dynamic characteristics analysis and stabilization of PV-based multiple microgrid clusters[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(1): 805-818.
- [52] SHUAI Zhikang, PENG Yelun, LIU Xuan, et al. Dynamic equivalent modeling for multi-microgrid based on structure preservation method[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(4): 3929-3942.
- [53] 郑凯元, 杜文娟, 王海风. 模式谐振理论及其在电力系统中的应用[J]. 南方电网技术, 2020, 14(2): 34-45.
- ZHENG Kaiyuan, DU Wenjuan, WANG Haifeng. Modal resonance theory and its application in power system[J]. Southern Power System Technology, 2020, 14(2): 34-45(in Chinese).
- [54] DU Wenjuan, CHEN Xiao, WANG Haifeng. A method of open-loop modal analysis to examine the SSOs in a multi-machine power system with multiple variable-speed wind generators[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2018, 33(4): 4297-4307.
- [55] DU Wenjuan, FU Qiang, WANG Haifeng. Small-signal stability of an AC/MTDC power system as affected by open-loop modal coupling between the VSCs[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2018, 33(3): 3143-3152.
- [56] 郑凯元, 杜文娟, 王海风. 动态单元间交互作用对直流微电网稳定性影响的分析[J/OL]. 中国电机工程学报, 2021(2021-04-06). <https://doi.org/10.13334/j.0258-8013.pcsee.201803>.
- ZHENG Kaiyuan, DU Wenjuan, WANG Haifeng. Analysis on the stability of DC microgrid affected by interactions among dynamic components[J/OL]. Proceedings of the CSEE, 2021(2021-04-06). <https://doi.org/10.13334/j.0258-8013.pcsee.201803>(in Chinese).
- [57] HAMAD A A, AZZOUZ M A, EL SAADANY E F. A sequential power flow algorithm for islanded hybrid AC/DC microgrids[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2016, 31(5): 3961-3970.
- [58] SHEN Yu, YAO Wei, WEN Jinyu, et al. Adaptive supplementary damping control of VSC-HVDC for interarea oscillation using GrHDP[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2018, 33(2): 1777-1789.
- [59] 陈昕, 张昌华, 黄琦. 引入功率微分项下垂控制的微电网小信号稳定性分析[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(3): 46-53, 116.
- CHEN Xin, ZHANG Changhua, HUANG Qi. Small-signal stability analysis of microgrid using droop control with power differential term[J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(3): 46-53, 116(in Chinese).

附录 A 式(14)系数元素详细表达式

式(14)系数元素详细表达式如式(A1)所示。

$$\begin{cases}
 A_{id} = \begin{bmatrix} A_{ic} + \frac{b_{icd}d_{dc}c_{icd}}{1-d_{dc}d_{icd}} & \frac{b_{icd}c_{dc}}{1-d_{dc}d_{icd}} \\ \frac{b_{dc}c_{icd}}{1-d_{dc}d_{icd}} & A_{dc} + \frac{b_{dc}d_{icd}c_{dc}}{1-d_{dc}d_{icd}} \end{bmatrix} \\
 b_{idv} = \begin{bmatrix} b_{icv} + \frac{b_{icd}d_{dc}d_{icv}}{1-d_{dc}d_{icd}} \\ \frac{b_{dc}d_{icv}}{1-d_{dc}d_{icd}} \end{bmatrix} \\
 b_{ido} = \begin{bmatrix} b_{ico} + \frac{b_{icd}d_{dc}d_{ico}}{1-d_{dc}d_{icd}} \\ \frac{b_{dc}d_{ico}}{1-d_{dc}d_{icd}} \end{bmatrix} \\
 c_{idp} = \begin{bmatrix} c_{icp} + \frac{d_{icdp}d_{dc}c_{icd}}{1-d_{dc}d_{icd}} & \frac{d_{icdp}c_{dc}}{1-d_{dc}d_{icd}} \end{bmatrix} \\
 c_{idq} = \begin{bmatrix} c_{icq} + \frac{d_{icdq}d_{dc}c_{icd}}{1-d_{dc}d_{icd}} & \frac{d_{icdq}c_{dc}}{1-d_{dc}d_{icd}} \end{bmatrix} \\
 d_{id} = \begin{bmatrix} d_{acpv} + \frac{d_{icdp}d_{dc}d_{icv}}{1-d_{dc}d_{icd}} & d_{acpo} + \frac{d_{icdp}d_{dc}d_{ico}}{1-d_{dc}d_{icd}} \\ d_{acqv} + \frac{d_{icdq}d_{dc}d_{icv}}{1-d_{dc}d_{icd}} & d_{acqo} + \frac{d_{icdq}d_{dc}d_{ico}}{1-d_{dc}d_{icd}} \end{bmatrix}
 \end{cases} \quad (A1)$$

式(26)系数元素详细表达式如式(A2)所示。

$$\left\{ \begin{aligned} A_{11} &= A_{ID} + [B_{IDV} \quad B_{ID\omega}] \{ I - \begin{bmatrix} D_{APV} & D_{AQV} \\ D_{AP\omega} & D_{AQ\omega} \end{bmatrix} \} \\ &\quad \begin{bmatrix} D_{DVP} & D_{D\omega V} \\ D_{DVQ} & D_{D\omega Q} \end{bmatrix} \}^{-1} \begin{bmatrix} D_{APV} & D_{AQV} \\ D_{AP\omega} & D_{AQ\omega} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{IDP} \\ C_{IDQ} \end{bmatrix} \\ A_{12} &= [B_{IDV} \quad B_{ID\omega}] \{ I - \begin{bmatrix} D_{APV} & D_{AQV} \\ D_{AP\omega} & D_{AQ\omega} \end{bmatrix} \} \\ &\quad \begin{bmatrix} D_{DVP} & D_{D\omega V} \\ D_{DVQ} & D_{D\omega Q} \end{bmatrix} \}^{-1} \begin{bmatrix} C_{ACV} \\ C_{AC\omega} \end{bmatrix} \\ A_{21} &= [B_{ACP} \quad B_{ACQ}] \{ I - \begin{bmatrix} D_{DVP} & D_{D\omega V} \\ D_{DVQ} & D_{D\omega Q} \end{bmatrix} \} \\ &\quad \begin{bmatrix} D_{APV} & D_{AQV} \\ D_{AP\omega} & D_{AQ\omega} \end{bmatrix} \}^{-1} \begin{bmatrix} C_{IDP} \\ C_{IDQ} \end{bmatrix} \\ A_{22} &= A_{AC} + [B_{ACP} \quad B_{ACQ}] \{ I - \begin{bmatrix} D_{DVP} & D_{D\omega V} \\ D_{DVQ} & D_{D\omega Q} \end{bmatrix} \} \\ &\quad \begin{bmatrix} D_{APV} & D_{AQV} \\ D_{AP\omega} & D_{AQ\omega} \end{bmatrix} \}^{-1} \begin{bmatrix} D_{DVP} & D_{D\omega V} \\ D_{DVQ} & D_{D\omega Q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{ACV} \\ C_{AC\omega} \end{bmatrix} \end{aligned} \right. \quad (A2)$$

附录B 混联多微网系统参数

表B1 混联多微网系统参数

Table B1 Parameters of modified hybrid MMG

参数	数值
交流微网	额定频率/Hz
	50
	额定电压/kV
	1100
	静态负荷
	文献[57]
直流微网	线路参数
	文献[57]
	电源 P/f 下垂系数/(mHz/W)
	0.125
	电源 Q/V 下垂系数/(mV/var)
	0.5
BIC 双向换流器	额定电压/V
	480
	线路参数
	文献[57]
	负荷功率/kW
	50
直流微网	母线电容/ μF
	2200
	电源下垂电阻/ Ω
	0.2
	电源最大功率/kW
	100
直流微网	最大功率/kW
	120
	通信时延/s
	0.5
	开关频率/kHz
	15
BIC 双向换流器	端口滤波/mH
	4.6
	直流电压下垂 m_v /(W/V)
	1000
	交流频率下垂 m_ω /(kW/rad/s)
	0.3
直流微网	外环比例/积分系数
	1.5/50
直流微网	内环比例/积分系数
	2/600

SG 采用四阶模型^[38],微网中 PV^[51]、DFIG^[53]、PMSG^[53]、BESS^[19]和 EV^[56]采用相应的动态模型,33 节点交流微网中负荷处理为定功率负载。

表B2 IEEE-33 节点微网系统线路和负荷参数

Table B2 Line and load parameters of

IEEE-33 bus AC MG

线路	首末节点	电阻/ Ω	电感/mH	末端负荷有功/kW	末端负荷无功/kvar
1	1-2	0.099	0.152	100	60
2	2-3	0.490	0.790	90	40
3	3-4	0.360	0.590	120	80
4	4-5	0.380	0.620	60	30
5	5-6	0.410	1.100	—	—
6	6-7	0.190	0.980	180	100
7	7-8	0.860	1.650	200	100
8	8-9	0.510	0.360	60	20
9	9-10	0.520	0.350	60	20
10	10-11	0.210	0.290	—	—
11	11-12	0.370	0.390	60	35
12	12-13	0.740	1.320	60	35
13	13-14	0.510	0.970	120	80
14	14-15	0.590	0.860	60	10
15	15-16	0.750	0.810	60	20
16	16-17	0.640	1.250	60	20
17	17-18	0.730	0.920	—	—
18	2-19	0.160	0.490	90	30
19	19-20	0.520	0.310	90	40
20	20-21	0.410	0.730	90	40
21	21-22	0.350	1.050	90	40
22	3-23	0.450	0.890	90	50
23	23-24	0.890	1.150	110	50
24	24-25	0.820	1.070	105	45
25	7-26	0.210	0.330	60	25
26	26-27	0.280	0.470	60	25
27	27-28	0.530	0.950	60	20
28	28-29	0.410	0.760	—	—
29	29-30	0.510	0.820	180	60
30	30-31	0.790	0.620	150	100
31	31-32	0.320	0.370	—	—
32	32-33	0.340	0.760	60	40

注:直流微网节点间线路:线路电阻为 99.1m Ω ;线路电感为 0.48mH



郑凯元

在线出版日期: 2021-07-28。

收稿日期: 2020-12-15。

作者简介:

郑凯元(1994),男,博士研究生,研究方向为新能源电力系统分析与控制等, zhengkaiyuan_ncepu@163.com;

*通信作者: 杜文娟(1979),女,教授,研究方向为电力系统稳定分析与控制等, ddwenjuan@qq.com;

王海风(1961),男,教授,博士生导师,研究方向为电力系统稳定分析与控制等, hfwang60@qq.com。

(责任编辑 李泽荣)

Analysis on Dynamic Interactions and Stability of Hybrid Multi-microgrids

ZHENG Kaiyuan¹, DU Wenjuan^{2*}, WANG Haifeng²

(1. State Key Laboratory of Alternate Electric Power Systems With New Energy Resources (North China Electric Power University);

2. College of Electrical Engineering, Sichuan University)

KEY WORDS: hybrid microgrid; multi-microgrids; small-signal stability; dynamic interaction; multi-input multi-output (MIMO)

Dynamic interactions among sub-microgrids may lead to oscillatory instability inside hybrid multi-microgrids (MMG) under both the grid-connected and standalone operation mode, which has not been well investigated in current works. In this study, strong dynamic interactions induced by bidirectional interlinking converters (BICs) are discussed from the perspective of modal condition. The open-loop modal analysis method is used to quantify impacts of interactions on the stability and corresponding stability control measures that are proposed.

The hybrid multi-microgrid can be modelled into three parts: DC section, AC section and BIC section. Under the grid-connected mode, BIC controls the DC voltage of DC microgrids where the synthetic droop control (SDC) as shown in Fig. 1 is adopted under the standalone mode, which means bidirectional interaction among microgrids may occur under both operation modes.

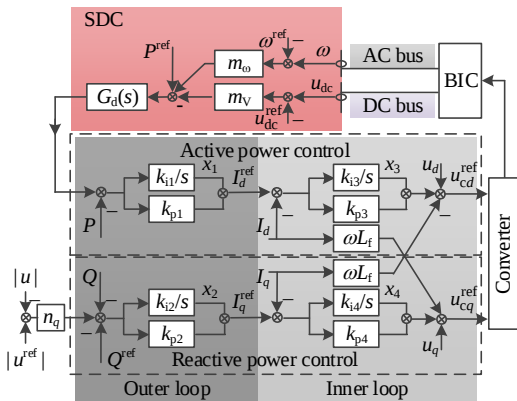


Fig. 1 SDC of BIC under standalone operation mode

Firstly, by combing the open-loop state-space models of BIC and DC section, an interconnected model can be established as shown in Fig. 2.

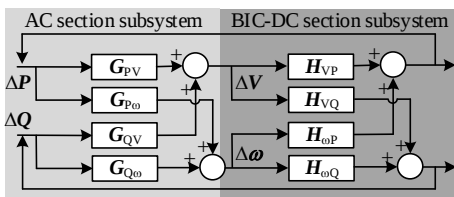


Fig. 2 Closed-loop interconnected model

Denote λ_a and λ_b are the open-loop oscillation modes of two subsystems, respectively. It can be proven that the closed-loop oscillation modes can be derived as shown in Eq.(1), (2) when open-loop modes are close to each other.

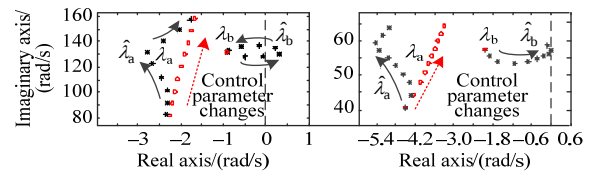
$$\begin{cases} \lim_{\Delta\lambda \rightarrow 0} \hat{\lambda}_a \approx \lambda_a \pm f(T_1(\lambda_a), T_2(\lambda_a)) \\ \lim_{\Delta\lambda \rightarrow 0} \hat{\lambda}_b \approx \lambda_b \pm f(T_1(\lambda_a), T_2(\lambda_a)) \end{cases} \quad (1)$$

$$f(T_1(\lambda_a), T_2(\lambda_a)) = \sqrt{\frac{T_1(\lambda_a) \pm \sqrt{T_1(\lambda_a)^2 - 4T_2(\lambda_a)}}{2}} \quad (2)$$

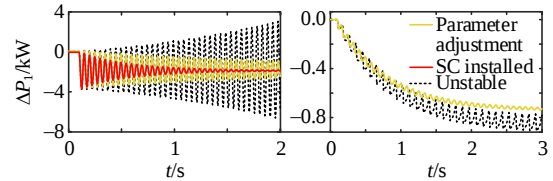
where $\hat{\lambda}_a$ and $\hat{\lambda}_b$ are the closed-loop oscillation modes corresponding to λ_a and λ_b . The damping degradation caused by strong dynamic interactions can be explained. When the inequality in (3) holds, the dynamic interaction is strong enough to lead to the instability.

$$|\text{real part of } f(T_1(\lambda_a), T_2(\lambda_a))| \geq |\text{real part of } \lambda_a \text{ or } \lambda_b| \quad (3)$$

The instability phenomenon caused by strong dynamic interactions has been observed in hybrid MMG under two operation modes, as illustrated in Fig. 3(a), (b).



(a) Grid-connected operation mode (b) Standalone operation mode



(c) Grid-connected operation mode (d) Standalone operation mode

Fig. 3 Modal trajectories and simulation results

From the perspective of modal condition, the stability of hybrid MMG can be enhanced by: (1) adjusting the parameters to move open-loop modes apart, and eliminating the modal condition of strong dynamic interactions; (2) installing supplementary controller (SC) to reduce the strength of dynamic interactions. Results of simulation shown in Fig. 3(c), (d) demonstrate the effectiveness of stability enhancement manners.