

DOI: 10.19666/j.rlfed.202404096

# 计及内环控制小信号稳定性的构网型 变流器模型降维方法

刘爱国<sup>1</sup>, 毛佳奇<sup>1</sup>, 陈彦桥<sup>2</sup>, 赵璐璐<sup>2</sup>, 刘静佳<sup>2</sup>, 希望·阿布都瓦依提<sup>3</sup>

(1. 国能宁东新能源有限公司, 宁夏 银川 751400;

2. 国家能源集团新能源技术研究院有限公司, 北京 102211;

3. 新疆大学电气工程学院, 新疆 乌鲁木齐 830047)

[摘要] 随着电力系统电力电子化程度加深, 具有电压源特性的构网型变流器将成为未来电力系统的常规装备之一。为了准确高效地分析含构网型装备的电力系统控制运行与安全稳定特性, 需对具有强非线性特性的构网型变流器进行降阶。传统的基于电流环、电压环简化的降阶方法构建的简化模型由于忽略了内环控制与线路耦合阻抗对装备同步稳定性的潜在影响, 在部分场景下难以保证稳定性分析的准确性。基于此, 在现有降阶方法的基础上, 充分考虑内环控制的小信号特性与线路耦合阻抗的影响, 提出了一系列改进的简化模型, 并就各简化模型对频域、特征值、时域分析的适应性进行了分析。分析得出在各类场景下没有能始终保持高精度的简化模型, 需要根据场景更换模型简化方法, 并根据分析结果总结了变流器简化模型选择与控制参数整定的相关依据。

[关键词] 构网型; 变流器控制; 模型降维; 小信号稳定性

[引用本文格式] 刘爱国, 毛佳奇, 陈彦桥, 等. 计及内环控制小信号稳定性的构网型变流器模型降维方法[J]. 热力发电, 2024, 53(8): 38-50. LIU Aiguo, MAO Jiaqi, CHEN Yanqiao, et al. An order reduction method for grid-forming converter model considering small signal stability of inner loop control[J]. Thermal Power Generation, 2024, 53(8): 38-50.

## An order reduction method for grid-forming converter model considering small signal stability of inner loop control

LIU Aiguo<sup>1</sup>, MAO Jiaqi<sup>1</sup>, CHEN Yanqiao<sup>2</sup>, ZHAO Lulu<sup>2</sup>, LI Jingjia<sup>2</sup>, Xiwang·Abuduwayiti<sup>3</sup>

(1. CHN Energy Ningdong New Energy Co., Ltd., Yinchuan 751400, China;

2. CHN Energy New Energy Technology Research Institute Co., Ltd., Beijing 102211, China;

3. School of Electrical Engineering, Xinjiang University, Urumqi 830047, China)

**Abstract:** With the deepening of power electronicization in power system, grid-forming converters with voltage source characteristics will become conventional equipment in modern power systems. In order to conduct accurate and efficient control and operation analysis for power systems equipped with grid-forming equipment and to study their safety and stability characteristics, it is necessary to reduce the complexity of grid-forming converter model with strong nonlinear characteristics. Conventional simplification methods based on current loops and voltage control loops neglect the potential effect of inner loop control and line coupling impedance on the synchronous stability of the equipment. Ensuring the accuracy of stability analysis can be challenging in certain scenarios. Therefore, based on the existing order reduction methods, fully considering the small-signal characteristics of inner loop control and the influence of line coupling impedance, a series of improved simplified models are proposed. Moreover, the adaptability of each simplified model to frequency domain, eigenvalues, and time domain analysis is discussed. It turns out that there is no simplified model that can always maintain high accuracy in all scenarios. It is concluded that the simplification method needs to be changed according to the scenario.

收稿日期: 2024-04-23

基金项目: 国家能源集团科技项目 (GJNY-23-119); 国家重点研发计划项目 (2021YFB150700)

Supported by: Science and Technology Projects of CHN Energy (GJNY-23-119); National Key Research and Development Program (2021YFB150700)

第一作者简介: 刘爱国 (1982), 男, 博士, 工程师, 主要研究方向为电力市场及火电项目评估, 17240212@ceic.com。

通信作者简介: 希望·阿布都瓦依提 (1967), 副教授, 主要研究方向为电力电子技术及多种可再生能源互补发电, xi\_wang\_x@163.com。

According to the analysis results, the relevant basis for selecting the simplified model of the converter and adjusting the control parameters is summarized.

**Key words:** grid-forming; converter control; model order reduction; small-signal stability

在“碳达峰、碳中和”目标的驱动下，基于电力电子接口接入电网的新能源替换传统同步火力发电是新型电力系统发展的必然趋势。目前，大多数储能系统采用跟网型控制并网，其外特性呈现受控电流源特性，在系统短路瞬间无法及时提供无功支撑，难以保证电力系统的电压稳定性<sup>[1]</sup>。此外，跟网型控制无法和传统同步机一样为电力系统提供惯量和阻尼支撑，导致电力系统频率稳定面临越限风险。新能源渗透率的增加将进一步导致电网强度弱化、电网抗扰动能力减弱，同时故障后电网失稳风险增加<sup>[2]</sup>。基于上述情况，呈现电压源特性并具备极强的电网主动支撑能力的电力电子变流器构网型控制应运而生<sup>[3-4]</sup>，并逐步成为新型电力系统中常规性装备。

目前，机电暂态仿真仍是大型电力系统控制运行特性分析与安全稳定校核的主要技术手段<sup>[5]</sup>。构网型变流器呈现出多时间尺度暂态紧密耦合交互影响的特性，而电磁暂态与机电暂态时间尺度又有明显的区分与过度<sup>[6-7]</sup>。在此情况下，如何解耦构网型变流器的多时间尺度暂态行为，开展构网型变流器模型降阶，形成适应大型电力系统仿真分析的构网型变流器简化模型，仍有待进一步研究。

国内外学者在构网型变流器暂态建模方面已开展了广泛的研究。文献[8]介绍了一种用于微电网模式的下垂控制型构网变流器的分析建模方法，该模型在多个案例中保持了较高的准确度，被视作一种经典构网型控制模型。然而，高阶变流器模型由多个微分方程构成，具有较高的计算复杂度，通常需要一定简化以适应大场站级电力系统的使用<sup>[9]</sup>。此外，该模型内部电压和电流控制环与较慢的外部下垂控制之间存在自然的时间尺度分离。根据奇异扰动理论，研究者对内部控制环的动力学建模采用忽略或简化的方式，这些方式被总结为双环控制、直接电压控制和电压单环控制<sup>[10-11]</sup>。

与跟网型控制类似，构网型控制中电压电流内环动态响应速度要远快于功率控制环，因此通常在暂态分析时将控制内环视为理想增益<sup>[12]</sup>。文献[13]基于此理论，使用集总参数对多个构网型场站进行归一化处理，并基于该场景分析了大场站在暂态下的稳定性。然而，文献[14]通过参数敏感性分析表明，内部控制环的参数（如电压控制环的前馈增益）对系统的主导模式有显著影响，证明了归一化处理

会忽略一定的控制动态行为。文献[15]以文献[8]中的模型为基础，通过改变一些状态变量，将其转换为适用于大信号稳定性研究的改进模型，并将某些很小的参数假设为 0 来截断快状态。文献[16]推导了内环的传递函数，并降低了传递函数的阶数，在简化微电网场景中证明了该模型的可行性。但该简化模型建立在理想环境，仅对特定的控制器参数设置有效。采用类似的方法，文献[17]在运行过程中去除了电压环和电流环的交互，这种方式改善了对故障电流的限制效果。文献[18]将文献[16,19]的方法结合起来，建立了内环简化传递函数模型的一阶近似。这些简化模型在一个采用大电网侧电感的 LCL 滤波器的小型微电网中进行了测试。

以上研究对变流器的控制简化方式进行了多种场景下的比较，然而所提出的模型仅针对具有固定参数的特定设置进行验证，而没有考虑到以变流器为主导的系统可能会随着控制参数变化而表现出不同类型的失稳。此外，现有大部分变流器动态模型往往忽略内环的前馈增益影响，导致此类模型在部分场景下难以准确反应潜在的同步失稳风险。

基于现有构网型变流器简化建模的不足之处，本文提出了基于一阶奇异摄动法的 LCL 滤波器网侧电流简化表达式，并在此基础上推导了不同维数的构网型变流器降阶模型。本文的贡献在于，论证了上述不同维数的构网型变流器在频域分析、时域分析以及特征值分析中的适应性及其所捕捉的变流器稳定域的准确性。同时通过分析构网型变流器各控制环路对稳定性的影响机理，提出了构网型变流器多场景下的控制参数整定方法。

## 1 构网型变流器全阶模型

典型的构网型变流器全阶模型如图 1 所示<sup>[8]</sup>。全阶模型在物理层面包括功率测量滤波器、变流器侧电感和电网侧 LCL 滤波器，在控制层面包括下垂控制、内部电流和电压控制。构网型变流器在控制层面模拟了同步机的功角特性，以电压源的形式接入电网，其中电压源的幅值和相位由构网型变流器控制直接调节，因此在建模过程中将其等效为受控电压源<sup>[20]</sup>。该模型考虑了耦合电阻  $R_c$  和耦合电感  $L_c$ ，其中  $R_c$  是电网侧电阻  $R_2$  和线路电阻  $R_L$  之和， $L_c$  是电网侧电感  $L_2$  和线路电感  $L_L$  之和。



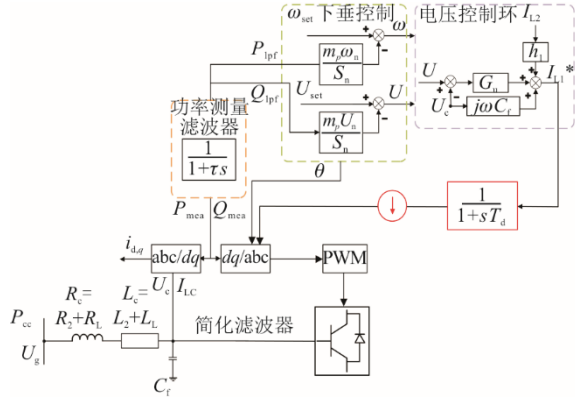


图 2 电流环简化下的构网型变流器控制回路  
Fig.2 Control loop of the grid-forming converter with simplified current control loop

如图 2 所示，在电流环简化的情况下，可以选择用 1 个时间常数为  $T_{cl}$  的一阶滞后环节替换电流环，也可以将电流环完全忽略处理。在这 2 种情况下，可从全阶模型中删除式(8)和式(12)。当完全忽略电流环时，可以假设： $I_{L1} = I_{L1}^*$ 。这种假设下模型阶数降低至九阶，记为“M9”。求解剩余方程以求得  $U_c$ ，方程(16)中的  $G_{M13}$  和  $Z_{M13}$  被  $G_{M9}$  和  $Z_{M9}$  所替换，如式(19)一式(20)所示：

$$G_{M9} = \frac{k_{pv}s + k_{iv}}{C_f s^2 + k_{pv}s + k_{iv}} \quad (19)$$

$$Z_{M9} = \frac{(h_1 - 1)s}{C_f s^2 + k_{pv}s + k_{iv}} \quad (20)$$

电容  $C_f$  在超高频带发挥作用的场景外， $G_{M9}$  可约等于 1。引入一阶滞后环节后，将  $I_{L1}$  替换为：

$$I_{L1} = \frac{1}{1 + T_{cl}s} I_{L1}^* \quad (21)$$

基于该假设的模型为 11 阶，本文记为“M11”。

### 2.2 电压控制环简化模型

电压环简化下的构网型变流器控制回路如图 3 所示。对于具有简化电压环的模型，电流环的动态相应被简化，可完全忽略，这种情况下去掉全阶模型中的式(9)和式(11)。在忽略电压环的情况下，电容电压直接由下垂控制参考电压  $U$  决定<sup>[22]</sup>。该模型阶数为五阶，记为“M5”。

直接使用下垂控制的电压  $U$  作为变流器电压的参考值，电压控制环的近似值推导如式(22)所示。考虑到电容  $C_f$  只适用于超高频带，可以在式(9)中使用相量近似方法来推导方程：

$$I_{L1} - I_{L2} = j\omega C_f U_c \quad (22)$$

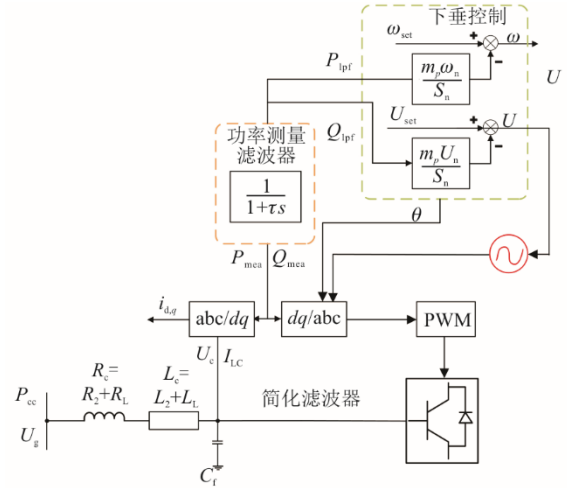


图 3 电压环简化下的构网型变流器控制回路  
Fig.3 Control loop of the grid-forming converter with simplified voltage control loop

解  $U_c$  的方程组，得到的结果与忽略式(19)和式(20)中的  $C_f$  项时相同，推导出的模型阶数为七阶，记为“M7”。该模型的传递函数  $G_{M7}$  为 1， $Z_{M7}$  如式(23)所示：

$$Z_{M7} = (h_1 - 1)s / (k_{pv}s + k_{iv}) \quad (23)$$

### 2.3 耦合阻抗简化模型

在电力系统中，电流变化通常以微分方程的形式建模。在低频场景中，也可以由准静态相量近似的代数方程描述电流动态。在文献[19]中，提出了一阶泰勒级数展开来提高代数表示的准确性。本文也采用了这种近似方法。2 个端口处电压变化时电感电流的近似值为：

$$I_0 = \frac{U_a - U_b}{R + j\omega_n L} \quad (24)$$

实际电流值可以用微分方程来描述：

$$I = \frac{U_a - U_b}{R + j\omega_n L + sL} = \frac{I_0}{1 + sL / (R + j\omega_n L)} \quad (25)$$

该电流可以使用式(25)对  $s$  的导数，通过泰勒展开来近似：

$$I \approx I_1 = I_0 + \frac{\partial I}{\partial s} s = I_0 - \frac{Ls}{R + j\omega_n L} I_0 \quad (26)$$

在时域可以表示为式(27)：

$$I_1 = I_0 - \frac{L}{R + j\omega_n L} \dot{I}_0 \quad (27)$$

电流  $I_0$  的导数可以表示为：

$$\frac{\partial I_0}{\partial t} = \frac{\dot{U}_a - \dot{U}_b}{R + j\omega_n L} \quad (28)$$

在  $dq$  坐标系下，也可写为：

$$\dot{I}_{0,d} = G(\dot{U}_{a,d} - \dot{U}_{b,d}) + B(\dot{U}_{a,q} - \dot{U}_{b,q}) \quad (29)$$

$$\dot{I}_{0,q} = -B(\dot{U}_{a,d} - \dot{U}_{b,d}) + G(\dot{U}_{a,q} - \dot{U}_{b,q}) \quad (30)$$

式中:  $G=R/(R^2+\omega L^2)$ ;  $B=\omega_n L/(R^2+\omega L^2)$ 。式(29)和式(30)是与电流状态无关的电流导数近似值。

假设  $U_a$  在局部参考系, 而  $U_b$  在全局参考系, 模拟一个具有大短路功率的刚性电网。设  $U_{b,d}=U_n$  且  $U_{b,q}=0$ , 将 M5 的电网侧电感电流  $I_{L2}$  的近似值代入, 可得:

$$\dot{I}_{0,d} = G_2 \cdot \dot{U} + B \cdot U_n \dot{\theta} \quad (31)$$

$$\dot{I}_{0,q} = -B_2 \dot{U} + G U_n \dot{\theta} \quad (32)$$

式中:  $G_2=R_2/(R_2^2+\omega_n^2 L_2^2)$ ,  $B_2=\omega_n L_2/(R_2^2+\omega_n^2 L_2^2)$ 。

此时, 测得的功率变为:

$$P_{\text{mea}} = \text{Re}(UI_1) = P_0 - G_2 \dot{U} - B_2 U_n \dot{\theta} \quad (33)$$

$$Q_{\text{mea}} = \text{Im}(UI_1) = Q_0 - B_2 \dot{U} + G_2 U_n \dot{\theta} \quad (34)$$

$$P_0 = 3/2(G_2 U(U - U_n \cos(\theta)) + B_2 U U_n \sin(\theta)) \quad (35)$$

$$Q_0 = 3/2(B_2 U(U - U_n \cos(\theta)) - G_2 U U_n \sin(\theta)) \quad (36)$$

$$G_2' = 3/2 U_n L_2 (R_2^2 - \omega_n^2 L_2^2) / (R_2^2 + \omega_n^2 L_2^2)^2 \quad (37)$$

$$B_2' = 3 U_n \omega_n R_2 L_2^2 / (R_2^2 + \omega_n^2 L_2^2)^2 \quad (38)$$

式(33)和式(34)中测量功率的近似值可代入式(6)和式(7), 与式(5)一起重新构成下垂控制模型。这个三阶模型记为“M3-HF”, 其中 HF 代表高保真度。

通过在式(27)中代入  $L_t$ , 同样的近似可以应用于模型 M5- $L_t$ , 如式(39)所示<sup>[18]</sup>:

$$I_1 = I_0 - \frac{L_t}{R + j\omega_n L_2} \dot{I}_0 \quad (39)$$

将  $G_2'$  和  $B_2'$  替换, 构建高保真模型, 可得:

$$G_{2t}' = 3/2 U_n L_t (R_2^2 - \omega_n^2 L_2^2) / (R_2^2 + \omega_n^2 L_2^2)^2 \quad (40)$$

$$B_{2t}' = 3 U_n \omega_n R_2 L_t L_2 / (R_2^2 + \omega_n^2 L_2^2)^2 \quad (41)$$

本文定义该模型为“M3- $L_t$ -HF”。

## 2.4 近似稳定性边界

在文献[19]中基于 M3-HF 得到了单变流器无限总线 (single converter infinite bus, SCIB) 系统的近似稳定性边界, 并基于 M3- $L_t$ -HF 进行了改进<sup>[18]</sup>, 见式(42):

$$m_p < \frac{(R_c^2 + X_c^2)^2 S_n}{3L_t R_c X_c U_n^2 \omega_n}; \quad m_q < \frac{(R_c^2 + X_c^2)^2 S_n}{3L_t R_c X_c U_n^2 \omega_c} \quad (42)$$

对于 SCIB 系统,  $L_t=L_2+L_l-L_k$ 。

## 3 改进构网型变流器降阶方法

模型降阶减轻了构网型变流器的整体仿真压力, 但相应地, 模型根据降阶方法具备不同的特性,

为扩展现有的降阶模型, 为构网型变流器降阶方法做一个全面的概述, 本节将通过引入暂态电感和近似转移函数的方法, 进一步改进对构网型控制器在电压环和线路耦合阻抗的简化方案。

### 3.1 改进电压控制环简化模型

$Z_{M7}$  可以被视作一个高通滤波器, 其时间常数为  $k_{pv}/k_{iv}$ , 在高频时的增益为  $(h_1-1)/k_{pv}$ , 在低频时的增益为  $(h_1-1)s/k_{iv}$ 。考虑到式(16)中的近似值,  $L_k=-|h_1-1|/k_{iv}$  可以作为额外的暂态电感代入式(10), 由此得出式(43):

$$U_c - U_g = (R_2 + sL_t + j\omega L_2)I_{L2} \quad (43)$$

将整体暂态电感视作  $L_2$  和  $L_k$  的差值  $L_t$ , 代入 M5 中来简化电压环, 定义该简化建模为“M5- $L_t$ ”。

### 3.2 改进线路耦合阻抗简化模型

本节提出了一种简化耦合阻抗的方法, 在 M7 的基础上建立具有一阶电流近似的模型。此方法中  $U_a$  取电容的近似电压值, 将  $G_7=1$  和  $Z_{M7}=(h_1-1)s/(k_{pv}s+k_{iv})$  代入式(16)中:

$$U_c = U + \frac{K_{vc} \dot{I}_{L2}}{T_{vc}s + 1} \quad (44)$$

式中:  $K_{vc}=(h_1-1)/k_{iv}$ ,  $T_{vc}=k_{pv}/k_{iv}$ 。此时, 式(31)和式(32)的电流导数近似值变为:

$$\dot{I}_{0,d} = G_2 \dot{U}_{c,d} + B(\dot{U}_{c,q} + U_n \dot{\theta}) \quad (45)$$

$$\dot{I}_{0,q} = -B_2 \dot{U}_{c,q} + G(\dot{U}_{c,q} + U_n \dot{\theta}) \quad (46)$$

类似于式(33)与式(34)的处理方法, 测得的有功和无功功率变为:

$$P_{\text{mea}} = P_0 - G_2' \dot{U}_{c,d} - B_2' (\dot{U}_{c,q} + U_n \dot{\theta}) \quad (47)$$

$$Q_{\text{mea}} = Q_0 - B_2' \dot{U}_{c,d} + G_2' (\dot{U}_{c,q} + U_n \dot{\theta}) \quad (48)$$

$$P_0 = \frac{3}{2} G_2 (U_{c,d} (U_{c,d} - U_{g,d}) + U_{c,q} (U_{c,q} - U_{g,q})) - \frac{3}{2} B_2 (U_{c,d} U_{g,q} - U_{c,q} U_{g,d}) \quad (49)$$

$$Q_0 = \frac{3}{2} B_2 (U_{c,d} (U_{c,d} - U_{g,d}) + U_{c,q} (U_{c,q} - U_{g,q})) - \frac{3}{2} G_2 (U_{c,d} U_{g,q} - U_{c,q} U_{g,d}) \quad (50)$$

此外, 将式(45)一式(46)中电流近似值代入式(44)中, 得到:

$$T_{vc} \dot{U}_{c,d} + U_{c,d} = T_{vc} \dot{U} + U + K_{vc} G_2 \dot{U}_{c,d} + B_2 (\dot{U}_{c,d} - U_n \dot{\theta}) \quad (51)$$

$$T_{vc}\dot{U}_{c,q} + U_{c,q} = K_{vc} \left( -B_2\dot{U}_{c,d} + G_2(\dot{U}_{c,q} - U_n\dot{\theta}) \right) \quad (52)$$

最后, 将式(47)和式(48)中的功率测量近似值代入式(6)和式(7)中, 由式(5)一式(7)、式(51)和式(52)构成具有电流近似的模型。将内环转移函数  $Z_{M7}$  考虑在内的模型具有高保真度, 本文记为“M5-HF”。

接下来提出模型仍基于 M7, 而电流  $I_{L2}$  由相量模型近似得到。在该模型中, 式(10)变为:

$$U_c - U_g = Z_2 I_{L2} = (R_2 + j\omega L_2) I_{L2} \quad (53)$$

该模型中, 电容电压和电流导数的近似公式与 M5-HF 模型的相同 (式(44)一式(46)), 由这些方程推导得到的式(51)和式(52)也同样成立。测量功率由式(49)和式(50)中的零阶方程近似构成。分别将式(49)和式(50)代入式(6)和式(7), 并结合式(5)一式(7)、式(51)和式(52), 构成了考虑内环近似  $Z_{M7}$  的相量近似模型。这个五阶模型记为“M5-PHA”, PHA 代表相量近似。

除了该模型外, 式(53)中的相量近似方法以类似的方式用于简化文献[10]中的 M5 模型, 分别将式(49)和式(50)代入式(6)和式(7), 并结合式(5)来构成完整三阶模型, 定义其为“M3”。

模型降阶方法可以以各种形式用于构网型控制系统当中, 但该方法也存在一定缺点: 如果使用耦合阻抗  $R_c/L_c$  而不是  $R_2/L_2$ , 模型降阶方法可能无法降低模型的计算要求。降阶后的模型可以在工作点附近线性化, 以降低小信号稳定性分析的复杂性, 这是模型降阶的另一优势[23]。

## 4 案例分析

本节将 M13 作为与简化模型对照的基准, 在没有额外说明的情况下, 该模型的参数设置可见表 1。

表 1 模型参数设置  
Tab.1 Model parameter settings

项目	数值	项目	数值
$U_{set}/V$	325	$\omega_{set}/(\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})$	314
$U_n/V$	325	$\omega_n/(\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})$	314
$m_p/\text{pu}$	0.005	$m_q/\text{pu}$	0.1
$R_1/\Omega$	0.1	$R_2/\Omega$	0.03
$L_1/\text{mH}$	1.5	$L_2/\text{mH}$	0.35
$S_n/(\text{kV}\cdot\text{A})$	10	$\omega_c/(\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})$	62.8
$k_{pv}$	3	$k_{iv}$	200
$k_{pc}$	0.8	$k_{ic}$	50
$h_1$	0.8	$h_2$	1

### 4.1 控制环路的频率响应分析

使用波德图在频域中对比全模型和简化内环

模型的传递函数, 结果如图 4 所示。

如图 4a)所示, 当电流控制环的前馈增益  $h_2=1$  时,  $G_{M13}$  的幅值直到高频带前都不变, 而当  $h_2=0$  时,  $G_{M13}$  在较低频率下出现波动。  $G_{M9}$  和  $G_{M7}$  之间在低频区间维持了良好的一致性, 但在高频下会由于电容暂态而出现差异。

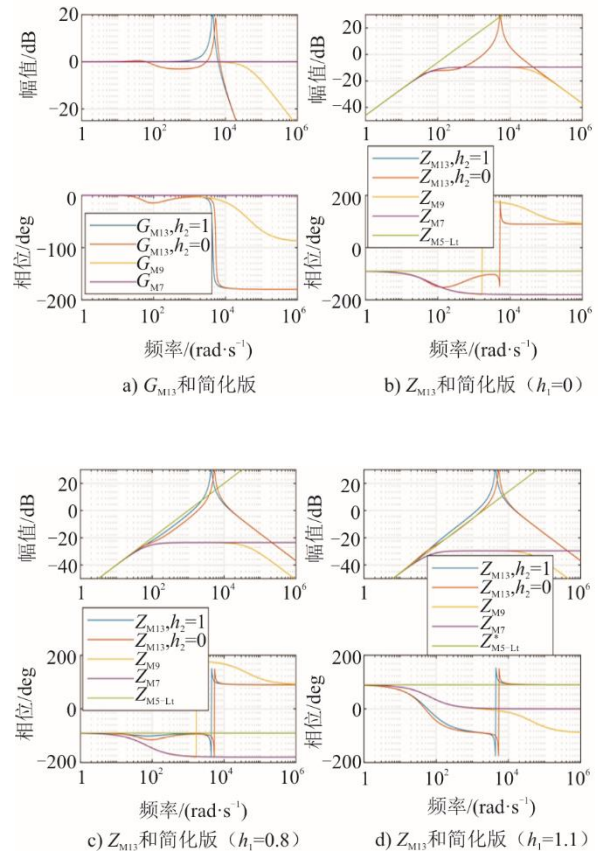


图 4  $G_{M13}$  和  $Z_{M13}$  与各自简化模型的伯德图对比  
Fig.4 Comparison of bode diagrams for simplifications of  $G_{M13}$  and  $Z_{M13}$

将  $h_1$  设置为 0 时, 可以在图 4b)中看到所有传递函数在低频时都有较好一致性。只有  $Z_{M13}$  出现了谐振现象,  $Z_{M9}$  和  $Z_{M7}$  之间的差异同样仅在与电容动态相关的高频带下可以观察到。对于 1 000 rad/s 的频带范围,  $Z_{M7}$  和  $Z_{M9}$  维持了较高的准确度, 而  $Z_{M5-L1}$  只能在约 100 rad/s 左右维持精度。

图 4c)中将  $h_1$  设置为 0.8, 与图 4b)中设置相比观察结果相似。在这种情况下,  $Z_{M5-L1}$  在  $h_2$  取 1 时相比于  $Z_{M7}$  和  $Z_{M9}$  有更好的近似表现。

图 4d)将  $h_1$  设置为 1.1。在  $Z_{M5-L1}$  模型中, 考虑到在 100~3 000 rad/s 的频率范围内该传递函数的角度与  $Z_{M13}$  相差约 180°, 因此使用  $L_k=-(h_1-1)/k_{iv}$  替换  $L_k=-h_1-1/k_{iv}$  来补偿这种角度偏差。

综上所述,在频率响应方面,当  $h_1$  值接近 0 时,  $Z_{M7}$  和  $Z_{M9}$  更加准确。而当  $h_1$  值接近 1 时,  $Z_{M5-L}$  表现出更高的精确度。

#### 4.2 特征值敏感度分析

本节将通过在 SCIB 系统中将参数  $h_1$  在 0~1.2 变化,来研究模型特征值的敏感性,仿真步长设置为 0.3。图 5 为当  $h_1$  在 0~1.2 变化,且线路长度为 300 m 时,高阶 SCIB 模型的特征值灵敏。图 5 中,标记的大小与  $h_1$  的大小正相关。相同颜色的标记表示相同的  $h_1$  值。图 5a)描述了在 300 m 的线路长度下,当  $h_1$  变化时高阶模型的特征值。图 5b)对其进行了放大。图 6 为当  $h_1$  在 0~1.2 变化,且线路长度为 300 m 时,低阶 SCIB 模型特征值灵敏度与 M13 的比较。

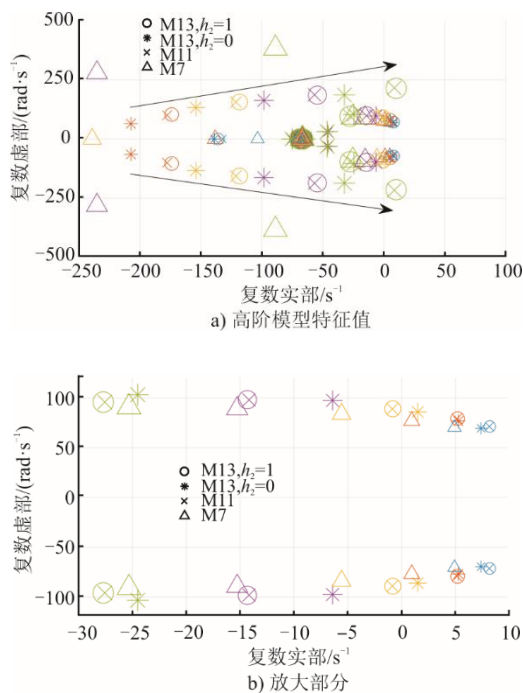


图 5 高阶 SCIB 模型的特征值灵敏度  
Fig.5 Eigenvalue sensitivity for high order SCIB models

从 5a)中可以观察到, M13、M11 和 M7 模型在高频模态顺箭头朝着不稳定区域移动。当  $h_1=1$  时, M13 和 M11 的结果非常接近,而 M7 的特征值偏离较大。对耦合阻抗进行简化的模型(如 M5-HF 和 M3-L<sub>r</sub>-HF)则不包括这些高频模态。值得注意的是,  $h_2$  对高频模态有很大影响,  $h_2$  的减小会提升系统稳定的表现,说明电流环中参数对主导模态存在一定影响。因此,在研究稳定性、谐波传播和短路行为时,  $h_2$  需要作为重要的权衡条件考虑。

M5-L<sub>r</sub> 模型充分考虑了耦合阻抗的动态特性,

虽然相对于全模型来说偏差仍然巨大,但精确度随着  $h_1$  的增大而增大。这种现象与 3.1 节的分析结果一致,说明在  $h_1$  约为 1 时, L<sub>r</sub> 模型是一个合适的选择。由于 M5 模型不包括任何电流内环动态,  $h_1$  的变化不对其具有影响。

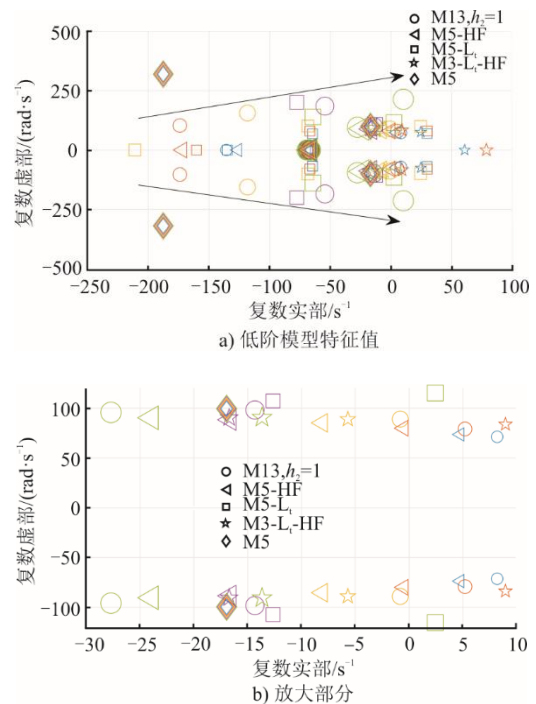


图 6 低阶 SCIB 模型的特征值灵敏度  
Fig.6 Eigenvalue sensitivity for low order SCIB models

分析参与因子可以直观看出电流控制回路和滤波电感的重要影响,较高频率模态下 M13 的状态参与因子如图 7 所示,  $G_{ui,dq}$  和  $G_{uc,dq}$  分别为电压和电流控制环的积分器状态。从图 7 中可以看到,参考电压  $U$  在参与因子中具有高权重。一般来说,通过将下垂系数  $m_q$  设为 0,可以使用虚拟阻抗来提高稳定性<sup>[24]</sup>。这种现象表明简化内环控制回路和耦合阻抗的模型不适合应用在较高频率模态。

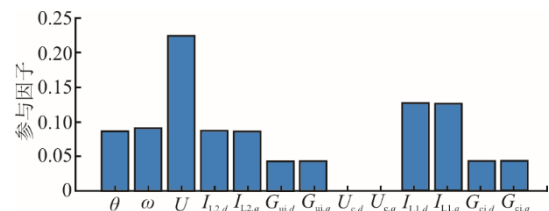


图 7 高频振荡模态下 M13 的状态参与因子 ( $h_1=0.9$ )  
Fig.7 Participation factors of the states of M13 in high frequency oscillatory modes ( $h_1=0.9$ )

围绕  $y$  轴的较慢模态在图 5b)和图 6b)中给出。慢模态的运动趋向于  $h_1$  值较大的稳定区域。当

$h_2=1$  时, M7 和 M5-HF 准确度仅次于 M11。M3-L<sub>t</sub>-HF 与 M5-L<sub>t</sub> 仅当  $h_1=0.9$  时才给出准确的结果。然而, 如图 6a) 所示, M3-L<sub>t</sub>-HF 在右半平面内也具有非振荡特征值。

M13 在较低频模态下的状态参与因子如图 8 所示。从图 8 中可以看出, 在低频模态中,  $\theta$ 、 $\omega$  和  $U$  的状态参与因子占比较高, 而其他变量的状态参与因子均处于较低水平, 这表明下垂控制在低频模态中占据主导地位, 也解释了简化内环控制回路及其耦合阻抗对低频模态影响不大的原因。

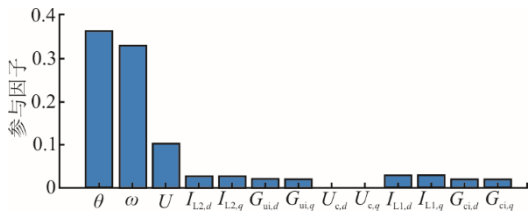


图 8 低频振荡模态下 M13 的状态参与因子 ( $h_1=0.9$ )  
Fig.8 Participation factors of the states of M13 in low frequency oscillatory modes ( $h_1=0.9$ )

为测试线路长度对 SCIB 模型的影响, 将线路长度调整到 1 km, 其他参数不变, 特征值的变化如图 9 和图 10 所示。

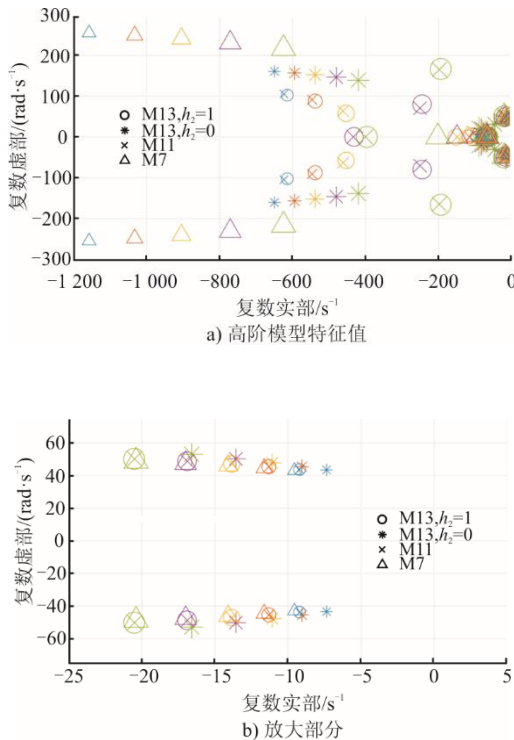


图 9 当  $h_1$  在 0 到 1.2 之间变化, 且线路长度为 1 km 时, 高阶 SCIB 模型的特征值灵敏度  
Fig.9 Eigenvalue sensitivity for high order SCIB models when  $h_1$  is varied between 0 and 1.2 with line length of 1 km

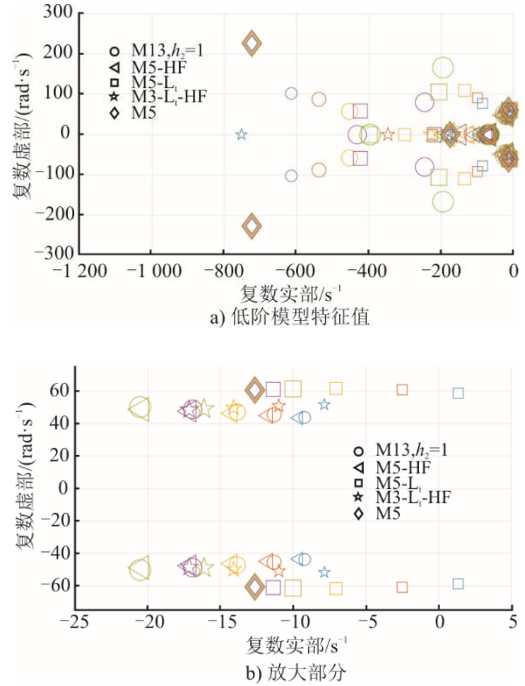


图 10 当  $h_1$  在 0 到 1.2 之间变化, 且线路长度为 1 km 时, 低阶 SCIB 模型的特征值灵敏度  
Fig.10 Eigenvalue sensitivity for low order SCIB models when  $h_1$  varies between 0 and 1.2 with line length of 1 km

与图 5 和图 6 的仿真结果相比, 图 9 和图 10 中描述的系统稳定性更好, 这表明线路长度越长系统的稳定性越高。在线路长度变化后, 从图 9a) 可以看出, 高阶模型的较高频率特征值向不稳定区域移动, 而其特征值更靠近左半平面内。与使用较短线路的情况相比, 模型降阶对准确度的影响变小。

在图 9b) 和图 10b) 中同样可见低频模态下向稳定区域移动的趋势。M5-L<sub>t</sub> 仍然不准确, 而 M3-L<sub>t</sub>-HF 在  $h_1$  为 0.3~0.9 时特别准确, 这说明模型的阶数直接影响了结果的准确性。

从参数敏感性分析中得出的关键结论是: 简化模型的准确性取决于场景和控制参数。如对于较低频率模式, M3-L<sub>t</sub>-HF 对于一定范围内的  $h_1$  给出了相对准确的结果, 但完全无法捕捉较高频率的模式。此外, 应在稳定区域的边界评估模型的准确性, 以确保捕获模型适合的模态。为此, 下节将分析控制器和电气参数的稳定区域。此外, 考虑到在  $h_2$  接近 0 的情况下, M11 和低阶模型都不准确, 因此接下来的分析将把  $h_2$  设置为 1。

### 4.3 稳定域分析

#### 4.3.1 SCIB 系统稳定域

下垂系数  $m_p$  和  $m_q$  变化下 SCIB 系统的稳定区域如图 10 所示。图 10 分别比较了  $h_1$  不同设置下对

结果的影响。在  $h_1=0$  的情况下, M13 对于较大的  $m_q$  值, 稳定性边界几乎不变化, 其稳定性主要取决于在某个边界之上的  $m_p$ 。

M11 在所有情况下都接近于参考的全阶模型。当  $h_1=0$  时, M7 和 M9 具有同样的表现。使用  $L_t$  的模型 (M5- $L_t$  和 M3- $L_t$ -HF) 在  $h_1=0$  时结果并不准确, 其他高阶模型的准确度接近 M13, 但保守性较差。三阶模型对于参数的变化过于敏感, 例如 M3 的曲线会随着  $m_p$  的变化超出范围。

当  $h_1=0.8$  时, M13 的稳定区域略微增加。虽然 M3- $L_t$ -HF 在  $m_q$  约等于 0.05 pu 处错误地达到了一条直线稳定边界, 使用  $L_t$  的模型与其他高阶模型相比普遍更准确。高阶模型 M9 和 M7 给出了准确的结果, 尽管 M5- $L_t$  既没有简化电压环路和耦合阻抗, 但 M5- $L_t$  的结果比 M9 维持了更高的准确度。

当  $h_1=1.1$  时, 结果与  $h_1=0.8$  时类似, 使用  $L_t$  的模型保持了最准确的近似值。对于较大的  $m_q$  值, M13 展示了稳定边界的存在, 而对于较小的  $m_q$  值, 稳定区域增加。在较低阶的模型中, 只有对耦合阻抗进行一阶近似的模型 (M3- $L_t$ -HF 和 M5-HF) 才能捕获这种直线稳定边界。

图 11 为当  $m_p$  和  $m_q$  随  $h_1$  的不同设置而变化时

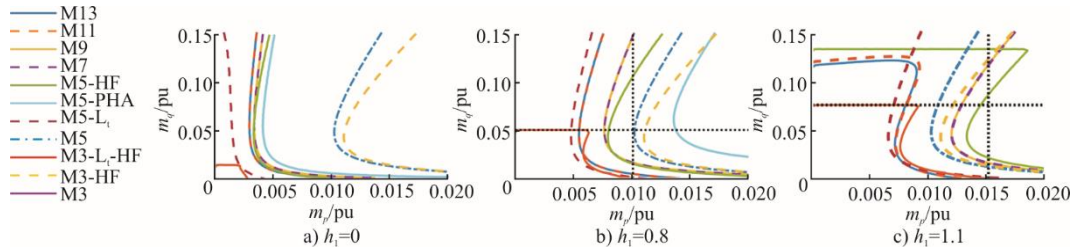


图 11 当  $m_p$  和  $m_q$  随  $h_1$  的不同设置而变化时 SCIB 系统的稳定区域

Fig.11 Stability regions of SCIB system when  $m_p$  and  $m_q$  varies with different settings of  $h_1$

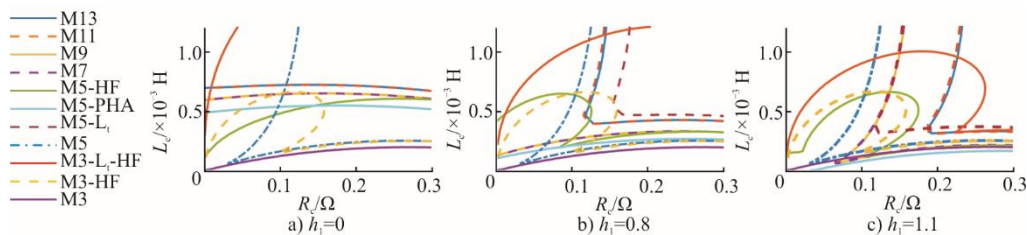


图 12 当  $R_c$  和  $L_c$  随  $h_1$  的不同设置而变化时 SCIB 系统的稳定区域

Fig.12 Stability regions of SCIB system when  $R_c$  and  $L_c$  varies with different settings of  $h_1$

改变  $\omega_c$  和  $k_{iv}$  时的结果如图 13 所示。当  $h_1=0$  时, M13 仅在右下角存在稳定区域。M9、M7 和 M5-HF 相当准确, M5-PHA 也维持着较高的精度, 但其余模型没有正确预测稳定区域, 有些甚至超出范围。当  $h_1$  设置为 0.8 时, M13 的稳定性大大提高。

SCIB 系统的稳定区域。从式(42)中得出的近似稳定边界也在图 11b)和图 11c)中标出。该稳定边界基于 M3- $L_t$ -HF, 忽略了有功和无功下垂的相互影响。它们在轴上与 M3- $L_t$ -HF 重叠, 一般来说并不准确。在更改耦合阻抗的参数  $R_c$  和  $L_c$  的情况下进行了类似的实验分析, 图 12 为当  $R_c$  和  $L_c$  随  $h_1$  的不同设置而变化时 SCIB 系统的稳定区域。由图 12 可见, 当  $h_1=0$  时,  $R_c$  对 M13 的影响较小。M5-PHA、M9 和 M7 给出了准确的结果, M5-HF 仅在  $R_c$  较大时准确。除此之外的其他模型无法保持准确度。当  $h_1=0.8$  时, M13 的特性发生变化。曲线出现棱角,  $R_c$  值降低会引起失稳。M5 也出现棱角, 但结果总体并不精确。M5- $L_t$  维持了最高的精确度。采用一阶近似耦合阻抗的模型都显示出相似的半圆形状。当  $h_1=1.1$  时, 也观察到类似的特征。M13 的稳定区变小, 但维持稳定所需的  $L_c$  值减小。M5- $L_t$  仍是最精确的简化模型, M7 和 M9 出现带有角度的曲线。

$R_c$  的增大会导致耦合阻抗的时间常数较小, 因此简化模型通常更精确。在线路较短的电力系统中, 电网侧电感在较小的阻抗比中占主导地位。当  $R_c$  很小时, 电感对系统稳定的效果有限, 这可能会导致  $h_1$  值接近 1 时出现稳定问题, 如图 12b)和图 12c)。

与  $h_1=0$  的情况一样, M9、M7 和 M5-HF 是最准确的简化模型。M3- $L_t$ -HF 将稳定区域限制为一个小三角形。M5- $L_t$  的准确度与  $k_{iv}$  成正比。当  $h_1=1.1$  时, M13 的稳定区域会进一步增加, 模型仅在  $\omega_c$  的值非常小时才不稳定。由于当  $\omega_c$  很小时, 下垂控制的

慢动态占主导地位，大多数简化模型都是准确的，此时使用  $L_t$  的模型最不准确。

为了进一步研究  $\omega_c$  的影响，图 14 显示了  $m_p$  和  $\omega_c$  变化时的稳定区域。一般来说，因为下垂控制和内环之间的时间尺度分离，稳定性会随着  $\omega_c$  的增

大而增强，而模型精度会因此下降。当  $h_1=0$  时，M13 的稳定性主要取决于  $m_p$ 。对于较大的  $h_1$ ， $\omega_c$  在稳定性上的权重增加，M5- $L_t$  维持了较高准确性，而 M3- $L_t$ -HF 对于较大的  $h_1$  则无法维持准确性。当  $h_1=1.1$  时，M13 的稳定性随着  $\omega_c$  的提升而降低。

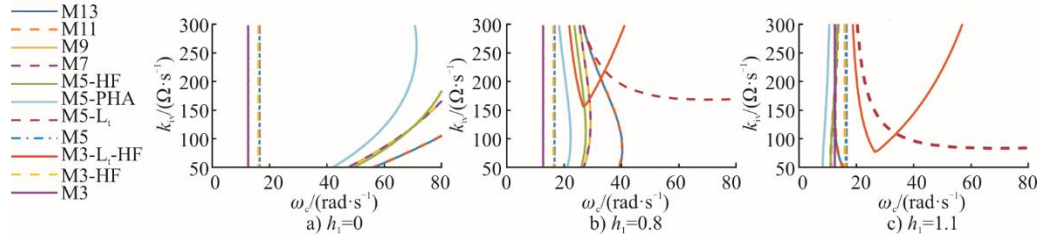


图 13 当  $\omega_c$  和  $k_v$  随  $h_1$  的不同设置而变化时 SCIB 系统的稳定区域  
Fig.13 Stability regions of SCIB system when  $\omega_c$  and  $k_v$  varies with different settings of  $h_1$

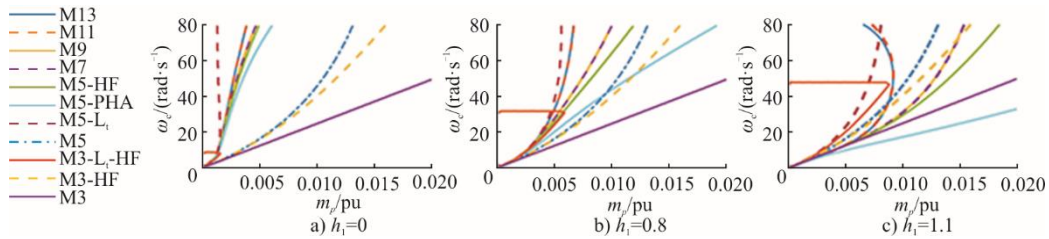


图 14 当  $m_p$  和  $\omega_c$  随  $h_1$  的不同设置而变化时 SCIB 系统的稳定区域  
Fig.14 Stability regions of SCIB system when  $m_p$  and  $\omega_c$  varies with different settings of  $h_1$

### 4.3.2 微电网系统稳定域

为探讨 4.3.1 节的研究结果是否也适用于多变流器微电网，本节中的微电网用 3 个并联变流器和 2 个负载的微电网表示，微电网拓扑图如图 15 所示，其中负载采用恒定阻抗模型、输电线路  $R_L$  可以使用相量近似或如文献[25]中所述的一阶近似来简化。为此选取  $L_t$  模型 (M5- $L_t$ ) 或高通滤波器近似 (M7) 作为微电网中变流器的模型来比较基于  $Z_{M7}$  和  $L_t$  模型的性能表现。

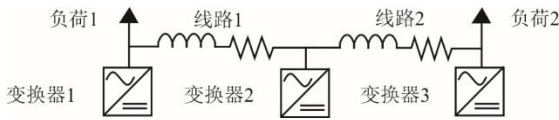


图 15 微电网系统拓扑  
Fig.15 Topology of microgrid power system

下垂系数  $m_p$  和  $m_q$  变化下的微电网系统的稳定

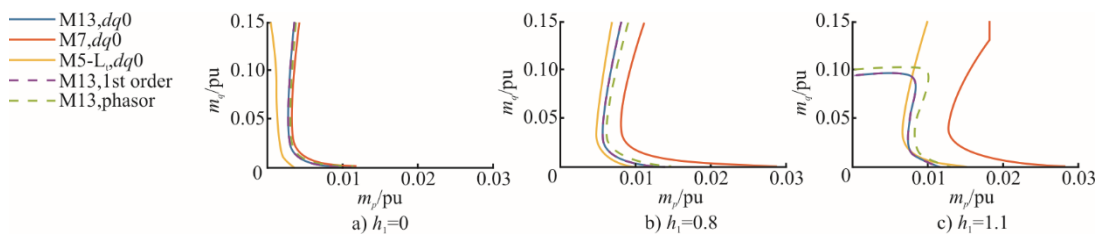


图 16 当  $m_p$  和  $m_q$  随  $h_1$  的不同设置而变化时微电网系统的稳定区域  
Fig.16 Stability regions of microgrid system when  $m_p$  and  $m_q$  varies with different settings of  $h_1$

区域如图 16 所示。当  $m_q$  的值较大时，会在  $h_1=1$  时导致不稳定区域增加。但总体来说，M13 的稳定区域随着  $h_1$  的增加而增加。当  $h_1=0$  时，M7 较为准确，而当  $h_1$  较大时，M5- $L_t$  更加精确。

使用网络的一阶近似几乎不会影响结果的准确性，而且相量近似也维持了基本的准确度，特别是当  $h_1=0$  时。这个结论适用于本节中所有场景。当网侧  $R_2$  和  $L_2$  随  $h_1$  的不同设置而变化时微电网系统的稳定区域如图 17 所示。为保留线路简化的影响，在该实验中线路参数保持不变。当  $h_1=0$  和  $h_1=0.8$  时，稳定性主要取决于  $L_2$ 。随着  $h_1$  的增加，稳定区域增加，仅当  $h_1=1.1$  时，系统才会对于较小的  $R_2$  值显示出稳定的特性。当  $h_1=0$  时，M7 是准确的，而当  $h_1=0.8$  时，2 种模型都相当准确。当  $h_1=1.1$  时，虽然无法检测到  $y$  轴周围的不稳定区域，但 M7 显示出更高的准确度。

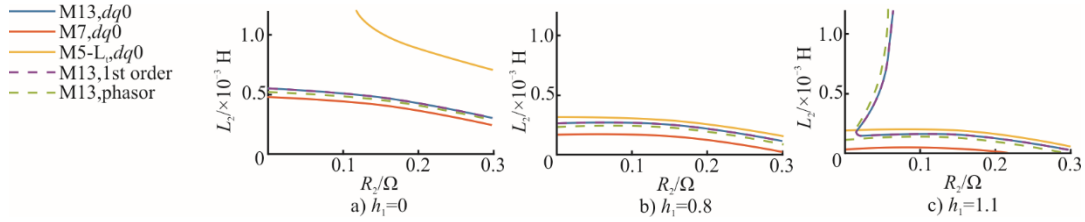


图 17 当  $R_2$  和  $L_2$  随  $h_1$  的不同设置而变化时微电网系统的稳定区域  
Fig.17 Stability regions of SCIB system when  $R_2$  and  $L_2$  varies with different settings of  $h_1$

$\omega_c$  和  $k_{iv}$  作为变量的仿真结果如图 18 所示。对于所有的  $h_1$  值，稳定边界主要取决于  $\omega_c$ ，特别是当  $h_1$  约为 1 的情况。当  $h_1=0$  时，M7 是准确的，而 M5-L<sub>c</sub>

始终不稳定。当  $h_1=0.8$ ，M7 是仍保留着较高的准确度，而 M5-L<sub>c</sub> 仅适用于较大的  $k_{iv}$  值。 $h_1=1.1$  时结果变化不大，对于较大的  $k_{iv}$  值，M5-L<sub>c</sub> 仍不如 M7 准确。

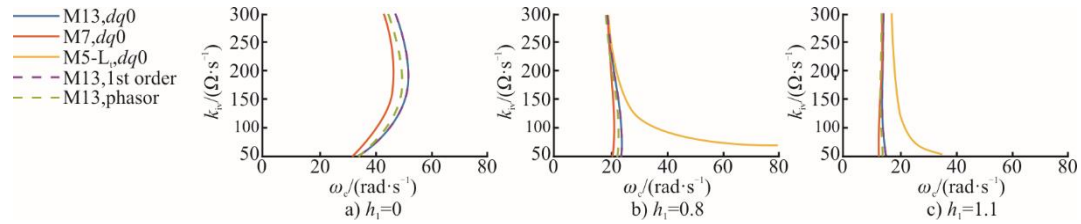


图 18 当  $\omega_c$  和  $k_{iv}$  随  $h_1$  的不同设置而变化时微电网系统的稳定区域  
Fig.18 Stability regions of SCIB system when  $\omega_c$  and  $k_{iv}$  varies with different settings of  $h_1$

稍微改变  $m_p$  和  $\omega_c$  的参数，微电网系统的稳定区域仿真结果如图 19 所示。由图 19 可见，对于较低的  $h_1$  值，M7 更准确，而随着  $h_1$  增大，M5-L<sub>c</sub> 更准确。当  $\omega_c$  较高且控制器作用更快时，相量网络近

似变得不太准确。

综上所述，微电网的仿真结果与 SCIB 系统类似，基于 Z<sub>M7</sub> 的模型在  $h_1$  接近 0 时更准确，而基于 L<sub>c</sub> 的模型通常在  $h_1$  接近 1 时更准确。

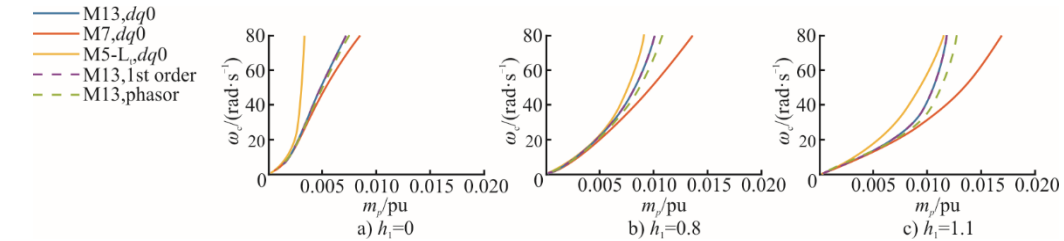


图 19 当  $m_p$  和  $\omega_c$  随  $h_1$  的不同设置而变化时微电网系统的稳定区域  
Fig.19 Stability regions of SCIB system when  $m_p$  and  $\omega_c$  varies with different settings of  $h_1$

#### 4.4 时域分析

对于线路长度为 600 m 的 SCIB 系统，当  $\omega$  发生阶跃变化时，电压设定值  $U$  的时域模拟结果如图 20 所示。

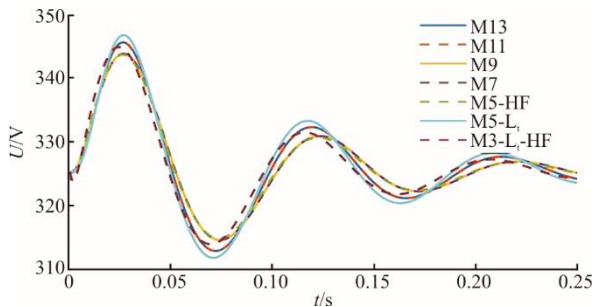


图 20 SCIB 系统对  $\omega$  阶跃变化的动态响应  
Fig.20 Dynamic response of SCIB system to step change in  $\omega$

M13 和 M11 以及 M9 和 M7 的性能表现实际上是相同的。基于 L<sub>c</sub> 的模型更加准确，当  $h_1=0.8$  时，M5-HF 的效果接近 M7，这说明简化模型的高保真处理在时域仿真中的影响可以忽略不计。

在该工作的仿真结果中，所有模型都维持了相当的准确度，与 4.3 节中模型的不同稳定性边界对比，再次说明模型准确性的验证应该围绕稳定边界进行分析。

#### 4.5 降阶模型特性对比

表 3 总结了模型简化的部分，并根据 4.1—4.5 小节的分析对其适用范围提供了建议。由表 1 可见，当  $h_2$  接近 0 时，所有的简化模型都是不准确的。当  $h_2$  接近于 1 时，M11 总是准确的。此外，由于滤波

电容的动态是高频的，即使不对电容进行相量近似，M9 的准确性也并不比 M7 更高。

当  $h_1$  接近 0 时，优先选择近似转移函数  $Z_{M7}$  的模型 (M7、M5-HF、M5-PHA)。而当  $h$  接近 1 时，使用该类简化模型难以预测系统稳定性，模型准确性较低。当  $k_{iv}$  较大时可考虑应用改变暂态电感  $L_t$  的模型 (M5- $L_t$ 、M3- $L_t$ -HF)。通常情况下，M5- $L_t$  比 M3- $L_t$ -HF 更准确。当  $m_q$  大或  $\omega_c$  高时，高保真近似对于具有低阻抗比的短距离线路是不可行的，因此无法使用完全忽略内环动态 (M5、M3-HF、M3) 的简化模型。总体来说，与模型简化的影响相比，网络简化对动态的影响更小。

表 2 简化模型总结及适用性建议  
Tab.2 Summary of simplified model and recommendations for their applicability

模型	简化的部分	应用情景
M13	通过一阶滞后得到的电流环路近似	$h_2 \approx 1$
M9	忽略电流环	见 M11, $h_2 \approx 0$
M7	忽略电流环，并考虑电容器的相量近似	见 M11, $h_2 \approx 0$
M5-HF	见 M7，耦合阻抗的一阶近似	参见 M7，具有高 R/X 的长线比率
M5-PHA	见 M7，耦合阻抗的向量近似	见 M5-HF
M5	忽略电流环和电压环	不推荐
M5- $L_t$	参见 M5，使用 $L_t$ 作为暂态耦合电感器进行电压回路近似	参见 M11, $h_1 \approx 1$ ，取较大的 $k_{iv}$
M3- $L_t$ -HF	参见 M5，耦合阻抗的一阶近似 (使用暂态电感器 $L_t$ )	参见 M5- $L_t$ ，具有高 R/X 的长线比率
M3	参见 M5，耦合阻抗的向量近似	不推荐
M3-HF	参见 M5，耦合阻抗的一阶近似	不推荐

#### 4.6 控制器参数整定方法

除了模型降阶指南之外，本章的仿真结果还可以得出特定控制器参数调节的一些主要结论，例如较小的  $h_2$  会抑制了高频模态的波动，但会导致更低频的模态呈现不稳定的状态。除非是电力系统同时具有短距离线路与低阻抗比 2 个特性，或者  $m_q$  非常高，较大的  $h_1$  值 (接近甚至超过 1) 可以增强稳定性。

## 5 结 论

本文对构网型变流器电流和电压控制环路给出了结构化的分层降阶方案，并通过近似传递函数和改变暂态电感提出了 M5-PHA、M5- $L_t$  等新的降阶模型。基于多样化场景对各类构网型变流器降阶模型的适应性进行了探讨，并得到如下结论。

1) 构网型变流器同步稳定性可能会受到源自

控制环路和线路动态之间的相互作用的较高频率模式或涉及下垂控制的较低频率模式的双重影响。

2) 没有单一的降阶模型能适用于所有情景，因此必须选择适当的模型以对特定情景下的主导模态进行分析。

3) 各类降阶模型不存在明确、统一的适应场景，其具体适应性取决于其控制器参数、滤波器和接入方式。

本文提供了简化模型选择的基本依据，以避免过度简化可能带来的错误结果。未来的工作将着眼于分析虚拟阻抗的影响以及构网型变流器模型的准确性与馈电变流器和动态负载等其他电网组件的相互作用。

### [参考文献]

- [1] 吴家杰, 陈新, 张东辉, 等. 构网型储能变换器在新能源接入场景下并网稳定性分析及提升策略[J/OL]. 中国电机工程学报, 1-14[2024-07-29].<https://doi.org/10.13334/j.0258-8013.pcsee.231337>.  
WU Jiajie, CHEN Xin, ZHANG Donghui, et al. Grid-connected stability analysis and improvement strategy for grid-forming energy storage system in new energy access scene[J/OL]. Proceedings of the CSEE, 1-14[2024-07-29].<https://doi.org/10.13334/j.0258-8013.pcsee.231337>.
- [2] 黄森, 姚骏, 钟勤敏, 等. 含跟网和构网型新能源发电单元的混联电力系统暂态同步稳定分析[J/OL]. 中国电机工程学报, 1-14[2024-07-29].<http://kns.cnki.net/kcms/detail/11.2107.TM.20230801.1732.002.html>.  
HUANG Sen, YAO Jun, ZHONG Qinmin, et al. Transient synchronization stability analysis of hybrid power system with grid-following and grid-forming renewable energy generation units[J/OL]. Proceedings of the CSEE, 1-14[2024-07-29].<http://kns.cnki.net/kcms/detail/11.2107.TM.20230801.1732.002.html>.
- [3] 刘朋印, 谢小荣, 李原, 等. 构网型控制改善跟网型变流器次/超同步振荡稳定性的机理和特性分析[J]. 电网技术, 2024, 48(3): 990-997.  
LIU Pengyin, XIE Xiaorong, LI Yuan, et al. Mechanism and characteristics of grid-forming control for improving sub/super synchronous oscillation stability of grid-following-based grid-connected converter[J]. Power System Technology, 2024, 48(3): 990-997.
- [4] 许诘翊, 刘威, 刘树, 等. 电力系统变流器构网控制技术的现状与发展趋势[J]. 电网技术, 2022, 46(9): 3586-3595.  
XU Jieyi, LIU Wei, LIU Shu, et al. Current state and development trends of power system converter grid-forming control technology[J]. Power System Technology, 2022, 46(9): 3586-3595.
- [5] 王楠, 李振, 周喜超, 等. 发电厂 AGC 与储能联合调频特性及仿真[J]. 热力发电, 2021, 50(8): 148-156.  
WANG Nan, LI Zhen, ZHOU Xichao, et al. Characteristics research on combined frequency modulation of AGC and energy storage in power plant and the simulation[J]. Thermal Power Generation, 2021, 50(8): 148-156.

- [6] WANG G, FU L, HU Q, et al. Small-signal synchronization stability of grid-forming converter influenced by multi time-scale control interaction[J]. *Energy Reports*, 2023, 9: 597-606.
- [7] 杜步阳, 邵德军, 朱建行, 等. 电压源型变流器并网系统多时间尺度间相互作用[J]. *电工技术学报*, 2023, 38(20): 5547-5559.  
DU Buyang, SHAO Dejun, ZHU Jianhang, et al. The interaction between multiple timescales of the grid-tied voltage source converter[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2023, 38(20): 5547-5559.
- [8] POGAKU N, PRODANOVIC M, GREEN T C. Modeling, analysis and testing of autonomous operation of an inverter-based microgrid[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2007, 22(2): 613-625.
- [9] 许志斌, 吴婕, 马晓茜, 等. 简化的 AP1000 稳压器水位控制模型[J]. *热力发电*, 2015, 44(3): 90-94.  
XU Zhibin, WU Jie, MA Xiaoqian, et al. A simplified model for water level control in AP1000 pressurizer[J]. *Thermal Power Generation*, 2015, 44(3): 90-94.
- [10] 尚磊, 胡家兵, 袁小明, 等. 电网对称故障下虚拟同步发电机建模与改进控制[J]. *中国电机工程学报*, 2017, 37(2): 403-412.  
SHANG Lei, HU Jiabing, YUAN Xiaoming, et al. Modeling and improved control of virtual synchronous generators under symmetrical faults of grid[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2017, 37(2): 403-412.
- [11] 彭放, 高厚磊, 郭一飞, 等. 构网逆变电源故障穿越控制策略及其对保护影响的研究综述[J/OL]. *电网技术*, 1-15[2024-07-29]. <https://doi.org/10.13335/j.1000-3673.pst.2024.1308>.  
PENG Fang, GAO Houlei, GUO Yifei, et al. A review of fault ride-through control strategies of grid-forming inverter-based resources and the influence on protection[J/OL]. *Power System Technology*, 1-15[2024-07-29]. <https://doi.org/10.13335/j.1000-3673.pst.2024.1308>.
- [12] 刘淇玉, 李永刚, 王月, 等. 构网型并网变换器状态空间建模及稳定性分析[J]. *华北电力大学学报(自然科学版)*, 2024, 51(1): 83-93.  
LIU Qiyu, LI Yonggang, WANG Yue, et al. State space modeling and stability analysis of grid-forming inverter[J]. *Journal of North China Electric Power University (Nature Science Edition)*, 2024, 51(1): 83-93.
- [13] 徐晨航, 邹志翔, 陈武, 等. 面向暂态稳定性提升的构网型储能系统自适应控制方法[J/OL]. *电网技术*, 1-13[2024-07-29]. <https://doi.org/10.13335/j.1000-3673.pst.2023.1760>.  
XU Chenhang, ZOU Zhixiang, CHEN Wu, et al. Grid-forming based energy storage system adaptive control for transient stability enhancement[J/OL]. *Power System Technology*, 1-13[2024-07-29]. <https://doi.org/10.13335/j.1000-3673.pst.2023.1760>.
- [14] EBERLEIN S, RUDION K. Small-signal stability modelling, sensitivity analysis and optimization of droop controlled inverters in LV microgrids[J]. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2021, 125: 106404.
- [15] KABALAN M, SINGH P, NIEBUR D. Nonlinear Lyapunov stability analysis of seven models of a DC/AC droop controlled inverter connected to an infinite bus[J]. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2017, 10(1): 772-781.
- [16] YU H, SU J, WANG H, et al. Modelling method and applicability analysis of a reduced-order inverter model for microgrid applications[J]. *IET Power Electronics*, 2020, 13(12): 2638-2650.
- [17] GU Y, BOTTRELL N, GREEN T C. Reduced-order models for representing converters in power system studies[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, 33(4): 3644-3654.
- [18] GÖTHNER F, ROLDÁN-PÉREZ J, TORRES-OLGUIN R E, et al. Reduced-order model of distributed generators with internal loops and virtual impedance[J]. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2021, 13(1): 119-128.
- [19] VOROBEV P, HUANG P H, AL HOSANI M, et al. High-fidelity model order reduction for microgrids stability assessment[J]. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2017, 33(1): 874-887.
- [20] 杨铭, 曹武, 赵剑锋, 等. 受控电压/电流源型变流器混合多机暂态电压支撑策略[J]. *电工技术学报*, 2023, 38(19): 5207-5223.  
YANG Ming, CAO Wu, ZHAO Jianfeng, et al. Transient voltage support strategy for hybrid multi-converter of controlled voltage/current source converter[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2023, 38(19): 5207-5223.
- [21] EBERLEIN S. Small-signal stability modelling and optimization of microgrids[M]. *BoD-Books on Demand*, 2021: 1.
- [22] 许建成, 孙建军, 钟佩军, 等. 基于平衡实现理论的变流器并网系统降阶模型[J]. *电工技术学报*, 2021, 36(增刊 1): 255-264.  
XU Jiancheng, SUN Jianjun, ZHONG Peijun, et al. Reduced-order model of grid-connected converter system based on balanced realization theory[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2021, 36(Suppl.1): 255-264.
- [23] 王健维, 孟建辉, 王毅, 等. 构网型直驱风机的小信号建模及动态频率支撑策略[J]. *电力系统及其自动化学报*, 2024, 36(5): 48-58.  
WANG Jianwei, MENG Jianhui, WANG Yi, et al. Small-signal modeling and dynamic frequency support strategy for permanent magnetic synchronous generator under grid-forming control[J]. *Proceedings of the CSU-EPSA*, 2024, 36(5): 48-58.
- [24] 范宸璋, 秦晓辉, 齐磊, 等. 构网型下垂控制中虚拟阻抗的作用、改进及研究前景分析[J]. *电网技术*, 2024, 48(6): 2237-2250.  
FAN Chenhui, QIN Xiaohui, QI Lei, et al. Analysis of the role, improvement, and research prospects of virtual impedance in grid-forming droop control[J]. *Power System Technology*, 2024, 48(6): 2237-2250.
- [25] LEVRON Y, BELIKOV J. Modeling power networks using dynamic phasors in the dq0 reference frame[J]. *Electric Power Systems Research*, 2017, 144: 233-242.

(责任编辑 杜亚勤)