

双轴励磁电流源同步机视角下跟网/构网设备建模及其互联系统同步稳定性分析

庄可好¹, 辛焕海^{1*}, 高晖胜¹, 陈霞², 鞠平¹

- (1. 浙江大学电气工程学院, 浙江省 杭州市 310027;
2. 华中科技大学电子与电气工程学院, 湖北省 武汉市 430074)

Modeling of Grid-forming and Grid-following Devices From the Perspective of Dual Excitation Current Sources Synchronous Generator and Synchronous Stability Analysis of Interconnected Systems

ZHUANG Kehao¹, XIN Huanhai^{1*}, GAO Huisheng¹, CHEN Xia², JU Ping¹

- (1. College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, Zhejiang Province, China;
2. College of Electrical Engineering, Huazhong University of Science & Technology, Wuhan 430074, Hubei Province, China)

ABSTRACT: With the integration of large-scale new energy and power electronics, the power system has gradually formed a pattern of interconnection between grid forming equipment and grid following equipment. The grid forming equipment mainly includes virtual synchronous machines and synchronous machines, while the grid following equipment mainly consists of phase-locked loop converters. Synchronous stability is the foundation for the operation of grids, but due to the significant differences in synchronization mechanisms between grid forming and grid following equipment, it is difficult to analyze the synchronous stability of interconnected systems. Therefore, this article utilizes the concept of dual excitation winding synchronous machines in physical understanding to construct an equivalent structure that can unify grid forming equipment and grid following equipment. In mathematics, a universal modeling approach is proposed to describe the synchronization characteristics of equipment, and a synchronization stability analysis model for interconnected systems based on current sources is established. Furthermore, the mathematical definition of synchronization stability in interconnected systems and several sufficient conditions for system synchronization stability are given. Finally, a simulation example is built in MATLAB/Simulink to verify the rationality of the model.

KEY WORDS: interconnection system; synchronous stability; dual axis synchronous machine; current source

摘要: 随着大规模新能源和电力电子技术的发展, 电力系统逐渐形成了构网设备和跟网设备互联的形态, 其中典型构网设备主要包括虚拟同步机和同步机, 典型跟网设备包括锁相环型变流器。同步稳定是大电网运行的基础, 但由于构网设备与跟网设备的同步机制存在很大差异, 使得互联系统同步稳定分析极为困难。为此, 该文从物理上借助双励同步机的概念, 构建可以统一构网设备和跟网设备的等效结构, 在数学上提出描述设备同步特性的通用建模思路, 建立基于双励电流源同步机的互联系统同步稳定分析模型。进一步, 给出互联系统同步稳定的数学定义和小扰动同步稳定的充分条件。最后, 在 MATLAB/Simulink 仿真平台验证模型与分析的合理性。

关键词: 互联系统; 同步稳定; 双励同步机; 电流源

0 引言

随着新能源的大规模开发利用, 变流器渗透率逐步提高^[1], 逐渐形成构网设备与跟网设备(voltage source converter, VSC)互联电力系统(下文简称为“互联系统”)。其中, 构网设备可独立形成电压和频率, 主要包括同步机和虚拟同步机(虚拟同步控制的变流器, virtual synchronous generator, VSG)^[2]。跟网设备跟随并网点电压相位, 无法自主形成电压和频率, 下文侧重以锁相环(phase locked loop, PLL)同步变流器(下文简称为 PLL-VSC)作为研究对象。大规模电力电子接入导致电力系统稳定特征发生变化, 传统稳定性分析方法的适应性值得商榷^[3]。作为交流电网运行的

基金项目: 国家自然科学基金项目(U22B6008, U2166204)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (U22B6008, U2166204).

基础, 互联系统同步稳定分析和控制理论成为亟待解决的问题。

与同步机固有转子之间相对运动主导的“物理同步”不同, VSG 和 PLL-VSC 的同步机制由控制算法决定, 表现为“控制同步”^[4]。其中, VSG 模拟同步机转子摇摆方程, 通过功率控制实现同步, 在正常工况下与同步机都表现为“功角”稳定^[5]。然而, 电流限幅约束下 VSG 的动态行为复杂, 可能会在大扰动下切换为电流源运行^[6], 导致目前尚难以完全认知 VSG 的同步稳定特性。

另外, PLL-VSC 的同步稳定机理也尚未形成统一认知。在单 PLL-VSC 并网系统中, 已经有学者将锁相环主导的次/超同步振荡和失步问题归为同步稳定问题^[2,6]。针对锁相环主导的振荡问题, 业界广泛采用基于频域阻抗的分析方法^[7-9]。针对锁相环失步的问题, 部分论文中提出广义摇摆方程等建模方法^[10-12], 并探讨等面积方法和直接法在单机暂态同步稳定分析的应用^[13-16]。在多 PLL-VSC 并网系统中, 由于其同步动态涉及机电-电磁多时间尺度耦合, 系统模型复杂高阶, 分析极为困难, 研究相对较少。基于模态解耦的方法可将多变流器馈入系统解耦为等效单机^[17], 从而降低模型阶数以简化分析难度, 便于同步稳定裕度量化, 但却难以揭示多机间的同步稳定机理。

虽然上述单一类型设备的同步稳定分析已经开展了大量研究, 但不同类型设备互联场景下的相关研究较为困难, 尚处于起步阶段, 其难点具体表现为: 在设备层面, 变流器控制类型多样且控制回路间级联复杂, 现有研究尚未理清不同类型变流器间的共性特征, 也未揭示多控制回路在变流器同步过程中的物理作用; 在系统层面, 受限于变流器与网络电磁动态深度耦合以及构网设备与跟网设备同步机制的差异, 目前的研究尚局限于具体场景下新能源接入位置和容量对同步机功角稳定性的影响^[18-20]。

为此, 有必要挖掘同步机、VSG 和 PLL-VSC 同步机制的共性, 为互联系统分析奠定基础。为解决上述问题, 本文主要工作如下:

1) 借助“双励同步机”的概念, 构建同步机和变流器统一的等效结构。两者动态均由控制坐标系相位动态及 dq 轴动态组成, 控制坐标系相位的摇摆被理解为同步动态过程, 其余控制回路动态被理解为 dq 轴的电路动态过程。

2) 基于模型鲁棒性和分析便捷性两方面的要求, 建立统一同步机和变流器的双励电流源同步机模型, 并将两者动态特性差异进行参数化, 从而为认知互联系统的动态特性提供理论基础。

3) 给出互联系统同步稳定的定义, 建立网络和互联系统的简化模型, 给出线性化模型下系统小扰动同步稳定的充分条件, 为变流器同步控制设计和系统同步稳定分析奠定基础。

文中用到的术语说明:

公共坐标系: 理想电网的 xy 坐标系, 其旋转速度为 $\omega_0=100\pi(\text{rad/s})$, x 轴的相位为 θ_0 ;

控制坐标系: 设备 dq 轴坐标系, d 轴相位为 θ_s ;

定向相位: 设备输出电压 $V\angle\theta_V$ 或输出电流 $I\angle\theta_I$ 的相位与控制坐标系 d 轴相位的差值, 表示为 $\theta_{Vdq}=\theta_V-\theta_s$ 或 $\theta_{Idq}=\theta_I-\theta_s$;

虚拟功角: 设备控制坐标系相位与电网参考电压相位的相位差, 表示为 $\delta'=\theta_s-\theta_0$;

dq 轴动态: 电压/电流矢量在控制坐标系中 d 轴分量和 q 轴分量的动态;

双励同步机: 同步机 d 轴和 q 轴转子均存在励磁绕组, 通过励磁可同时调节内电势的 dq 轴分量。上述相位的关系如图 1 所示。

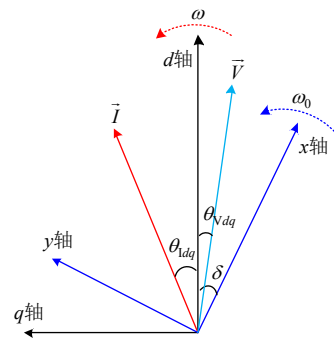


图1 矢量关系图

Fig. 1 Vector diagram

1 问题描述

1.1 设备工作原理介绍

同步机通过电磁感应形成内电势, 实现机电能量转换; 变流器通过开关器件导通与关断, 控制电场能量传递, 实现直流电-交流电的转换。两者的能量转换机制不同, 却具有类似的结构, 图 2 所示的典型结构作为本文的研究对象, 同步机考虑励磁绕组、定子、转子与励磁控制, 忽略阻尼绕组; 变流器模型考虑平均模型下的调制环节、滤波电感和控制系统。

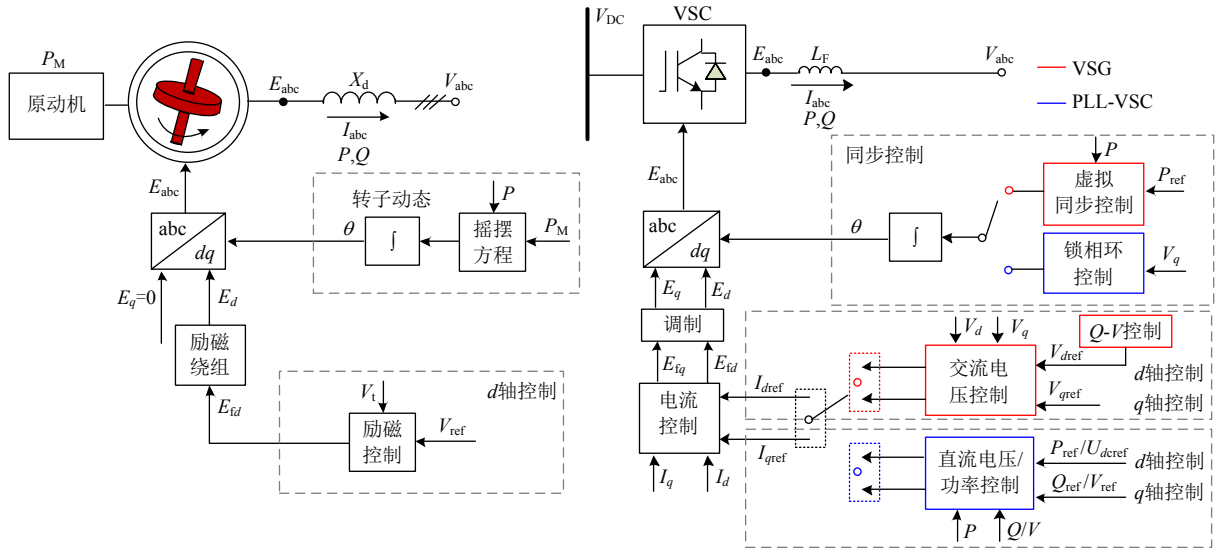


图 2 同步机与变流器的对比示意图

Fig. 2 Comparison diagram of synchronous machine and converter

同步机：同步发电机由定子电枢与转子组成，转子直交轴被定义为同步机 dq 轴。目前常见的同步机为单励磁同步机，其转子 d 轴存在励磁绕组，如图 2 所示，其中 d 轴动态包含励磁绕组动态、励磁控制动态； q 轴无动态；控制坐标系相位由转子摇摆生成。

变流器：PLL-VSC 和 VSG 的 dq 轴动态分别为功率-电流双环控制和电压-电流双环控制的动态，控制坐标系相位分别由锁相环和虚拟同步控制的动态决定，如图 2 所示。

1.2 同步稳定的统一建模需求

由于变流器与同步机的动态特性迥异，适用于同步机的电压源建模方法在变流器建模中的适用性值得商榷。不同类型变流器的同步机制差异大，导致目前 PLL-VSC 和 VSG 的建模方法多种多样，使得如图 3 所示的互联系统模型中设备与网络的接口变量缺乏清晰的物理意义。另外，VSG 在触发电流限幅后会在电压源与电流源间切换，甚至出现非线性失稳现象^[5]。该切换为传统建模中的网络模型与设备模型均引入了不连续和不可解析的函数，在大规模系统的分析中引起严重的维数灾问题，加剧了 VSG 的同步稳定分析难度。

虽然跟网设备和构网设备存在同步机制的差异，但整体结构相似：同步机与变流器动态均由控制坐标系动态和 dq 轴动态组成。两者的工作原理都是 dq 轴动态决定输出电压/电流的幅值和定向相位，而后定向相位与控制坐标系相位共同组成输出

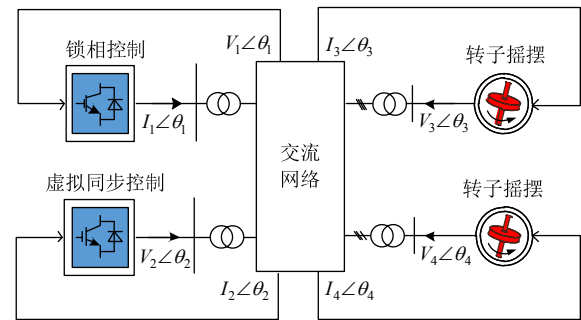


图 3 跟网设备与构网设备互联系统示意图

Fig. 3 Interconnection system diagram

电压/电流相位。如果能基于这种相似性建立统一的模型，理解锁相、虚拟同步与转子运动这几种同步机制之间的联系，统一设备与网络的接口变量并避免 VSG 建模视角的频繁切换，将大大简化稳定分析的复杂度，从而为互联系统建设提供理论基础。因此，有必要深入研究构网设备和跟网设备的共性，探索统一建模方法。

1.3 拟解决的问题

为了建立适用于同步稳定分析的模型，存在以下 2 个问题需要探讨，分别在 2 节和 3 节进行回答。

1) 问题 1：同步原理的统一理解方式。同步机通过转子实现控制坐标系相位的动态调整，变流器通过锁相环/虚拟同步控制实现控制坐标系相位的动态调整。如何理解同步机与变流器同步机制的异同之处，解释两者的同步原理？

2) 问题 2：同步机制的统一描述方法。同步稳定分析时，同步机被建模为电压源，而变流器有多

种建模方式：内电势建模^[11]、输出电流建模^[12]等。建模方法的差异导致互联系统同步稳定分析十分困难。是否存在合理的建模方法将同步机与变流器用统一的数学方程描述，从而便于分析互联系统同步稳定并进一步指导变流器控制设计。

本文借鉴传统同步机的研究与建模思路^[4]，从等效物理意义、详细模型、简化实用模型与简化模型下的同步稳定机理分析几方面开展互联系统同步问题的初步探索。

2 基于双励同步机概念的等效结构

本节基于双励同步机的概念统一理解同步机与变流器的原理。双励同步机的结构如图4(a)所示，由转子与转子dq轴励磁绕组构成，已在俄罗斯得到了部分应用^[25]。目前国内常见的同步机仅有d轴励磁绕组，是双励同步机略去q轴励磁的特例。双励电流源同步机：在励磁控制和绕组的作用下表现为电流源外特性的双励同步机。本节着重描述双励同步机与变流器的类比，对于电流源的论述则主要于3节展开。

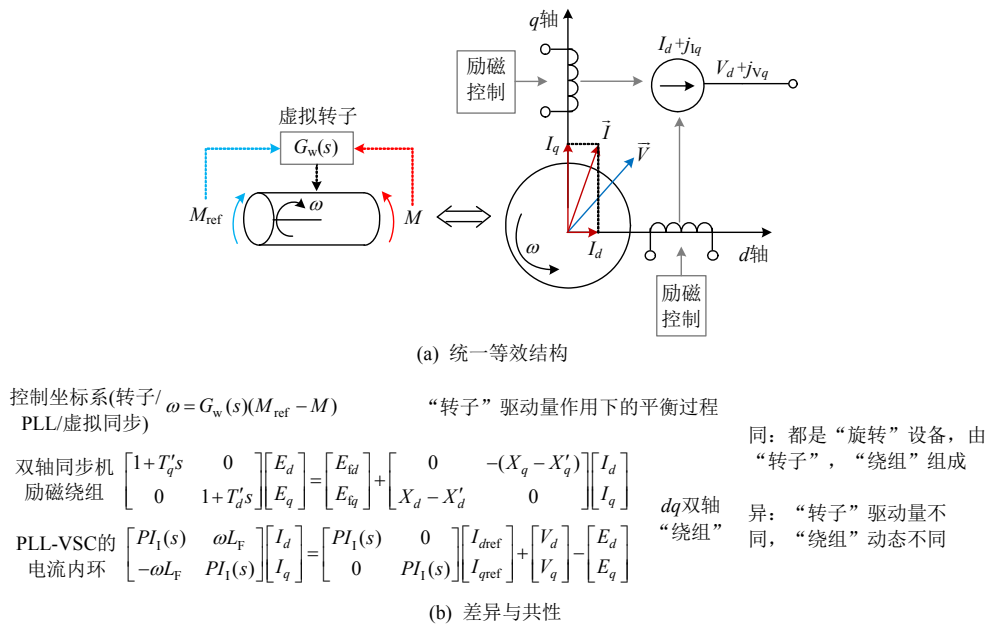


图4 双励同步机下的统一理解

Fig. 4 Unified understanding of the perspective of dual axis synchronous machines

2.1 “转子”同步的统一理解

如图4(b)所示(符号意义在3.3节详细给出)，同步机与变流器的控制坐标系动态均可表示为 $\omega = G_w(s)(M_{ref} - M)$ 。其中， M 表示设备的同步信号，在PLL-VSC中 M 为电压q轴分量，在VSG/同步机中 M 为有功功率； $G_w(s)$ 为同步动态过程，表示为惯性环节或PI环节。

在同步机中，该动态方程的物理意义是转子在输入功率与输出功率的不平衡驱动下改变转速，调节控制坐标系相位。对于变流器而言，该方程本身反映的是在参考量 M_{ref} 与反馈量 M 不平衡下的控制动态，改变控制坐标系的旋转速度。将变流器同步控制的参考量与转子输入功率类比，反馈量与转子输出功率类比，如图4(a)所示，可将变流器控制坐标系相位理解为虚拟转子的相位，但变流器虚拟转子的驱动量 M 可自由选择，这点与同步机不同。在虚拟“转子”结构下，借鉴功角稳定的物理意义，

同步机与变流器的同步过程可统一描述为：在“转子”驱动量与其参考量的不平衡作用下，“转子”调整控制坐标系相位达到平衡，实现设备控制坐标系与电网的同步(即“虚拟功角” δ 同步，如图1所示)。

2.2 dq轴等效电路的统一理解

对比图4(b)所示的双励同步机与PLL-VSC的dq轴动态可以发现，PLL-VSC的内环控制、滤波电感和双励同步机的励磁绕组、定子电枢均表征了设备电压/电流dq轴分量间的关系，区别在于动态方程形式不同。(注：双馈风机也是典型的双励发电机结构，其励磁电势为交流量，本文不对此深入讨论，将在后续研究继续展开)。

为了便于理解两者的工作原理，同步机与变流器的dq轴动态可被统一表示为电路形式，如图5所示。其中，同步机通常被理解为暂态/次暂态内电势幅值恒定的电压源，其转子绕组与定子电枢可等

效为 dq 轴电路下的阻抗^[4]。类似地，变流器电压/电流的 dq 轴动态环节也能等效成电路中的阻抗或导纳^[17]，可与双励同步机“绕组”所等值的电路进行类比，故能将其理解为虚拟“绕组”。需要说明的是，两者机侧能量注入方式有所不同，同步机是磁场能量到电场能量的转换过程，变流器是电路上直接从直流侧向交流侧注入能量，能量注入的差异也是两者 dq 轴电路动态不同的原因之一。相应地，有了“转子”与“绕组”的等效，PLL-VSC 的功率/直流电压控制和 VSG 的无功外环控制可等效理解为“励磁控制”系统。

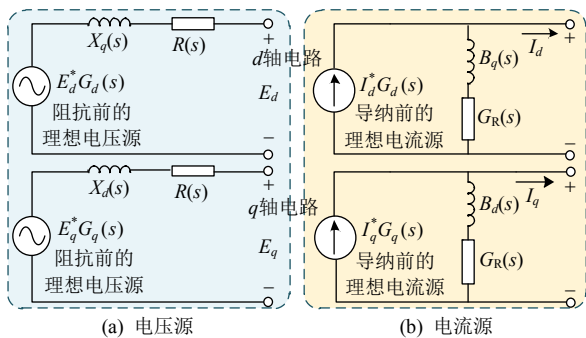


图 5 设备 dq 轴等效电路

Fig. 5 Device dq axis equivalent circuit

经过上述类比可以发现，变流器与同步机具有完全相同的等效结构，都可统一用“双励同步机”描述。两者均由等效的“转子”和 dq 轴“绕组”组成，分别主导设备的同步动态过程与电路动态过程。

3 基于双励电流源同步机的建模

3.1 基于电流源的设备建模思路

状态空间模型的输出变量采用电压/电流，在等效电路模型中对应的是电压源建模/电流源建模。但变流器在同步稳定分析时究竟采用何种建模方法尚缺乏科学的解释。本节将兼顾设备模型鲁棒性与分析便捷性，提出同步机与变流器的统一电流源建模思路。

1) 设备模型的鲁棒性。

为了避免稳定性分析结果在考虑建模误差等因素后急剧变化，设备模型需要具有鲁棒性^[22]。例如，设频域模型为 $y=T(s)u$ (当 y 为输出电压或电流时，对应的 $T(s)$ 为阻抗或导纳传递函数矩阵，如图 5 所示)，该模型是否鲁棒可以从物理和数学 2 个角度考虑：

①物理依据：内阻抗越小，设备越接近电压源，

那么利用电压源加阻抗的建模方法具有较高的鲁棒性；反之电流源加导纳具有较高的鲁棒性。

②数学依据：阻抗或导纳矩阵的无穷范数(最大奇异值， $\forall \omega: \bar{\sigma}(Z(j\omega))$ 或 $\forall \omega: \bar{\sigma}(Y(j\omega))$)越小，基于电压源/电流源描述模型鲁棒性越高。

注：奇异值大意味着设备模型对外部误差的放大倍数更大，未建模部分造成的误差可能会使稳定裕度大幅变化^[22]。例如，设电压源建模下 PLL-VSC 并网系统的开环传函为 $L(s)=Y_g(s)Z_{VSC}(s)$ ，考虑网络模型 $Y_g(s)$ 存在建模误差，则考虑摄动后开环传函为 $\tilde{L}(s)=Y_g(s)Z_{VSC}(s)+\Delta_{ei}(s)Z_{VSC}(s)$ ，其中 $\Delta_{ei}(s)$ 表征网络模型不确定量。若 $Z_{VSC}(s)$ 奇异值大，意味着某些摄动方向上 $\Delta_{ei}(s)Z_{VSC}(s)$ 可能会非常大，导致 $\tilde{L}(s)$ 与 $L(s)$ 存在较大差异，此时频域分析得到的稳定裕度会大幅变化，导致结果不可靠。另外，从数值仿真分析看，截断误差会在设备模型中放大，造成误差传播^[24]。上述两种情况还将在后文算例中进一步讨论。

在同步稳定分析的频段内，变流器采用电流源或电压源模型的鲁棒性讨论参照附录 A，此处只给出对应结论，如表 1 所示(其中 $F(s)=\begin{bmatrix} s & -\omega_0 \\ \omega_0 & s \end{bmatrix}$)。

2) 分析的便捷性。

由表 1 可知，同步机/VSG 建模为电压源，PLL-VSC 建模为电流源具有非常好的鲁棒性，适用于稳定裕度分析，但对应的网络接口变量不统一，使得网络模型变得复杂。为了方便直观理解互联系统同步稳定机理，可进行统一建模。如表 1 所示，变流器和同步机统一建模为电流源有较好的鲁棒性。

另外，在单 PLL-VSC 并网系统的同步稳定分析中，已经有大量研究表明，电流源建模相较于电压源建模有着将输出同步转化为状态同步的优势，便于采用解析方法进行分析^[16,23]。诺顿等效下同步机/VSG 等值为节点注入电流后，其等值电流相位也仍为状态变量，同样方便分析，且已在传统电力系统的数值仿真中大量应用^[4]。

将变流器与同步机均建模为电流源，同步机的等效电流由内电势诺顿等效得到^[4]，如图 6 所示。在采用六阶模型或四阶模型时， E_{dq} 与 X_{dq} 为次暂态/暂态参数。VSG 网侧滤波器与变压器等效电抗可视作诺顿等效的阻抗，大小与同步机暂态电抗相近，因此诺顿等效后与同步机特性相似。

表 1 设备不同建模方式的比较

Table 1 Comparison of equipment external characteristics modeling

建模方法	VSG/同步机: 电压源建模 PLL-VSC: 电流源建模	VSG/同步机: 诺顿等效的电流源建模 PLL-VSC: 电流源建模	VSG/同步机: 电压源建模 PLL-VSC: 电压源建模
鲁棒性	鲁棒性最好 矩阵形式复杂:	鲁棒性较好 对称阻抗矩阵:	鲁棒性不佳 对称导纳矩阵:
网络模型特征	$\begin{bmatrix} N_{11} \otimes F(s) & N_{12} \\ N_{21} & N_{22} \otimes F^{-1}(s) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \otimes F(s)$	$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \otimes F^{-1}(s)$
小扰动分析	网络失去对称性等特征, 部分基于输入输出稳定性分析的方法应用困难	闭环模型结构与传统电力系统类似, 方便借鉴经典方法分析	闭环模型结构与传统电力系统类似, 方便借鉴经典方法分析
大扰动分析	转换为状态同步解析分析简洁 电流限幅下网络模型处理复杂	转换为状态同步解析分析简洁 电流限幅下方便处理网络模型	输出同步解析分析复杂 电流限幅下方便处理网络模型
指导控制	电压源与电流源特性难以类比, 不便指导电流约束下的支撑控制	构网/跟网设备结构差异实现参数化, 可通过参数优化, 指导电流约束下的支撑控制	电压源与电流源特性难以类比, 不便指导电流约束下的支撑控制

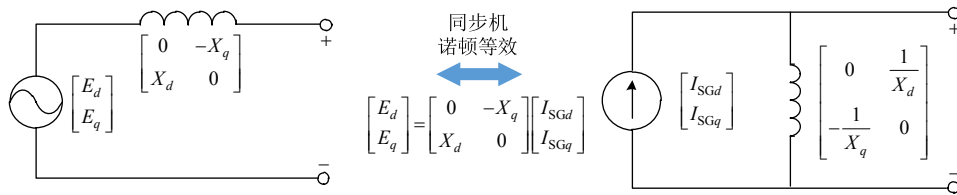


图 6 同步机诺顿等效

Fig. 6 Norton equivalence of synchronous machine

更重要的是, 变流器存在电流限幅约束, 这决定了其在过流后必须以电流源模式运行。VSG 如果采用电压源建模, 电流限幅控制会导致动态模型存在频繁切换, 不利于同步稳定分析, 也给 VSG 的改进控制带来挑战^[5]。而从电流源视角理解 VSG 的同步具有更便捷的优势, 例如, VSG 在电流饱和前后均为电流源特性, 区别仅在于 VSG 并网节点是否存在诺顿等效的对地电感支路, 采用成熟的追加支路等方法可方便地处理网络模型。另外, 将构网设备等效为电流源后, 构网/跟网设备的结构差异实现了参数化, 则传统的构网/跟网设备只是某个参数下的特例, 可进一步对参数优化寻求更优的同步控制; 基于功率-电流的雅克比矩阵更方便地对构网设备和跟网设备类比, 可深入探索支撑能力与参数的关系, 进而指导跟网设备设计支撑控制。

3.2 设备同步动态的数学描述方法

本节侧重论述 PLL-VSC 与同步机的建模方法, 如图 7 所示。VSG 建模方法同理, 在此不再赘述。

同步信号的统一: 同步机/VSG 与 PLL-VSC 的同步信号分别为有功功率和端口电压 q 轴分量。有文献指出 PLL-VSC 在单位功率因数下运行时其同步信号可视作是无功功率, 电流幅值为同步回路的增益系数^[21]。但当 PLL-VSC 运行在非单位功率因数时, 无功功率描述不够准确, 此时 q 轴电压为

$$V_q = \frac{S}{I} \sin(\theta_v - \theta_l + \theta_{dq1}) = \frac{S}{I} \sin(\varphi - \varphi_0) = \frac{-\sin \varphi_0 P + \cos \varphi_0 Q}{I} \quad (1)$$

式中: $S=VI$ 为端口复功率幅值; φ 为功率因数角; $\varphi_0 = -\theta_{dq1}$ 为功率因数角参考值。

同步机/VSG 的同步信号可表示为

$$P_M - P = S_0 \cos \varphi_0 - S \cos \varphi \quad (2)$$

式中同步机/VSG 的 S_0 和 φ_0 为稳态下平衡点处复功率幅值和功率因数角。

在额定工作点附近同步机/VSG 的同步信号近似为 $S_0(\cos \varphi_0 - \cos \varphi)$ 。可以发现, 同步机与变流器同步信号都是功率因数角的函数 $f(\varphi_0, \varphi)$, 两者的同步均可视作电流相位对并网点电压相位的跟踪, 以保证最终两者相位差为 φ_0 , 即同步过程可理解为功率因数的跟踪过程^[28] (对于同步机而言, 同步是功角跟踪其稳态值, 诺顿等效后表现为功率因数角的跟踪)。

同步方程的统一: 同步机和 VSG 的同步动态为一阶惯性环节 $1/(2Hs+D)$, PLL-VSC 的同步动态为 PI 控制 $k_{pll p} + k_{pll i}/s$ 。在控制理论中两者均可理解为反馈控制器, 在设计控制时采用超前滞后传递函数 $K(s+b)/(s+a)$ 可将一阶惯性和 PI 控制统一, 进一步写为 $(T_p s + K_I)/(T_I s + K_D)$ 。统一同步机制的时域方程

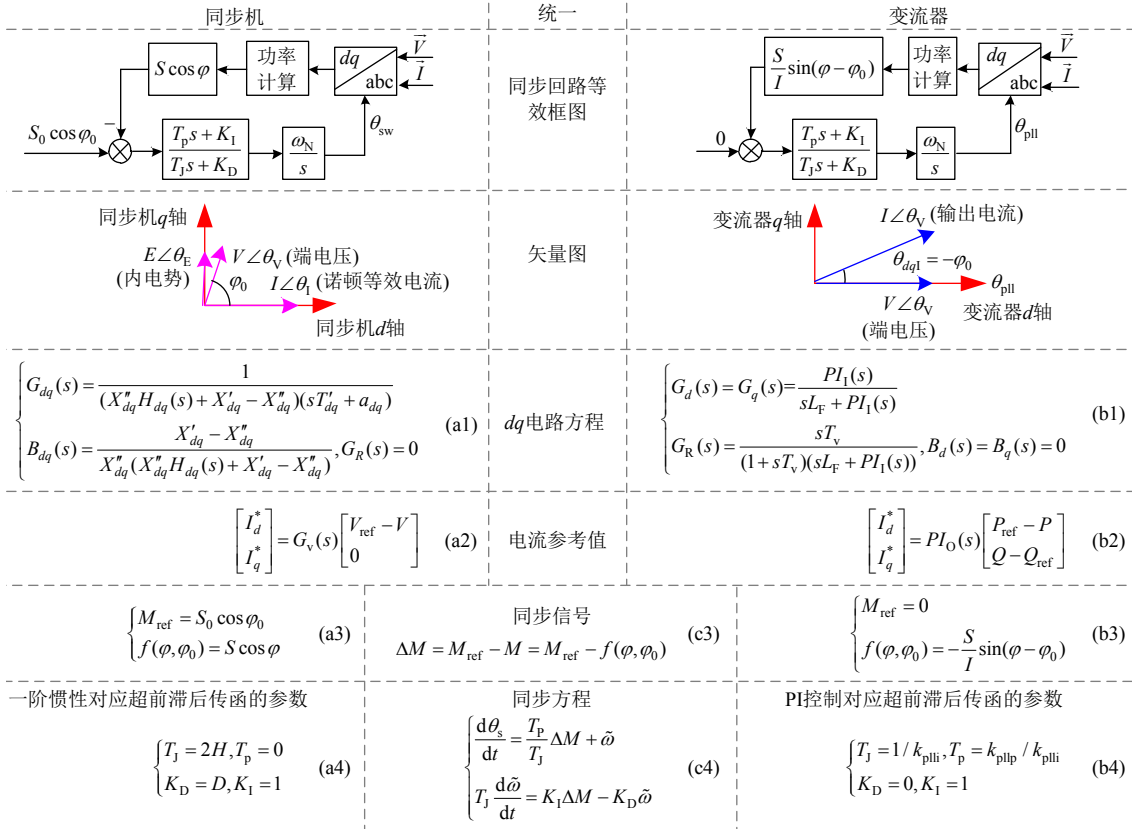


图 7 变流器与同步机同步机制的统一建模

Fig. 7 Unified Modeling of Synchronization Mechanism between Converter and Synchronous Machine

如图 7c 中(4)所示。

3.3 设备 dq 轴等效电路动态的数学描述方法

变流器与同步机的电流动态均可写为

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} G_d(s) & 0 \\ 0 & G_q(s) \end{bmatrix}}_{\mathbf{G}(s)} \begin{bmatrix} I_d^* \\ I_q^* \end{bmatrix} - \underbrace{\begin{bmatrix} G_R(s) & B_q(s) \\ B_d(s) & G_R(s) \end{bmatrix}}_{\mathbf{Y}(s)} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (3)$$

电流方程对应等效电路图见图 5(b), $\mathbf{G}(s)$ 与 $\mathbf{Y}(s)$ 的具体表达式见图 7 中(a1)、(b1)。PLL-VSC 的电流参考值由外环控制给定(本节以 PQ 外环为例,其他外环同理,在此不再赘述),同步机电流参考值由励磁控制给定,见图 7 中(a2)、(b2),具体推导见附录 A。其中, $PI_I(s)$ 和 $PI_O(s)$ 表示内环和外环 PI 控制方程; T_v 是内环前馈滤波常数; L_F 是滤波电感; T'_{dq} 和 T''_{dq} 分别为 dq 轴的暂态/次暂态时间常数; X'_{dq} 和 X''_{dq} 是 dq 轴暂态/次暂态电抗; $a_d = (X_d - X''_d) / (X'_d - X''_d)$; $a_q = (X_q - X''_q) / (X'_q - X''_q)$; $H_{dq}(s) = (T''_{dq}T'_{dq}s^2 + (T'_{dq} + T''_{dq}a_{dq})s + 1) / (a_{dq} + sT'_{dq})$; $G_v(s)$ 为励磁控制方程。VSG 同样可以写为式(3)的形式,区别在于 VSG 的 $\mathbf{G}(s)$ 与 $\mathbf{Y}(s)$ 为电压-电流双环控制动态,对此不再展开。

所建立的电流方程考虑了 PLL-VSC 和同步机

的全阶动态。在传统电力系统分析中,同步机的模型根据分析需求可降阶为简化实用模型。对于 PLL-VSC 而言,在分析不同问题时也可根据需求降阶为简化实用模型:当分析锁相环主导的稳定性时,根据奇异摄动理论可知,当内环与滤波电动态远快于锁相环,且其主导特征值均在左半平面时,可忽略前馈和内环快动态,即 $\mathbf{G}_{VSC}(s)=1$, $\mathbf{Y}_{VSC}(s)=0$ 。当外环动态远慢于锁相环时,可进一步简化,认为 I_d^* 与 I_q^* 不变。因此,根据同步稳定分析需求,也可将 PLL-VSC 的模型降阶为简化模型,如表 2 所示。

表 2 PLL-VSC 不同阶数的模型表示

Table 2 Model representation with different orders				
内容	10 阶	8 阶	4 阶	2 阶
$\mathbf{G}_{VSC}(s)$	图 7(b1)	图 7(b1)	$1_{2 \times 2}$	$1_{2 \times 2}$
$\mathbf{Y}_{VSC}(s)$	图 7(b1)	$0_{2 \times 2}$	$0_{2 \times 2}$	$0_{2 \times 2}$
外环	图 7(b2)	图 7(b2)	图 7(b2)	$I_{dq}^* = I_{dq0}^*$

3.4 讨论

基于双励同步机概念与电流源建模方法,构网设备与跟网设备被统一表征为双励电流源同步机模型,两者的区别被转化为参数与功率因数的不同,实现了结构差异参数化。例如,两者等效“绕

组”被表示为参数不同的二阶导纳形式(图 7(a1)与(b1)); 另外, 如式(1)所示, PLL-VSC 与构网设备“转子”驱动量的差异可理解为功率因数不同, 当 PLL-VSC 运行功率因数为 0 时, $V_q=P/I_q$, PLL-VSC 等效为有功功率同步; PLL-VSC 运行功率因数为 1 时, 则等效为无功功率同步。因此, 以功率因数为 0 的 PLL-VSC 为例, 其控制参数设计成与构网设备对应环节相同时, 同样可以表现为构网的特性^[21]。

4 同步稳定分析

4.1 同步稳定的定义

在物理学中, 同步被定义为振荡子之间因为相互作用而导致的相位调整, 同步稳定指各个振荡子维持同步的能力^[23]。本文侧重于考虑频率同步(相角锁定), 其含义具体如下: 在含有 n 个振荡子的复杂系统, 第 i 个振荡子的相位为时间 t 的函数, 表示为 $\theta(t)$, 频率则表示为 $\dot{\theta}(t)$ ^[23], 系统中每个振荡子的频率将收敛到一个共同频率值, 此时各振荡子间的相位差也维持恒定。

网络建立状态空间方程, 与设备子系统的状态空间模型相连接得到互联系统的状态空间模型, 如图 8 所示。该系统中振荡子同步即为各设备在网络耦合下的同步。有了双励电流源同步机模型与传统同步机模型的对比, 可将互联系统同步稳定描述为“虚拟功角”的同步稳定^[23], 即设备控制坐标系相位间的相角锁定, 其数学定义为

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \delta_{ij}(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} \theta_{si}(t) - \theta_{sj}(t) = \delta_{ij0}, \quad \forall i, j \quad (4)$$

式中 θ_{si} 为第 i 个设备的控制坐标系相位。

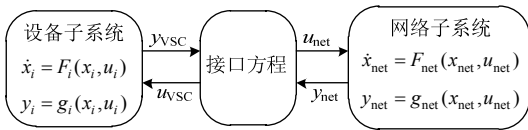
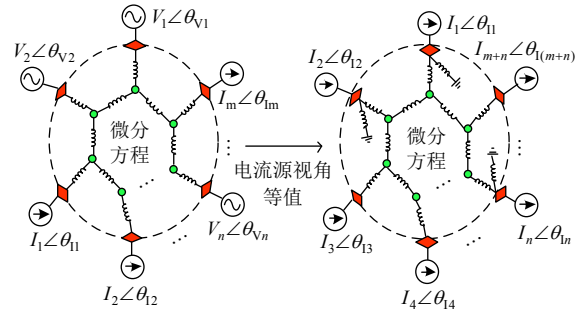


图 8 状态空间模型示意图

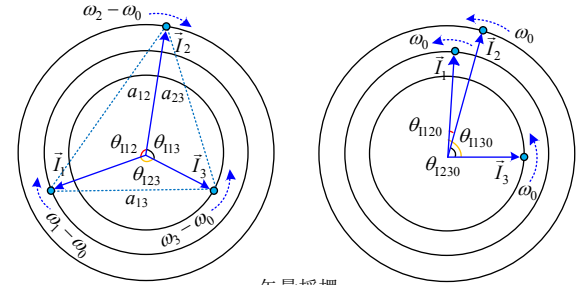
Fig. 8 Schematic diagram of state space model

传统电力系统的功角稳定是式(4)的等效描述(控制坐标系相位与内电势相位重合), 对应于电流源视角下的互联系统: 变流器内环主导的稳定是电气谐振稳定^[6], 当内环稳定且足够快的前提下, 即上文所述可忽略内环动态, 简化后同步机与变流器的电流相位为“虚拟功角”的代数方程; 此时, 同步稳定也可描述为变流器输出电流和同步机/VSG 诺顿等效电流的相角锁定, 如图 9 所示。

值得一提的是, 虚拟功角与简化模型下的电流



(a) 系统的等值示意图



(b) 电流矢量同步示意图

图 9 多机互联系统的示意图

Fig. 9 Schematic diagram of interconnection system

相位都是状态变量, 可借鉴传统电力系统的状态同步特性认识互联系统的复杂同步问题^[23]。在稳态下, 虚拟功角与电压相位重合, 在工程中可以用设备电压的相位差做实用化的同步稳定判据。

4.2 网络的简化模型

由于变流器动态与网络动态深度耦合, 传统机电模型完全忽略网络动态会引起较大误差^[2]。为弥补这一问题, 下文将在设备控制坐标系下建立网络模型, 在保证精度的同时简化互联系统的复杂度。

不失一般性且为了表述简单, 在如图 9(a)所示系统中, 网络仅考虑电感而忽略电阻和对地电容。节点消去后, L_{ij} 表示工频标么值下节点 i 与节点 j 间的等效电感值, 网络动态方程可写为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} V_{id} \\ V_{iq} \end{bmatrix} = \sum_{j=1}^n T_{ji} \left(\omega_j L_{ij} \begin{bmatrix} -I_{jq} \\ I_{jd} \end{bmatrix} + \frac{L_{ij}}{\omega_0} \begin{bmatrix} \frac{dI_{jd}}{dt} \\ \frac{dI_{jq}}{dt} \end{bmatrix} \right) \\ T_{ji} = \begin{bmatrix} \cos \delta_{ij} & \sin \delta_{ij} \\ -\sin \delta_{ij} & \cos \delta_{ij} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (5)$$

式中: $\omega_0=100\pi(\text{rad/s})$; ω_j 为第 j 个设备控制坐标系旋转角频率; V_{idq} 和 I_{idq} 表示节点 i 的节点电压和注入电流在自身控制坐标系的 dq 轴分量; T_{ji} 表示节点 j 控制坐标系到节点 i 控制坐标系的变换矩阵。式(5)的详细推导见附录 B。

和传统机电暂态模型相比,上述方法将设备角频率变化与线路动态的耦合表示在代数项 $\omega_j L_{ij}$ 中,避免了忽略微分动态后造成误差较大的问题,精度对比具体见后文算例。类似地,在忽略网络动态后,RL 负荷也可作为无源节点消去,如式(6)所示。此外,可将吸收功率的储能等负荷看成并网设备并在自身坐标系建立实用化模型。

$$\begin{bmatrix} V_{id} \\ V_{iq} \end{bmatrix} = \sum_{j=1}^n \left(T_{ji} \begin{bmatrix} R_{ij} & -\omega_j L_{ij} \\ \omega_j L_{ij} & R_{ij} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{jd} \\ I_{jq} \end{bmatrix} \right) \quad (6)$$

4.3 互联系统的简化模型

以图 9(a)所示系统为例,纯感性网络连接 n 个 PLL-VSC 和 m 个同步机的系统。结合表 2 的简化 2 阶设备模型和式(6)的网络简化模型,可在图 7 中(c4)基础上,形成第 i 个设备电流相位 θ_{li} 与网络的闭环二阶方程:

$$\begin{cases} \frac{d\theta_{li}}{dt} = \frac{T_{pi}}{T_{ji}} (M_{refi} - \sum_{j=1}^n I_j \omega_j L_{ij} \sin(\theta_{ij} - \alpha_i)) + \tilde{\omega}_i \\ T_{ji} \frac{d\tilde{\omega}_i}{dt} = M_{refi} - K_{li} \sum_{j=1}^n I_j \omega_j L_{ij} \sin(\theta_{ij} - \alpha_i) - K_{Di} \tilde{\omega}_i \end{cases} \quad (7)$$

式中:电流幅值为定值; $\theta_{li} = \theta_{si} + \theta_{dqli}$; $\theta_{ij} = \theta_{li} - \theta_{lj}$, 同步机 $\alpha_i = 0$; 变流器 $\alpha_i = \theta_{dqli} + \pi/2$; 其余变量具体含义见图 7。

由于 $\omega_i = d\theta_i/dt + \omega_0$,进一步可将式(7)的平衡点平移到原点,简化过程见附录 B,可得:

$$\begin{cases} \frac{d\theta_{li}}{dt} = \frac{N_i T_{pi}}{T_{ji}} [M_{refi} - \sum_{j=1}^n I_j X_{ij} \sin(\theta_{ij} - \alpha_i)] + \tilde{\omega}_i - \frac{T_{pi}}{T_{ji}} \sum_{j=1}^n I_j \frac{L_{ij}}{\omega_0} \sin(\theta_{ij} - \alpha_i) \tilde{\omega}_j \\ T_{ji} \frac{d\tilde{\omega}_i}{dt} = M_{refi} - K_{li} \sum_{j=1}^n I_j X_{ij} \sin(\theta_{ij} - \alpha_i) - \frac{K_{li} T_{pi}}{T_{ji}} \sum_{j=1}^n I_j \frac{L_{ij}}{\omega_0} \sin(\theta_{ij} - \alpha_i) \tilde{\omega}_j - K_{Di} \tilde{\omega}_i \end{cases} \quad (8)$$

式中: $X_{ij} = L_{ij}$ 表示节点 i 和节点 j 之间在工频下的等效感抗; $N_i = 1 + K_{pi} I_i (X_{ii}/\omega_0) \sin \alpha_i$; $\tilde{\omega}_i$ 为工频的相对角频率,稳态下为 0。

式(8)构成了互联系统同步稳定分析的简化模型,后文简称简化模型。进一步,将式(8)进行线性化,可得

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H} \end{bmatrix}}_{\mathbf{M}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta \dot{\theta} \\ \Delta \dot{\tilde{\omega}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} = \underbrace{\begin{bmatrix} K_p N_{lm} & \mathbf{I} + K_p N_{Re} \\ N_{lm} & D_{SG} + N_{Re} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta \theta \\ \Delta \tilde{\omega} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \quad (9)$$

式中: $\Delta \theta = [\Delta \theta_{VSC}, \Delta \theta_{SG}]^T$; $\Delta \tilde{\omega} = [\Delta \tilde{\omega}_{VSC}, \Delta \tilde{\omega}_{SG}]^T$;

$\mathbf{K}_p = \text{diag}\{N_1 T_{p1}/T_{j1}, \dots, N_{(m+n)} T_{p(m+n)}/T_{j(m+n)}\}$; N_{lm} 的非对角元素 $N_{lm(i,j)} = I_i I_j X_{ij} \cos(\theta_{ij} - \alpha_i)$, 对角元素为 $N_{lm(i,i)} = \sum_{j=1, j \neq i}^{m+n} I_i I_j X_{ij} \cos(\theta_{ij} - \alpha_i)$; N_{Re} 的元素为 $N_{Re(i,j)} = -I_i I_j X_{ij} \sin(\theta_{ij} - \alpha_i)$; $\mathbf{H} = \text{diag}\{T_{j1}, \dots, T_{j(m+n)}\}$; $\mathbf{D}_{SG} = -\text{diag}\{K_{D1}, \dots, K_{D(m+n)}\}$ 。

4.4 小干扰同步稳定充分条件

在式(9)所示的互联系统中,一个重要的科学问题是该系统如何在平衡点邻域内维持同步稳定,即互联系统同步稳定的条件,可利用线性化方法分析。

式(9)所示系统存在一个零特征值和 $2(m+n-1)$ 个共轭的复特征值。其中零特征值意义类似于传统同步机的惯量中心,表征互联系统频率“中心”,而其他共轭复根表征了各个设备相对摇摆模态,当共轭复根实部小于 0 表示系统是同步稳定的。物理意义为:在平衡点的邻域内,扰动后各个设备的相位最终会形成满足 $\Delta \theta_{ij} = 0$ 的平衡流形,各个设备的频率等于零特征值对应的“中心频率”。

定理 1 (小干扰同步稳定条件): 当 K_p 与 D_{SG} 中参数为正且足够大(远大于 N_{Re} 中元素)时,式(9)中共轭复根的特征根实部都小于 0,互联系统可保持同步稳定;反之可能失稳。

证明: 见附录 C。

值得特别指出的是,构网设备的惯量系数远远大于 PLL-VSC 锁相环时间常数的情况为式(9)的一种特例,上述充分条件仍然满足,此时系统同步过程为: PLL-VSC 子系统的同步动态为快流形,先实现同步稳定;构网设备子系统同步动态为慢流形,其内部同步过程中 PLL-VSC 的相位可认为是理想跟随构网设备相位,直到构网设备子系统实现同步。

通过上述定理可推知, N_{Re} 元素表征设备频率变化与网络耦合的阻尼效应,在 PLL-VSC 中表现为负阻尼。如果网络建模为传统工频相量下的机电模型,相当于式(9)中 $N_{Re} = 0$,即忽略了网络耦合下的负阻尼效应。另外,设备中 K_p 与 D_{SG} 为阻尼系数,大于 0 时呈现正阻尼作用。当阻尼系数可补偿网络负阻尼时,能保障平衡点处的同步稳定;若阻尼系数不足以补偿网络负阻尼,则系统会发生同步失稳。

上述分析结果是在线性化模型下进行的,如何利用简化模型式(8)将传统的暂态功角稳定分析方法拓展到互联系统的暂态同步稳定分析中,是未来

需进一步开展的工作。

5 算例

在 MATLAB/Simulink 中搭建仿真模型, 验证上述理论的合理性, 所用参数见文献^[9,26]。

1) 设备模型鲁棒性分析验证。

在单机 PLL-VSC 并网系统中验证设备电压源建模和电流源建模的鲁棒性, 此时网络模型分别记为导纳 $Y_g(s)$ 和阻抗 $Z_g(s)$ 。为表征网络不确定性, 对网络模型进行大小相同、方向任意的摄动, 得到考虑不确定性的网络模型 $Y_g(s)+\Delta_{ei}$ 和 $Z_g(s)+\Delta_{ei}$, 其中, $\Delta_{ei} = \delta_{ei} e^{j\theta_{ei}}, \theta_{ei} \in [0, 2\pi)$ 。以相同强度的扰动 $\delta_{ei}=5\%$ 为例, 奇异值更大的设备模型对外部误差更灵敏, 会导致锁相环主导特征值误差更大, 结果如图 10 所示。由图 10 可知, 相同强度扰动下电压源建模相比于电流源建模的锁相环主导特征值变化更大, 这与奇异值所分析的结果一致, 说明同步稳定分析时采用电流源模型具有更好的鲁棒性。

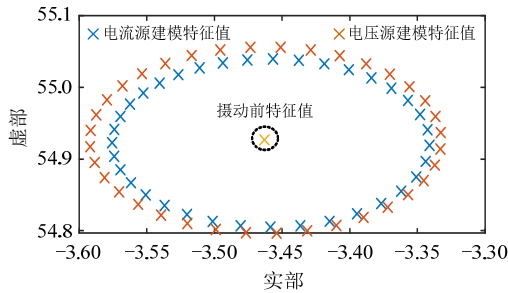


图 10 扰动下锁相环主导特征值变化

Fig. 10 Change in perturbation eigenvalues

进一步, 采用上述模型验证仿真时的数值鲁棒性。在 0.05s 时在 PLL-VSC 端口注入电流扰动, 分别采用步长 $10^{-4}s$ 、 $10^{-5}s$ 、 $10^{-6}s$ 进行仿真, 结果如图 11 所示, 可以发现, 电压源建模相比于电流源建模需要更小的步长才能实现仿真的数值稳定, 说明 PLL-VSC 采用电流源模型具有更好的数值鲁棒性。

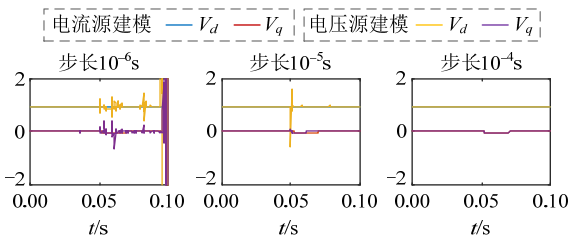


图 11 不同步长下的仿真结果

Fig. 11 Simulation results under different step sizes

2) 互联系统简化模型有效性验证。

搭建 2 区 4 机模型^[26]验证简化模型的有效性(2 区域各接入一个 PLL-VSC 和同步机), $t=0.1s$ 时, 在节点 5 施加三相接地短路故障, 并在 $t=0.2s$ 时清除, 比较详细电磁模型(模型 1), 传统机电模型(模型 2)和所提简化模型(模型 3)的时域响应轨迹。图 12 分别给出变流器的 q 轴电压分量的响应波形。可以看到简化模型与电磁模型在故障清除后的首摆轨迹相近, 而传统机电模型与两者有较大的偏差, 验证了简化模型的有效性, 说明简化模型可较为准确地描述互联系统的同步稳定动态特性, 相比于传统机电模型有着更小的误差。

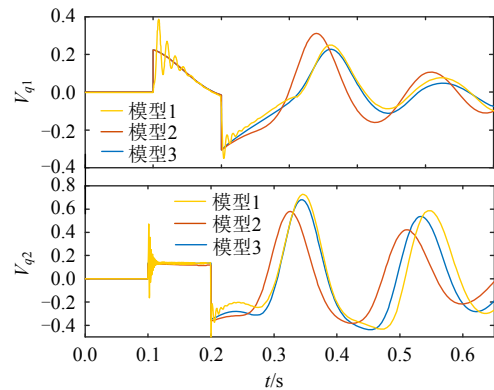


图 12 故障下模型的时域响应对比

Fig. 12 Time domain response comparison of models

3) 同步稳定分析验证。

在 2 区 4 机模型中, $t=0.5s$ 时, 对 2 台变流器均施加相位扰动, 锁相环输出相位均突增 1rad, 改变 PLL-VSC 的比例项参数, 以变流器和同步机电流相位差 θ_{12} 为例观察系统的稳定性, 如图 13 所示。

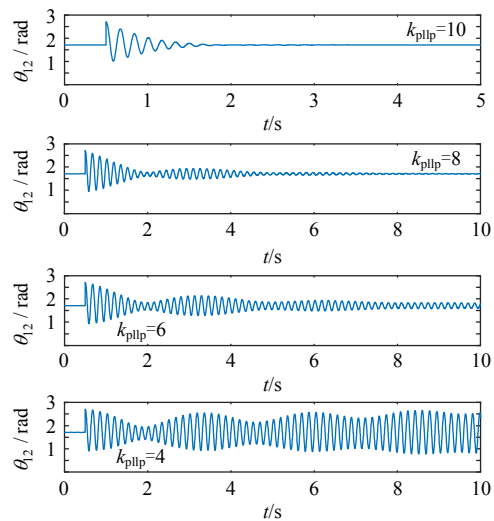


图 13 小扰动时域响应波形

Fig. 13 Small disturbance time domain response

其中, 当 $k_{pilp}=4$ 时, 系统振荡失稳; k_{pilp} 大于

4 时, 振荡逐渐收敛, 系统最终稳定。以 D_{VSC} 最小对角元素大于 N_{Re} 最大元素的 10 倍为条件, 计算得到 $k_{pll} > 15$, 即: 当 $k_{pll} > 15$ 时, 系统必然是小扰动稳定的, 也验证了定理 1 中结论的正确性。

6 结论

1) 同步机和变流器可统一理解为“双励同步机”, 两者的动态都包含“转子”的同步动态过程和“绕组”的电路动态过程, 区别在于“绕组”动态与“转子”驱动量不同。

2) 基于双励电流源同步机的视角, 在不失鲁棒性的前提下, 同步机与变流器的同步特性可以统一表征为电流相位的状态同步, 且它们动态特性的差异可理解为部分参数的不同, 实现结构差异参数化, 方便通过参数优化改进电流限幅约束下变流器的同步控制设计。

3) 互联系统中, PLL-VSC 的锁相环比例系数或同步机阻尼系数较小时, 网络负阻尼效应可能导致系统不稳定; 提高锁相环比例系数和同步机阻尼系数有助于提升互联系统同步稳定性。

本文借助双励电流源同步机的概念对互联系统的同步稳定进行了初步探索, 未来需要进一步探索互联系统的其他稳定问题机理及其分析方法。

参考文献

- [1] 辛保安, 单葆国, 李琼慧, 等. “双碳”目标下“能源三要素”再思考[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(9): 3117-3125.
XIN Baoan, SHAN Baoguo, LI Qionghui, et al. Rethinking of the “Three Elements of Energy” toward carbon peak and carbon neutrality[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(9): 3117-3125(in Chinese).
- [2] 姜齐荣, 赵崇滨. 并网逆变器的电磁暂态同步稳定问题[J]. 清华大学学报: 自然科学版, 2021, 61(5): 415-428.
JIANG Qirong, ZHAO Chongbin. Electromagnetic transient synchronization stability with grid-connected inverters[J]. Journal of Tsinghua University: Science and Technology, 2021, 61(5): 415-428(in Chinese).
- [3] WANG Xiongfei, TAUL M G, WU Heng, et al. Grid-synchronization stability of converter-based resources — an overview[J]. IEEE Open Journal of Industry Applications, 2020, 1: 115-134.
- [4] 倪以信, 陈寿孙, 张宝霖. 动态电力系统的理论和分析[M]. 北京: 清华大学出版社, 2002.
NI Yixin, CHEN Shousun, ZHANG Baolin. Theory and Analysis of Dynamic Power Systems. Beijing: Tsinghua University Press, 2002(in Chinese).
- [5] HUANG Linbin, XIN Huanhai, WANG Zhen, et al. Transient stability analysis and control design of droop-controlled voltage source converters considering current limitation[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(1): 578-591.
- [6] 宫泽旭, 艾力西尔·亚尔买买提, 辛焕海, 等. 新能源电力系统并网设备小扰动稳定分析(二): 导出机理与稳定性分类探讨[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(14): 5126-5139.
GONG Zexu, YAERMAIMAITI A, XIN Huanhai, et al. Small signal stability analysis of grid-connected equipment in power system(Part II): discussion on mechanism derivation and classification of stability [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(14): 5126-5139(in Chinese).
- [7] AMIN M, MOLINAS M. Small-signal stability assessment of power electronics based power systems: a discussion of impedance- and eigenvalue-based methods [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(5): 5014-5030.
- [8] 辛焕海, 董炜, 袁小明, 等. 电力电子多馈入电力系统的广义短路比[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(22): 6013-6027.
XIN Huanhai, DONG Wei, YUAN Xiaoming, et al. Generalized short circuit ratio for multi power electronic based devices infeed to power systems [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(22): 6013-6027(in Chinese).
- [9] 辛焕海, 李子恒, 董炜, 等. 三相变流器并网系统的广义阻抗及稳定判据[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(5): 1277-1292.
XIN Huanhai, LI Ziheng, DONG Wei, et al. Generalized-impedance and stability criterion for grid-connected converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(5): 1277-1292(in Chinese).
- [10] 唐王倩云, 周保荣, 胡家兵, 等. 锁相同步型风机-同步机互联电力系统转子转速尺度暂态同步稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(20): 6900-6916.
TANG Wangqianyun, ZHOU Baorong, HU Jiabing, et al. Transient synchronous stability of PLL-based wind power-synchronous generation interconnected power system in rotor speed control timescale[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(20): 6900-6916(in Chinese).
- [11] 袁豪, 袁小明. 用于系统直流电压控制尺度暂态过程研究的电压源型并网变换器幅相运动方程建模与特性分

- 析[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(23): 6882-6892.
- YUAN Hao, YUAN Xiaoming. Modeling and characteristic analysis of grid-connected VSCs based on amplitude-phase motion equation method for power system transient process study in DC-Link voltage control timescale[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(23): 6882-6892(in Chinese).
- [12] MA Rui, LI Jinxin, KURTHS J, et al. Generalized swing equation and transient synchronous stability with PLL-based VSC[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2022, 37(2): 1428-1441.
- [13] TANG Yingjie, TIAN Zhen, ZHA Xiaoming, et al. An improved equal area criterion for transient stability analysis of converter-based microgrid considering nonlinear damping effect[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(9): 11272-11284.
- [14] HU Qi, FU Lijun, MA Fan, et al. Large signal synchronizing instability of PLL-based VSC connected to weak AC grid[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2019, 34(4): 3220-3229.
- [15] ZARIF MANSOUR M, ME S P, HADAVI S, et al. Nonlinear transient stability analysis of phased-locked loop-based grid-following voltage-source converters using Lyapunov's direct method[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(3): 2699-2709.
- [16] 张宇, 张琛, 蔡旭, 等. 并网逆变器的暂态同步稳定性分析: 稳定域估计与镇定控制[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(21): 7871-7883.
- ZHANG Yu, Zhang Chen, Cai Xu, et al. Transient grid-synchronization stability analysis of grid-tied voltage source converters: stability region estimation and stabilization control[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(21): 7871-7883(in Chinese).
- [17] 曾正, 邵伟华, 宋春伟, 等. 电压源逆变器典型控制方法的电路本质分析[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(18): 4980-4989.
- ZENG Zheng, SHAO Weihua, SONG Chunwei, et al. Circuit-based analysis of typical control schemes of voltage-source inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(18): 4980-4989(in Chinese).
- [18] 易相彤, 沈超, 彭也伦, 等. 基于同调等值的多变流器系统聚合降阶建模[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(15): 5664-5674.
- YI Xiangtong, SHEN Chao, PENG Yelun, et al. Aggregation reduced-order modeling of multi-converter systems based on coherency equivalence method[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(15): 5664-5674(in Chinese).
- [19] YANG Ziqian, YU Jiawei, KURTHS J, et al. Nonlinear modeling of multi-converter systems within DC-link timescale[J]. IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems, 2021, 11(1): 5-16.
- [20] 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, 2019, 10(1): 772-781.
- [21] LI Yitong, GU Yunjie, GREEN T C. Revisiting grid-forming and grid-following inverters: a duality theory [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2022, 37(6): 4541-4554.
- [22] 宫泽旭, 艾力西尔·亚尔买买提, 辛焕海, 等. 新能源电力系统并网设备小扰动稳定分析(一): 机理模型与稳定判据适用性[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(12): 4405-4418.
- GONG Zexu, YAERMAIMAITI A, XIN Huanhai, et al. Small signal stability analysis of equipment in renewable energy power system(Part I): mechanism model and adaptation of stability criterion[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(12): 4405-4418(in Chinese).
- [23] 黄林彬, 辛焕海, 鞠平, 等. 电力电子并网装备的同步稳定分析与统一同步控制结构[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(9): 10-25.
- HUANG Linbin, XIN Huanhai, JU Ping, et al. Synchronization stability analysis and unified synchronization control structure of grid-connected power electronic devices[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(9): 10-25(in Chinese).
- [24] LI Jiahang, LI Yitong, GU Yunjie. The impact of frame transformations on power system EMT simulation [J]. IEEE Transactions on Power Systems, doi: 10.1109/TPWRS.2023.3242823.
- [25] 许国瑞, 胡一平, 李伟力, 等. 双轴励磁同步电机同步电抗随运行工况的变化规律[J]. 电工技术学报, 2020, 35(2): 236-245.
- XU Guorui, HU Yiping, LI Weili, et al. The variation law of synchronous reactance along with the operation condition of dual-excited synchronous generator [J]. Journal of Electrical Engineering Technology, 2020, 35(2): 236-245(in Chinese).
- [26] 黄林彬. 高比例电力电子装备电力系统的同步稳定分析与控制设计[D]. 杭州: 浙江大学, 2020.

HUANG Linbin. Synchronization stability and control of power systems with high-penetration power electronics [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2020(in Chinese).

[27] HUANG Linbin, XIN Huanhai, YUAN Hui, et al.

Damping effect of virtual synchronous machines provided by a dynamical virtual impedance[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(1): 570-573.

[28] YANG Ziqian, ZHAN Meng, LIU Dan, et al. Small-signal synchronous stability of a new-generation power system with 100% renewable energy[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2023, 38(5): 4269-4280.

附录 A 变流器模型鲁棒性讨论

同步机以内电势为输出变量建模时, 其阻抗模型 $Z_{SG}(s)$ 推导可见^[4], 其方程为式(A1)。

当同步机采用诺顿等效时, 导纳模型 $Y_{SG}(s)$ 见图 7(a1), 与阻抗模型的区别在于将内电势通过等效电流(A2)进行变量代换。

$$\begin{cases} Z_{SG}(s) = \begin{bmatrix} 0 & -Z_q(s) \\ Z_d(s) & 0 \end{bmatrix} \\ Z_d(s) = \frac{\omega_{SG}(X'_d - X''_d)(T'_d s + a_d)}{T'_d T''_d s^2 + (T'_d + T''_d)s + 1} \\ Z_q(s) = \frac{\omega_{SG}(X'_q - X''_q)(T'_q s + a_q)}{T'_q T''_q s^2 + (T'_q + T''_q)s + 1} \end{cases} \quad (A1)$$

$$\begin{cases} I_q = e''_d / X''_q \\ I_d = -e''_q / X''_d \end{cases} \quad (A2)$$

PLL-VSC 采用电流为输出变量建模时, 其导纳模型 $Y_{VSC}(s)$ 推导见文献^[10]。PLL-VSC 采用内电势为输出变量建模时, 其阻抗模型为 $Z_{VSC}(s)$ 。

$Z_{SG}(s)$, $Z_{SG}^{-1}(s)$, $Y_{SG}(s)$ 和 $Z_{VSC}(s)$ 、 $Y_{VSC}(s)$ 、 $Y_{VSC}^{-1}(s)$ 在 0.1~1000Hz 的最大奇异值如图 A1 所示, 可表征模型的鲁棒

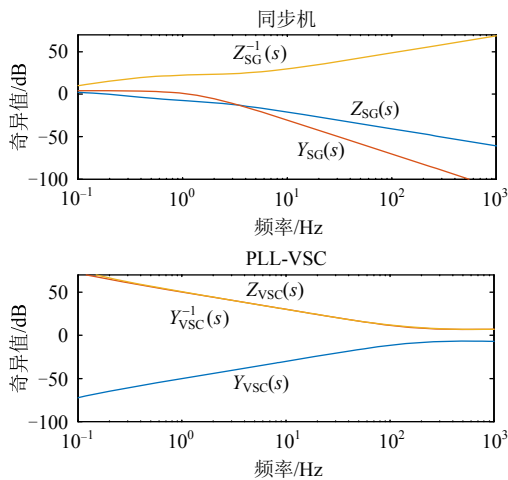


图 A1 同步机与变流器不同模型下的最大奇异值
Fig. A1 Maximum Singular Value of Synchronous Machine and Converter under Different Models

性。在同步机转子主导态的低频段, 内电势的电压源建模 ($Z_{SG}(s)$) 奇异值最小, 具有最好的鲁棒性; 其次鲁棒性较好的模型是诺顿等效下的电流源建模 ($Y_{SG}(s)$); 同步机直接以电流为输出的模型鲁棒性不佳 ($Z_{SG}^{-1}(s)$)。在锁相环主导的频段 (5~100Hz), PLL-VSC 以电流为输出的模型 ($Y_{VSC}(s)$) 鲁棒性最好, 其余两种建模方式鲁棒性相对欠佳。

附录 B 简化过程

定义矩阵 B 为系统机电模型下的导纳矩阵, 通过节点消去内部无源节点, 仅保留设备(同步机与变流器)节点。定义 N 为设备节点, M 为无源节点, 则节点消去后:

$$B^{\text{red}} = B_{NN} - B_{NM} \times B_{MM}^{-1} \times B_{MN} \quad (B1)$$

矩阵求逆后得到的 $X^{\text{red}} = (B^{\text{red}})^{-1}$, 其中每个元素 X_{ij} 的含义为节点 i 与节点 j 间的等效电抗。当节点 j 注入电流时, 其他节点开路, 节点 i 电压响应的动态方程表示为

$$\begin{cases} \frac{L_{ij}}{\omega_0} \frac{dI_{jd}}{dt} = V_{idj} + I_{jq} \omega_j L_{ij} \\ \frac{L_{ij}}{\omega_0} \frac{dI_{jq}}{dt} = V_{ij} - I_{jq} \omega_j L_{ij} \end{cases} \quad (B2)$$

式中 V_{idj} 表示节点 i 的电压在第 j 个设备控制坐标系下的 dq 轴分量。将电压 $V_{idj} + jV_{ij}$ 转化到设备 i 的 dq 坐标系下表示为

$$\begin{bmatrix} V_{idi} \\ V_{iqi} \end{bmatrix} = T_{ji} \begin{bmatrix} V_{idj} \\ V_{ij} \end{bmatrix} \quad (B3)$$

同理, 对 n 个注入电流的电压响应均转换至节点 i 控制坐标系进行叠加后可得正式式(5)。

由正式式(7)得式(B4)。

$$\begin{aligned} \frac{d\theta_{ij}}{dt} + \frac{T_{pi}}{T_{ji}} \sum_{j=1}^n I_j \frac{L_{ij}}{\omega_0} \sin(\theta_{ij} - \alpha_i) \frac{d\theta_{ij}}{dt} = \\ \frac{T_{pi}}{T_{ji}} (M_{\text{ref}} - \sum_{j=1}^n I_j X_{ij} \sin(\theta_{ij} - \alpha_i)) + \tilde{\omega}_i \end{aligned} \quad (B4)$$

多机下可写为式(B5)

$$(I_{n \times n} + \Delta A_{n \times n}) \dot{\theta}_{n \times n} = V_n \quad (B5)$$

式中: $\Delta A_{ij} = \frac{T_{pi}}{T_{ji}} I_j \frac{L_{ij}}{\omega_0} \sin(\theta_{ij} - \alpha_i)$; V_i 如式(B4)右半侧。

因为 $\|\Delta A\| \ll 1$ 成立, 故 $(I + \Delta A)^{-1} \approx I - \Delta A$, 从而有 $\dot{\theta} \approx (I - \Delta A)V_n$ 。再进一步忽略三角函数的二次项, 可得正式式(8)。

附录 C 定理 1 证明过程

定义线性变换矩阵:

$$T = \begin{bmatrix} I & -K_p H^{-1} \\ 0 & I \end{bmatrix} \quad (C1)$$

式中 $K_p H^{-1} = \text{diag}\{T_{p1}, \dots, T_{pn}, 0, \dots, 0\}$ 为对角矩阵。

对状态空间方程做线性变换 $T(M^{-1}A)T^{-1}$,

$$\begin{bmatrix} I_{n \times n} & 0 \\ 0 & H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \dot{x}_1 \\ \Delta \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & I \\ N_{\text{lm}} & \tilde{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_1 \\ \Delta x_2 \end{bmatrix} \quad (C2)$$

式中: $\tilde{D} = D_{VSC} + D_{SG} + N_{\text{Re}}$; $D_{VSC} = N_{\text{lm}}(K_p H^{-1})$ 。

式(C2)展开可得如下二次特征值问题:

$$H\lambda^2 + (-\tilde{D})\lambda + (-N_{\text{Im}}) = 0 \quad (\text{C3})$$

进一步, 考虑到这些接入设备间电压相角差较小, 则 N_{Im} 、 N_{Re} 、 D_{VSC} 和 D_{SG} 可近似为

$$\begin{cases} N_{\text{Im}} = \begin{bmatrix} N_{\text{Im}(1)} & N_{\text{Im}(2)} \\ 0 & N_{\text{Im}(4)} \end{bmatrix}, N_{\text{Re}} = \begin{bmatrix} N_{\text{Re}(1)} & 0 \\ N_{\text{Re}(3)} & 0 \end{bmatrix} \\ D_{\text{SG}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & D_{\text{SG}(4)} \end{bmatrix}, D_{\text{VSC}} = \begin{bmatrix} D_{\text{VSC}(1)} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{C4})$$

式中: $N_{\text{Im}(1)}$ 为对角阵; $N_{\text{Im}(1)}$ 对角元素为 $N_{\text{Im}(2)}$ 的行元素之和; $N_{\text{Im}(2)}$ 和 $N_{\text{Re}(3)}$ 为满阵; $N_{\text{Re}(1)}$ 和 $N_{\text{Im}(4)}$ 为对称满阵; D_{SG} 和 D_{VSC} 均为对角矩阵。

当 $D_{\text{VSC}} + D_{\text{SG}}$ 的对角元素均小于 0, 且绝对值远大于 N_{Re} 的元素时, 此时可以忽略 N_{Re} 的非对角元素, \tilde{D} 可近似为矩阵元素均小于 0 的对角矩阵。再考虑到 N_{Im} 左下角元素近似为 0, 故式(C4)可解耦为

$$\begin{cases} H_{(1)}\lambda_1^2 + (-\tilde{D}_{\text{VSC}(1)})\lambda_1 + (-N_{\text{Im}(1)}) = 0 \\ H_{(4)}\lambda_2^2 + (-\tilde{D}_{\text{SG}(4)})\lambda_2 + (-N_{\text{Im}(4)}) = 0 \end{cases} \quad (\text{C5})$$

式中 $N_{\text{Im}(4)}$ 为半正定矩阵, 存在一个零特征值, 其余矩阵为对角正定矩阵。由此易知, 式(C5)二次特征值其中一个为 0

(表征惯量中心), 其余二次特征值实部均小于 0, 故系统可同步稳定。此外, 除了零特征值外, 其他共轭存在的特征值都随着矩阵中元素的变化而变化。进一步根据特征值对矩阵元素的连续性质可知, 只要式(C5)的特征值离虚轴足够远, 那么考虑设备间电压相角差、线路电阻以及 N_{Re} 中元素时(即被忽略的元素较小), 这些特征值仍然在左半平面, 故系统仍然是同步稳定的。



庄可好

在线出版日期: 2023-10-07。

收稿日期: 2023-04-12。

作者简介:

庄可好(1998), 男, 博士研究生, 研究方向为新能源电力系统稳定性分析和控制, zhuangkh@zju.edu.cn;

*通信作者: 辛焕海(1981), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为新能源电力系统稳定性分析与控制、新能源和微电网技术等, xinhh@zju.edu.cn。

(责任编辑 邱丽萍)