

# 新能源并网系统的高效聚合建模及其稳定性分析

费思媛, 高晨祥, 汪可友\*, 马亦卓, 徐晋

(电力传输与功率变换控制教育部重点实验室(上海交通大学), 上海市 闵行区 200240)

## Efficient Aggregated Modeling and Stability Analysis of Renewable Energy Grid-connected System

FEI Siyuan, GAO Chenxiang, WANG Keyou\*, MA Yizhuo, XU Jin

(Key Laboratory of Control of Power Transmission and Conversion, Ministry of Education (Shanghai Jiao Tong University), Minhang District, Shanghai 200240, China)

**ABSTRACT:** Stability analysis of grid-connected inverter is the key to the wide application of this controllable power electronic device, and the analysis method based on impedance modeling is usually adopted. When applying the traditional impedance method, the derivation workload is large, and it is difficult to construct the impedance model of complex high-order systems. In this paper, the impedance analysis method based on multi-domain mapping is adopted. Firstly, the detailed models of typical components such as three-phase grid-connected inverters and synchronous generators are established. Based on the differential-algebraic equations of the components, the general transformation expressions of the coefficient matrices of the discrete state space model are derived. Secondly, combined with the network topology information, the equivalent aggregation admittance/impedance modeling of the system ports can be automatically realized by computer programming according to the mapping relationship between the discrete domain and the continuous domain, avoiding a large amount of high-order and complex symbolic operations in the process. Based on the constructed zero-pole-gain form frequency domain model, the generalized Nyquist criterion can be used to further analyze the influence of parameter settings on system stability. The simulation verifies the effectiveness of this method in impedance/admittance modeling of renewable energy grid-connected systems and the correctness of theoretical stability analysis. Compared with other impedance modeling analysis methods, it is more efficient and suitable for large-scale systems.

**KEY WORDS:** small-signal stability; impedance modeling; grid-connected inverter; discrete state space model; multi-

domain mapping

**摘要:** 并网逆变器的稳定性分析是广泛应用该可控型电力电子设备的关键, 通常采用基于阻抗建模的分析方法。应用传统阻抗法时, 推导工作量大, 难以构建复杂高阶系统的阻抗模型。文中采用基于多域映射的阻抗分析法, 首先, 建立典型元件三相并网逆变器和同步发电机的详细模型, 以元件的微分代数方程为基础, 推导离散状态空间模型系数矩阵的通用转换表达式; 其次, 结合网络拓扑信息, 根据离散域与连续域的映射关系, 利用计算机编程可实现系统端口等值聚合导纳/阻抗自动化建模, 过程中避免了大量高阶复杂的符号运算; 基于构建的零极点增益形式频域模型, 利用广义奈奎斯特判据, 可以进一步分析参数设置对于系统稳定性的影响。仿真验证了该方法应用于新能源并网系统阻抗/导纳建模的有效性及理论稳定性分析的正确性, 相比于其他阻抗建模分析方法更加高效, 适用于大规模系统。

**关键词:** 小信号稳定; 阻抗建模; 并网逆变器; 离散状态空间模型; 多域映射

## 0 引言

伴随能源革命的发展和“双碳”目标的提出, 电网逐渐由传统火力发电机组等大惯性系统向可再生新能源发电系统转变。并网逆变器作为连接新能源发电机组和大电网的重要接口, 对构建环境友好型的电力系统起着重要作用<sup>[1-2]</sup>。与此同时, 由于变流器弱阻尼、低惯量的特性, 大规模接入电网后, 这种可控型电力电子设备改变了电网的动态特性, 交流系统变弱, 进而引发了变流器与交流电网之间的新型功率振荡稳定问题<sup>[3-5]</sup>, 严重影响着电力系统的安全稳定运行, 引起广泛关注<sup>[6-7]</sup>。

目前, 新能源接入下电网小信号稳定研究采用的方法主要有时域仿真法、特征值法<sup>[8-10]</sup>和阻抗

基金项目: 国家自然科学基金(青年科学基金项目)(52107113)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (Young Scientific Project)(52107113).

法<sup>[11-13]</sup>等。特征值法可通过求解状态矩阵的特征值,分析系统振荡的动态特性。文献[14]通过线性化,建立了高压直流输电系统44阶小信号动态模型,由特征值分析影响稳定性的关键参数。面对大型复杂网络,考虑到其接线复杂,往往包含诸如纯电感割集、纯电容回路等病态拓扑结构,因此,需预先进行复杂的拓扑分析,选取网络常态树以明确独立状态变量,而一旦系统因设备投切操作改变拓扑结构,需要重复此过程<sup>[15]</sup>。

阻抗法基于端口外特性,运用等效阻抗思想进行模块化建模,因其灵活、可拓展性强,被广泛应用于研究新能源并网稳定性。文献[16]基于 $s$ 域节点导纳矩阵,通过矩阵计算消除冗余节点,获取目标端口处的系统等效节点导纳模型;文献[17]根据串并联关系,采用沿系统振荡路径逐步聚合阻抗的方法,由于系统的复杂性,和扫频法相同,最终只能得到数值结果。在构建系统级的模型时,通常需要依据元件串并联连接关系实现逐级等效聚合<sup>[12]</sup>,对存在环形拓扑的部分需采用星-三角变换,其中涉及大量含拉普拉斯算子的矩阵求逆等运算,实际系统新能源机组数量庞大,配置和控制类型各异,呈现高阶特征。随着系统规模扩大,手动推导方法难以适应,其因含大量符号变量“ $s$ ”也将导致计算机求解建模效率降低,出现“维数灾”难题。为此,众多研究着眼于阻抗的等值降阶<sup>[18-20]</sup>,存在导致系统拓扑信息丢失的风险,难以保证精确获取所有影响稳定的因素<sup>[8]</sup>。

在当前系统模型构建过程中,难以兼顾建模分析效率与模型精度,随着大规模新能源并网的发展,网络拓扑结构愈发复杂,可控型电力电子设备的加入使得系统模型的动态阶数显著升高,进一步加剧这一难题。为保障电力系统的稳定运行及可靠性分析的有效性,研究新能源并网系统高效精准建模分析方法显得尤为重要。

本文提出基于多域映射的阻抗分析法应用于新能源并网系统建模。首先,分别推导新能源并网系统典型元件三相并网逆变器和同步发电机的详细数学模型,根据元件动态方程,建立元件级的离散状态空间模型;在此基础上,利用端口等效的思想,构建系统级离散状态空间模型,根据离散域和连续域、时域和频域之间的映射关系,最终获得系统频域阻抗模型;基于所提方法,用数值计算替代传统符号计算,解决新能源并网系统建模效率

低、步骤繁杂等难题;最后,以含新能源并网的改进四机两区域系统为例,基于广义奈奎斯特判据分析并网系统稳定性的影响因素以及系统稳定性的变化规律。

## 1 元件的离散状态空间模型

连续交流电力系统中的元件可用一组微分代数方程描述:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{i}_{xy}, \mathbf{u}_{xy}) \\ \mathbf{0} = \mathbf{g}(\mathbf{x}, \mathbf{i}_{xy}, \mathbf{u}_{xy}) \end{cases} \quad (1)$$

式中: $\mathbf{x}$ 为元件状态变量组成的向量; $\mathbf{i}_{xy}$ 、 $\mathbf{u}_{xy}$ 分别为 $xy$ 旋转坐标系下元件的电流和电压。为方便后续系统级建模,本文的 $\mathbf{i}_{xy}$ 、 $\mathbf{u}_{xy}$ 为统一公共参考系下的分量,公共参考系选取为平衡节点处的同步旋转坐标系,记为 $xy$ 坐标系。公共参考系与元件局部 $dq$ 旋转参考系分量间存在代数转换关系,定义旋转矩阵 $\mathbf{T}(\theta)$ 为

$$\mathbf{T}(\theta) = \begin{bmatrix} \sin \theta & \cos \theta \\ -\cos \theta & \sin \theta \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中 $\theta$ 为局部旋转参考系 $q$ 轴与 $x$ 轴的夹角。以电压分量为例,局部 $dq$ 参考系下的电压分量 $\mathbf{u}_{dq}$ 和 $\mathbf{u}_{xy}$ 转换关系为

$$\mathbf{u}_{xy} = \mathbf{T}(\theta)\mathbf{u}_{dq} \quad (3)$$

对式(1)在静态工作点处进行小信号线性化处理,计算相应雅克比矩阵,以电压为输入电流为输出变量,可推导得元件连续域状态空间模型表达式为

$$\begin{cases} \Delta \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_c \Delta \mathbf{x} + \mathbf{B}_c \Delta \mathbf{u}_{xy} \\ \Delta \mathbf{i}_{xy} = \mathbf{C}_c \Delta \mathbf{x} + \mathbf{D}_c \Delta \mathbf{u}_{xy} \end{cases} \quad (4)$$

式中 $\mathbf{A}_c$ 、 $\mathbf{B}_c$ 、 $\mathbf{C}_c$ 和 $\mathbf{D}_c$ 均为连续域模型的数值系数矩阵,其详细表达式见附式(A1)。

此外,对于黑/灰箱元件,可采用向量/矩阵拟合法<sup>[21-22]</sup>拟合这类元件的阻抗传递函数,根据所获得的极点留数信息,反推其状态空间模型系数矩阵。在新能源并网系统中,输电线路、变压器等无源设备可用RLC支路等效,具体可参考文献[23],本文不再阐述,本节主要建立有源设备并网逆变器和同步发电机的详细数学模型,并介绍元件离散状态空间模型的构建过程。

### 1.1 新能源并网系统关键设备连续状态空间模型

#### 1.1.1 三相LCL型并网逆变器

图1为并网逆变器的电路拓扑和控制结构框

图。忽略逆变器直流侧对小信号稳定性的影响，等效为直流源。交流侧包含逆变器侧电感  $L_{f1}$ 、滤波电容  $C_f$ 、网侧电感  $L_{f2}$  及其相应寄生电阻。在  $dq$  坐标系下，电路部分的动态特性方程为

$$\begin{cases} L_{f1} \dot{i}_{dq,s}^s = u_{dq,s}^s - u_{dq,C1}^s - \begin{bmatrix} R_{f1} & -\omega_0 L_{f1} \\ \omega_0 L_{f1} & R_{f1} \end{bmatrix} i_{dq,s}^s \\ C_f \dot{u}_{dq,C}^s = i_{dq,C}^s + \begin{bmatrix} 0 & \omega_0 C_f \\ -\omega_0 C_f & 0 \end{bmatrix} u_{dq,C}^s \\ L_{f2} \dot{i}_{dq,inv}^s = u_{dq,C1}^s - u_{dq,inv}^s - \begin{bmatrix} R_{f2} & -\omega_0 L_{f2} \\ \omega_0 L_{f2} & R_{f2} \end{bmatrix} i_{dq,inv}^s \\ u_{dq,C1}^s = u_{dq,C}^s + R_f i_{dq,C}^s \end{cases} \quad (5)$$

式中： $u_{dq,s}^s$  为逆变桥输出电压； $u_{dq,inv}^s$  为并网点电压； $u_{dq,C}^s$  为滤波电容电压； $u_{dq,C1}^s$  为滤波电容及其寄生电阻支路电压； $i_{dq,s}^s$ 、 $i_{dq,C}^s$  和  $i_{dq,inv}^s$  分别为源侧电感电流、滤波电容电流和网侧电感电流； $\omega_0$  为基波角频率。上标“s”表示电路系统分量。

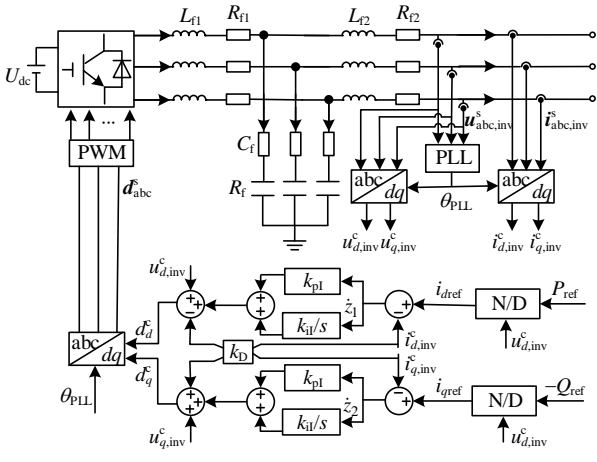


图 1 并网逆变器的拓扑结构图

Fig. 1 Topology diagram of grid-connected inverter

控制部分采用功率外环和电流内环的双闭环控制策略，引入中间变量  $z_1$  和  $z_2$ ，根据控制框图，控制环的微分代数方程表达式为

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = \frac{P_{ref}}{u_{d,inv}^c} - i_{d,inv}^c \\ \dot{z}_2 = -\frac{Q_{ref}}{u_{d,inv}^c} - i_{q,inv}^c \\ d_d^c = u_{d,inv}^c - k_D i_{q,inv}^c + k_{p1} z_1 + k_{i1} z_1 \\ d_q^c = u_{q,inv}^c + k_D i_{d,inv}^c - k_{p1} z_2 + k_{i1} z_2 \end{cases} \quad (6)$$

式中： $P_{ref}$ 、 $Q_{ref}$  分别为有功和无功功率的参考值； $u_{d,inv}^c$ 、 $i_{d,inv}^c$  分别为并网点电压和电流，其中，上标“c”表示控制系统分量； $d_{dq}^c$  为控制系统占空比输出，等效增益为单位 1； $k_D$  为解耦系数； $k_{p1}$ 、 $k_{i1}$  分

别为电流环的比例系数和积分系数。

电路系统和控制系统各个分量通过锁相环 (phase-locked loop, PLL) 互联，通过采样并网点电压，动态跟踪并网点电压相角。引入中间变量  $z_3$ ，根据图 2 所示 PLL 的控制框图，可得：

$$\begin{cases} \dot{\theta}_{inv} = k_{pPLL} u_{q,inv}^c + k_{iPLL} z_3 \\ \dot{z}_3 = u_{q,inv}^c \end{cases} \quad (7)$$

式中： $k_{pPLL}$ 、 $k_{iPLL}$  分别为 PLL 的比例系数和积分系数； $\theta_{inv}$  为控制系统  $dq$  参考系与  $xy$  坐标系的夹角。图 3 给出不同旋转坐标系之间的位置关系，电路系统的  $dq$  参考系旋转角速度为同步速  $\omega_0$ ，与  $xy$  坐标系的夹角为稳态值  $\theta_0$ ，控制系统  $dq$  旋转坐标系的旋转角速度为  $\omega_c$ 。

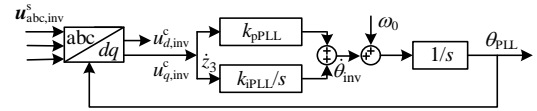


图 2 PLL 的控制框图

Fig. 2 Control block diagram of PLL

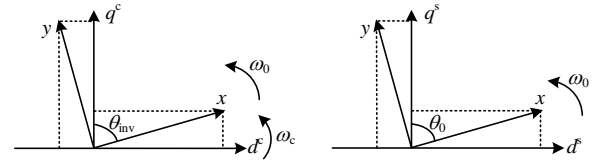


图 3 参考坐标系的位置关系

Fig. 3 Position relation of reference coordinate system

稳定状态下，由于 PI 控制器能够实现直流无静差调节，控制系统和电路系统的  $dq$  坐标系重合；系统受到小信号扰动后，由于 PLL 的动态性能，两个  $dq$  坐标系之间将存在相角差。各分量在局部  $dq$  参考系和  $xy$  公共参考系下的代数转换关系表达式为

$$\begin{cases} u_{xy,inv} = T(\theta_{inv}) u_{dq,inv}^c = T(\theta_0) u_{dq,inv}^s \\ i_{xy,inv} = T(\theta_{inv}) i_{dq,inv}^c = T(\theta_0) i_{dq,inv}^s \\ d_{dq}^c = T^{-1}(\theta_{inv}) T(\theta_0) d_{dq}^s \end{cases} \quad (8)$$

以逆变器并网点为端口，以端口电压  $u_{xy,inv}$  为输入，流入端口的电流  $i_{xy,inv}$  为输出，根据上述微分代数方程式(5)–(8)，在稳态运行点求雅可比矩阵，可得并网逆变器连续状态空间模型为

$$\begin{cases} \Delta \dot{x}_{inv} = A_{c,inv} \Delta x_{inv} + B_{c,inv} \Delta u_{xy,inv} \\ \Delta i_{xy,inv} = C_{c,inv} \Delta x_{inv} + D_{c,inv} \Delta u_{xy,inv} \end{cases} \quad (9)$$

式中  $x_{inv} = [\theta_{inv} \ z_1 \ z_2 \ z_3 \ i_{dq,s}^s \ i_{dq,inv}^s \ u_{dq,C}^s]^T$  为状态变量。

1.1.2 同步发电机的数学模型

图4为同步发电机的拓扑结构图,包含励磁系统和原动机调速系统。同步发电机模型包含定子三相绕组、励磁绕组  $f$  和纵轴阻尼绕组  $D$ 、交轴阻尼绕组  $Q$  和等值阻尼绕组  $g$ 。计及通常研究的稳定问题为三相平衡,零轴独立于其他绕组,通过派克变换,可得标么化后  $dq$  坐标系下同步机的电压平衡方程和绕组磁链方程如下:

$$\begin{cases} \dot{\psi} = \omega_B(\mathbf{u} - \mathbf{r}\mathbf{i} - \Omega\psi) \\ \psi = \mathbf{x}\mathbf{i} \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} \mathbf{r} = \text{diag}(-r_a & -r_a & r_f & r_D & r_Q & r_g) \\ \Omega = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & \mathbf{0}_{1 \times 4} \\ \omega & 0 & \mathbf{0}_{1 \times 4} \\ \mathbf{0}_{4 \times 1} & \mathbf{0}_{4 \times 1} & \mathbf{0}_{4 \times 4} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (11)$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} -x_d & 0 & x_{ad} & x_{ad} & 0 & 0 \\ 0 & -x_q & 0 & 0 & x_{aq} & x_{aq} \\ -x_{ad} & 0 & x_f & x_{ad} & 0 & 0 \\ -x_{ad} & 0 & x_{ad} & x_D & 0 & 0 \\ 0 & -x_{aq} & 0 & 0 & x_Q & x_{aq} \\ 0 & -x_{aq} & 0 & 0 & x_{aq} & x_g \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中:  $\psi$  为各绕组磁链;  $\omega_B$  为角速度基准值;  $\omega$  为同步电机的电气角速度;  $\mathbf{u}$ 、 $\mathbf{i}$  分别为各绕组电压和电流,其中,  $\mathbf{u} = [u_{d,SG} \ u_{q,SG} \ u_f \ 0 \ 0 \ 0]^T$ ,  $\mathbf{i} = [i_{d,SG} \ i_{q,SG} \ i_f \ i_D \ i_Q \ i_g]^T$ ;  $\mathbf{r}$  为各绕组的等值电阻;  $\mathbf{x}$  为等效绕组自感互感系数矩阵。其中,各绕组等值电阻以及互感系数等详细原始参数可通过工程实测的试验参数计算转换得到<sup>[24]</sup>。

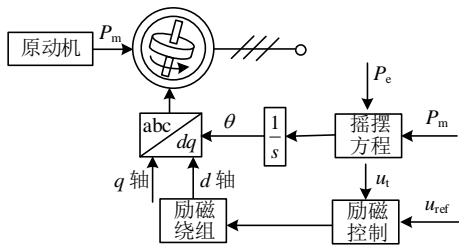


图4 同步发电机元件的拓扑结构图

Fig. 4 Topology diagram of synchronous generator

汽轮机调速系统控制框图见附图 A1。引入中间变量  $z_4$ , 调速系统的微分方程为

$$\begin{cases} \dot{z}_4 = \frac{1}{T_{sr}}[-z_4 + P_{ref} + \frac{1}{R_p}(\omega_{ref} - \omega)] \\ \dot{P}_m = \frac{1}{T_{sm}}(z_4 - P_m) \end{cases} \quad (13)$$

式中:  $R_p$  为调节器调差系数;  $T_{sr}$  为继电器惯性时间

常数;  $T_{sm}$  为油动机积分时间常数;  $\omega_{ref}$  为同步机转速参考值;  $P_m$ 、 $P_{ref}$  分别为输入的机械功率及其参考值。机械转子运动方程表达式为

$$\begin{cases} \dot{\delta} = (\omega - 1)\omega_B \\ \dot{\omega} = \frac{1}{2H}[P_m - P_e - D(\omega - 1)] \end{cases} \quad (14)$$

式中:  $H$  为转子惯性时间常数;  $D$  为阻尼系数;  $\delta$  为转子功角;  $P_e$  为电磁功率。

励磁系统简化模型控制框图见附图 A2, 忽略磁饱和, 引入中间变量  $z_5$  和  $z_6$ , 可得励磁系统动态方程表达式为

$$\begin{cases} \dot{z}_5 = \frac{1}{T_r}(u_t - z_5) \\ \dot{z}_6 = \frac{1}{T_f}(-z_6 + K_f \dot{u}_f) \\ \dot{u}_f = \frac{1}{T_a}[-u_f + U_{f0} + K_a(-z_6 - z_5 + u_{ref})] \end{cases} \quad (15)$$

式中:  $u_f$ 、 $U_{f0}$  分别为励磁电压及其初值;  $u_t$ 、 $u_{ref}$  分别为定子端电压及其参考值;  $T_r$  为电压传感器的惯性时间常数;  $K_a$  和  $T_a$ 、 $K_f$  和  $T_f$  分别为励磁调节器、励磁稳定器的增益和时间常数。

由潮流计算可得机端电压电流以及功率因数角初值, 根据图5 稳态运行时各分量位置关系, 联立电压平衡方程可解得初始功角为

$$\delta_0 = \arctan \frac{-r_a I_{t0} \sin \varphi + x_q I_{t0} \cos \varphi}{U_{t0} + r_a I_{t0} \cos \varphi + x_d I_{t0} \sin \varphi} \quad (16)$$

式中:  $\delta_0$  为稳态运行时的功角;  $U_{t0}$ 、 $I_{t0}$  分别为稳态运行时机端电压和电流幅值;  $\varphi$  为功率因数;  $x_q$  为交轴同步电抗。

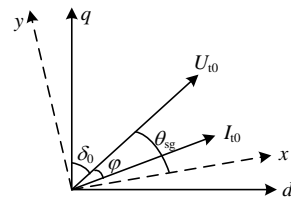


图5 同步机端电压电流向量位置关系

Fig. 5 Position relation of terminal voltage and current vector of synchronous machine

由于机械转子的动态特性, 当系统受到小信号扰动后, 转子转速将偏离同步速, 发电机局部  $dq$  与  $xy$  坐标系的变量转换关系如下:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{xy,SG} = \mathbf{T}(\theta_{sg} + \delta)\mathbf{u}_{dq,SG} \\ \mathbf{i}_{xy,SG} = \mathbf{T}(\varphi + \delta)\mathbf{i}_{dq,SG} \end{cases} \quad (17)$$

式中  $\theta_{sg}$  为由潮流计算求得的机端电压相位。

以公共耦合点为端口，以端口电压  $u_{xy,SG}$  为输入，流入端口的电流  $i_{xy,SG}$  为输出，由上述微分代数方程式(10)—(17)，在稳态运行点求雅可比矩阵，可得同步发电机的连续状态空间模型为

$$\begin{cases} \Delta \dot{\mathbf{x}}_{SG} = \mathbf{A}_{c,SG} \Delta \mathbf{x}_{SG} + \mathbf{B}_{c,SG} \Delta \mathbf{u}_{xy,SG} \\ \Delta \mathbf{i}_{xy,SG} = \mathbf{C}_{c,SG} \Delta \mathbf{x}_{SG} + \mathbf{D}_{c,SG} \Delta \mathbf{u}_{xy,SG} \end{cases} \quad (18)$$

式中  $\mathbf{x}_{SG} = [\psi \ \delta \ \omega \ z_4 \ P_m \ z_5 \ z_6 \ u_f]^T$  为状态变量。

### 1.2 元件的离散状态空间模型构建

鉴于拉氏变换会引入符号变量“s”，这不利于系统建模时聚合等效。在 H. W. Dommel 教授提出的电磁暂态仿真算法<sup>[25]</sup>中，采取了将微分方程组转化为差分方程组求解的方法。借鉴这一数值积分代换的思想，将元件连续域模型映射至离散域，用数值运算替代连续域的高阶符号变量运算，以实现系统高效聚合建模。

根据隐式梯形积分规则可得：

$$\Delta \mathbf{x}(t) = \Delta \mathbf{x}(t - \Delta t) + \frac{\Delta t}{2} (\Delta \dot{\mathbf{x}}(t) + \Delta \dot{\mathbf{x}}(t - \Delta t)) \quad (19)$$

式中  $\Delta t$  为离散步长。将式(4)连续域模型中的状态方程代入式(19)的微分部分，整理可得：

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{x}(t) = & (\mathbf{I} - \frac{\Delta t}{2} \mathbf{A}_c)^{-1} (\mathbf{I} + \frac{\Delta t}{2} \mathbf{A}_c) \Delta \mathbf{x}(t - \Delta t) + \\ & \frac{\Delta t}{2} (\mathbf{I} - \frac{\Delta t}{2} \mathbf{A}_c)^{-1} \mathbf{B}_c \Delta \mathbf{u}_{xy}(t - \Delta t) + \\ & \frac{\Delta t}{2} (\mathbf{I} - \frac{\Delta t}{2} \mathbf{A}_c)^{-1} \mathbf{B}_c \Delta \mathbf{u}_{xy}(t) \end{aligned} \quad (20)$$

用  $\Delta \mathbf{h}(t)$  表示式(20)中与上一时刻  $(t - \Delta t)$  有关的部分项，即：

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{h}(t) = & (\mathbf{I} - \frac{\Delta t}{2} \mathbf{A}_c)^{-1} (\mathbf{I} + \frac{\Delta t}{2} \mathbf{A}_c) \Delta \mathbf{x}(t - \Delta t) + \\ & \frac{\Delta t}{2} (\mathbf{I} - \frac{\Delta t}{2} \mathbf{A}_c)^{-1} \mathbf{B}_c \Delta \mathbf{u}_{xy}(t - \Delta t) \end{aligned} \quad (21)$$

式中  $\Delta \mathbf{h}(t)$  称为“历史电流项”，包含元件状态信息，相互之间严格独立<sup>[23]</sup>。联立式(20)、(21)可得：

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{h}(t) = & (\mathbf{I} - \frac{\Delta t}{2} \mathbf{A}_c)^{-1} [(\mathbf{I} + \frac{\Delta t}{2} \mathbf{A}_c) \Delta \mathbf{h}(t - \Delta t)] + \\ & \Delta t (\mathbf{I} - \frac{\Delta t}{2} \mathbf{A}_c)^{-1} \mathbf{B}_c \Delta \mathbf{u}_{xy}(t - \Delta t) \end{aligned} \quad (22)$$

将式(20)、(21)代入式(4)的输出方程，可得：

$$\Delta \mathbf{i}_{xy}(t) = \mathbf{C}_c \Delta \mathbf{h}(t) + [\frac{\Delta t}{2} \mathbf{C}_c (\mathbf{I} - \frac{\Delta t}{2} \mathbf{A}_c)^{-1} \mathbf{B}_c + \mathbf{D}_c] \Delta \mathbf{u}_{xy}(t) \quad (23)$$

综上，将式(22)、(23)相结合，可得到与式(4)所表示的连续域状态空间模型具有相同形式的离散状态空间表达式，其中  $\Delta \mathbf{h}(t)$  为离散状态变量。为了与式(4)的表达式对应，分别采用  $\mathbf{A}_d$ 、 $\mathbf{B}_d$ 、 $\mathbf{C}_d$  和  $\mathbf{D}_d$  表示模型中的 4 个系数矩阵，整理可得元件离散域状态空间模型及不同域的系数矩阵转换关系：

$$\begin{cases} \Delta \mathbf{h}(t) = \mathbf{A}_d \Delta \mathbf{h}(t - \Delta t) + \mathbf{B}_d \Delta \mathbf{u}_{xy}(t - \Delta t) \\ \Delta \mathbf{i}_{xy}(t) = \mathbf{C}_d \Delta \mathbf{h}(t) + \mathbf{D}_d \Delta \mathbf{u}_{xy}(t) \end{cases} \quad (24)$$

$$\begin{cases} \mathbf{A}_d = (\mathbf{I} - \frac{\Delta t}{2} \mathbf{A}_c)^{-1} (\mathbf{I} + \frac{\Delta t}{2} \mathbf{A}_c) \\ \mathbf{B}_d = \Delta t (\mathbf{I} - \frac{\Delta t}{2} \mathbf{A}_c)^{-1} (\mathbf{I} - \frac{\Delta t}{2} \mathbf{A}_c)^{-1} \mathbf{B}_c \\ \mathbf{C}_d = \mathbf{C}_c \\ \mathbf{D}_d = \mathbf{C}_c (\mathbf{I} - \frac{\Delta t}{2} \mathbf{A}_c)^{-1} \frac{\Delta t}{2} \mathbf{B}_c + \mathbf{D}_c \end{cases} \quad (25)$$

式中下标“d”和“c”分别代表离散域和连续域。其中，电阻元件为非动态元件，因此无状态方程，故其  $\mathbf{A}_d$ 、 $\mathbf{B}_d$  和  $\mathbf{C}_d$  系数矩阵为空矩阵， $\mathbf{D}_d$  为其导纳矩阵。根据式(24)中的输出方程，元件可用图 6 所示的诺顿等效电路模型表示。

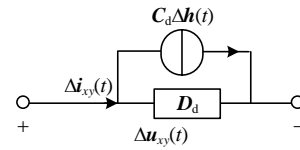


图 6 元件诺顿等效电路图

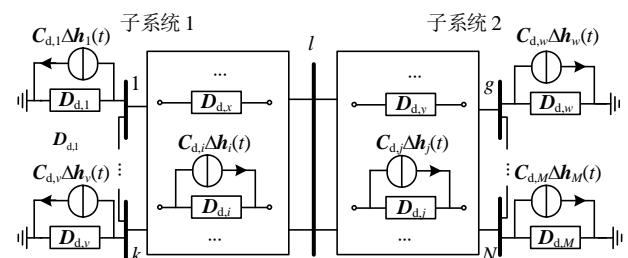
Fig. 6 Norton equivalent circuit of the component

## 2 基于多域映射的阻抗分析法

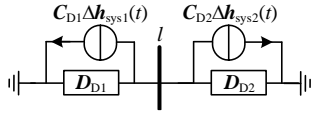
### 2.1 系统的离散状态空间模型构建

将含  $M$  个元件  $N$  个节点的系统采用上述离散状态空间模型的诺顿等效描述，整个系统的电路模型如图 7(a)所示。参考电磁暂态仿真的模块化端口分析法<sup>[26]</sup>，以端口节点  $l$  为分界点，将两侧子系统各等效为一个子网络，如图 7(b)所示。

以左侧子系统为例，其状态方程为



(a) 系统的诺顿等效电路图



(b) 子系统的等效电路图

图7 系统等效电路图

Fig. 7 Equivalent circuit diagram of the system

$$\begin{cases} \Delta \mathbf{h}_{\text{sys}}(t) = \mathbf{A}_{\text{sys}} \Delta \mathbf{h}_{\text{sys}}(t - \Delta t) + \mathbf{B}_{\text{sys}} \Delta \mathbf{u}_{\text{xy,h}}(t - \Delta t) \\ \mathbf{A}_{\text{sys}} = \text{diag}(\dots, \mathbf{A}_{d,i}, \dots) \\ \mathbf{B}_{\text{sys}} = \text{diag}(\dots, \mathbf{B}_{d,i}, \dots) \end{cases} \quad (26)$$

式中： $\Delta \mathbf{h}_{\text{sys}}$ 为各动态元件的离散状态变量组成的列向量； $\mathbf{u}_{\text{xy,h}}$ 为各动态元件电压组成的列向量； $\mathbf{A}_{\text{sys}}$ 、 $\mathbf{B}_{\text{sys}}$ 为分块对角矩阵，主对角块由各动态元件的 $\mathbf{A}_d$ 和 $\mathbf{B}_d$ 系数矩阵按序排列组成。

定义反映系统拓扑连接关系的关联矩阵 $\mathbf{M}_{\text{nb}}$ 、 $\mathbf{M}_{\text{nh}}$ 和 $\mathbf{M}_{\text{np}}$ 共3种类型。其中： $\mathbf{M}_{\text{nb}}$ 为子系统内的节点-支路关联矩阵； $\mathbf{M}_{\text{nh}}$ 为节点-动态分支关联矩阵，是 $\mathbf{M}_{\text{nb}}$ 中选取动态元件所在支路的子集； $\mathbf{M}_{\text{np}}$ 为节点-端口关联矩阵，仅在测量端口节点处为单位阵，即有：

$$\mathbf{M}_{\text{np}} = [\mathbf{0}_{2 \times 2} \quad \dots \quad \mathbf{I}_{2 \times 2} \quad \dots \quad \mathbf{0}_{2 \times 2}]^T \quad (27)$$

根据基尔霍夫电压定律，子系统各电压分量转换关系为

$$\begin{cases} \Delta \mathbf{u}_{\text{xy,h}} = \mathbf{M}_{\text{nh}}^T \Delta \mathbf{u}_{\text{xy,n}} \\ \Delta \mathbf{u}_{\text{xy,p}} = \mathbf{M}_{\text{np}}^T \Delta \mathbf{u}_{\text{xy,n}} \end{cases} \quad (28)$$

式中： $\Delta \mathbf{u}_{\text{xy,p}}$ 为端口节点电压； $\Delta \mathbf{u}_{\text{xy,n}}$ 为子系统内所有节点电压组成的列向量。结合节点分析法，考虑其中子系统各节点的注入电流由“历史电流项”等效的电流源和端口电流决定，因此有：

$$\mathbf{M}_{\text{nb}} \mathbf{D}_{\text{sys}} \mathbf{M}_{\text{nb}}^T \Delta \mathbf{u}_{\text{xy,n}} = -\mathbf{M}_{\text{nh}} \mathbf{C}_{\text{sys}} \Delta \mathbf{h}_{\text{sys}} + \mathbf{M}_{\text{np}} \Delta \mathbf{i}_{\text{xy,p}} \quad (29)$$

式中： $\mathbf{i}_{\text{xy,p}}$ 为从外部流入子系统的端口电流； $\mathbf{u}_{\text{xy,n}}$ 为节点电压列向量； $\mathbf{C}_{\text{sys}}$ 、 $\mathbf{D}_{\text{sys}}$ 为分块对角矩阵，形式同 $\mathbf{A}_{\text{sys}}$ ，其中 $\mathbf{C}_{\text{sys}}$ 对角块由各动态元件 $\mathbf{C}_d$ 系数矩阵构成，而 $\mathbf{D}_{\text{sys}}$ 的对角块则由子系统中所有元件的 $\mathbf{D}_d$ 系数矩阵构成。

联立式(26)、(28)–(29)，消去内部支路电压和节点电流分量，保留端口电压电流信息，即可得到子系统的离散状态空间模型为

$$\begin{cases} \Delta \mathbf{h}_{\text{sys}}(t) = \mathbf{A}_D \Delta \mathbf{h}_{\text{sys}}(t - \Delta t) + \mathbf{B}_D \Delta \mathbf{u}_{\text{xy,p}}(t - \Delta t) \\ \Delta \mathbf{i}_{\text{xy,p}}(t) = \mathbf{C}_D \Delta \mathbf{h}_{\text{sys}}(t) + \mathbf{D}_D \Delta \mathbf{u}_{\text{xy,p}}(t) \end{cases} \quad (30)$$

式中系数矩阵 $\mathbf{A}_D$ 、 $\mathbf{B}_D$ 、 $\mathbf{C}_D$ 和 $\mathbf{D}_D$ 具体表达式详见附式(A2)–(A4)。在稳态工作点确定的情况下，各元件模型的系数矩阵均为常数。当系统拓扑结构变化时，只需修改关联矩阵，根据新的平衡点修正各元件系数矩阵对应的元素。

## 2.2 端口频域导纳/阻抗模型

对式(30)应用 $z$ 变换，模型可由时域向频域映射，得到端口离散频域导纳传递函数为

$$\mathbf{H}(z) = \frac{\Delta \mathbf{i}_{\text{xy,p}}(t)}{\Delta \mathbf{u}_{\text{xy,p}}(t)} = \mathbf{C}_D (z\mathbf{I} - \mathbf{A}_D)^{-1} \mathbf{B}_D + \mathbf{D}_D \quad (31)$$

式中 $\mathbf{H}(z) = [\mathbf{H}_{xx}(z), \mathbf{H}_{xy}(z); \mathbf{H}_{yx}(z), \mathbf{H}_{yy}(z)]_{2 \times 2}$ 。根据叠加定理，该多输入多输出系统可以分解为4个单输入单输出系统。以 $\mathbf{H}_{xx}(z)$ 的求解为例，令 $y$ 轴电压变化为零，有：

$$\begin{cases} \Delta \mathbf{h}_{\text{sys}}(t) = \mathbf{A}_D \Delta \mathbf{h}_{\text{sys}}(t - \Delta t) + \mathbf{B}_{D,x} \Delta \mathbf{u}_{x,p}(t - \Delta t) \\ \Delta \mathbf{i}_{x,p}(t) = \mathbf{C}_{D,x} \Delta \mathbf{h}_{\text{sys}}(t) + \mathbf{D}_{D,xx} \Delta \mathbf{u}_{x,p}(t) \end{cases} \quad (32)$$

$$\mathbf{H}_{xx}(z) = \mathbf{C}_{D,x} (z\mathbf{I} - \mathbf{A}_D)^{-1} \mathbf{B}_{D,x} + \mathbf{D}_{D,xx} \quad (33)$$

式中： $\mathbf{C}_{D,x}$ 为 $\mathbf{C}_D$ 中影响 $x$ 轴电流的行向量； $\mathbf{B}_{D,x}$ 为 $\mathbf{B}_D$ 中 $x$ 轴电压对应系数的列向量； $\mathbf{D}_{D,xx}$ 为 $\mathbf{D}_D$ 中 $x$ 轴对角线元素标量。假设式(33)的零极点增益表达式为

$$\mathbf{H}_{xx}(z) = K_z \frac{\prod_{i=1}^{n_n} (z - w_i)}{\prod_{i=1}^{n_p} (z - v_i)} \quad (34)$$

式中： $\mathbf{H}_{xx}(z)$ 的极点 $v_i$ 即为矩阵 $\mathbf{A}_D$ 的特征值；增益 $K_z$ 为 $\mathbf{D}_{D,xx}$ 。将状态空间方程式(32)改写为端口电流为输入、端口电压为输出，整理如下：

$$\begin{cases} \Delta \mathbf{h}_{\text{sys}}(t) = (\mathbf{A}_D - \mathbf{B}_{D,x} \mathbf{D}_{D,xx}^{-1} \mathbf{C}_{D,x}) \Delta \mathbf{h}_{\text{sys}}(t - \Delta t) + \mathbf{B}_{D,x} \mathbf{D}_{D,xx}^{-1} \Delta \mathbf{i}_{x,p}(t - \Delta t) \\ \Delta \mathbf{u}_{x,p}(t) = -\mathbf{D}_{D,xx}^{-1} \mathbf{C}_{D,x} \Delta \mathbf{h}_{\text{sys}}(t) + \mathbf{D}_{D,xx}^{-1} \Delta \mathbf{i}_{x,p}(t) \end{cases} \quad (35)$$

式中系数矩阵 $(\mathbf{A}_D - \mathbf{B}_{D,x} \mathbf{D}_{D,xx}^{-1} \mathbf{C}_{D,x})$ 的特征值即为 $\mathbf{H}_{xx}(z)$ 的零点 $w_i$ 。设 $\mathbf{H}_{xx}(z)$ 对应的 $s$ 域传递函数为

$$\mathbf{G}_{xx}(s) = K_s \frac{\prod_{i=1}^{n_o} (s - o_i)}{\prod_{i=1}^{n_p} (s - p_i)} \quad (36)$$

式中： $o_i$ 、 $p_i$ 分别为连续域传递函数的零极点； $K_s$ 为增益。根据 $s$ 和 $z$ 平面的映射关系有：

$$\begin{cases} o_i = \frac{2}{\Delta t} \frac{w_i - 1}{w_i + 1}, & w_i \neq -1 \\ p_i = \frac{2}{\Delta t} \frac{v_i - 1}{v_i + 1}, & v_i \neq -1 \\ K_s = K_z \left[ \frac{\prod_{i=1}^{n_w} (z_0 - w_i)}{\prod_{i=1}^{n_p} (s_0 - o_i)} / \frac{\prod_{i=1}^{n_w} (z_0 - v_i)}{\prod_{i=1}^{n_p} (s_0 - p_i)} \right] \\ s_0 = \frac{2}{\Delta t} \frac{z_0 - 1}{z_0 + 1}, & z_0 \neq -1 \end{cases} \quad (37)$$

式中  $z_0$  可取满足条件的任意值。根据式(11)—(37)即可获取连续域端口导纳传递函数  $G_{xx}(s)$  的零极点

增益表达式。同理可求得其他 3 项的传递函数表达式，最终得到端口的连续频域传递函数如下，每个元素均为一个  $s$  域高阶传递函数。

$$\mathbf{G}(s) = \begin{bmatrix} G_{xx}(s) & G_{xy}(s) \\ G_{yx}(s) & G_{yy}(s) \end{bmatrix} \quad (38)$$

### 2.3 多域映射的系统建模框架

采用的基于多域映射的阻抗分析法，关于离散域和连续域、时域和频域的映射关系如图 8 红色箭头所示。基于输入的元素类型和连接信息，借助计算机辅助可实现自动化建模，步骤如下：

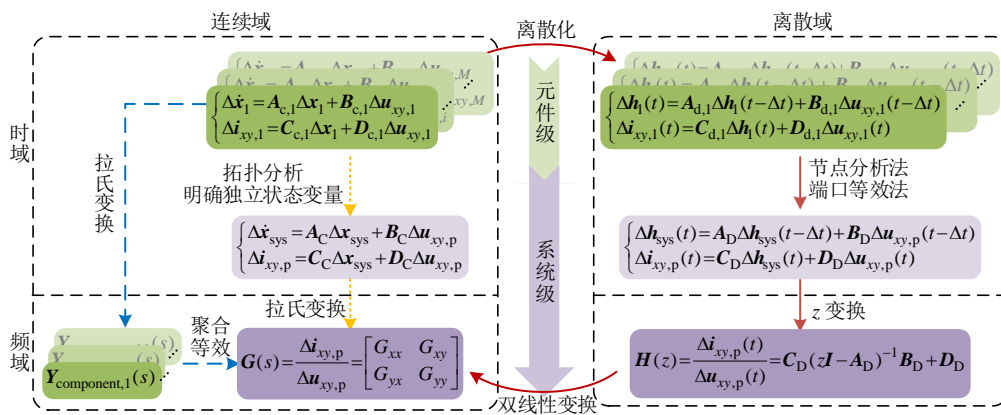


图 8 连续域与离散域建模对比以及多域映射关系

Fig. 8 Modeling comparison between continuous domain and discrete domain with multi-domain mapping

1) 初始化输入。根据输入的系统信息进行潮流计算，得到各元件稳态运行点的值，计算各元件如式(4)的连续域状态空间模型的  $A_c$ 、 $B_c$ 、 $C_c$  和  $D_c$  数值系数矩阵。

2) 离散化处理。根据式(25)所示的转换关系，得到各元件的离散状态空间模型的  $A_d$ 、 $B_d$ 、 $C_d$  和  $D_d$  数值系数矩阵。

3) 系统级模型构建。通过直接对角化列写各元件的离散状态空间模型系数矩阵，结合关联矩阵  $M$  矩阵，利用附式(A2)—(A4)可计算得系统级离散状态空间模型的  $A_D$ 、 $B_D$ 、 $C_D$  和  $D_D$  数值系数矩阵。

4) 求解离散频域传递函数  $H(z)$ 。根据不同输入输出下状态矩阵的特征值，由离散状态空间模型求离散频域传递函数的零极点增益式。

5) 利用双线性变换，进行离散域和连续域的零极点和增益映射，求得系统连续频域传递函数矩阵。

本文提出的基于多域映射的阻抗建模方法，通过将元件微分代数方程小信号线性化或根据拟合获取阻抗零极点等反推，得到任意元件的连续状态

空间模型系数矩阵  $A_c$ 、 $B_c$ 、 $C_c$  和  $D_c$ ，经过离散化处理，即可得到对应的离散状态空间模型系数矩阵  $A_d$ 、 $B_d$ 、 $C_d$  和  $D_d$ ，这些数值矩阵是系统聚合建模的基础，结合相关的关联矩阵构，即可建系统级端口模型。

值得强调的是，实现连续域和离散域模型相互映射转换的离散化步骤及双线性变换都是基于梯形积分代换关系得到的，整个过程是可逆的，因此，在忽略计算舍入误差的理想情况下，采用本文所提方法能够保证所得频域模型的精度。

本文所提方法和连续域建模对比如图 8 所示，一般连续域建模主要沿蓝色箭头或黄色箭头所示路径。通过数值积分离散化，元件模型可直接用 4 个数值矩阵表征，其等效模型采用代数方程组直接表示，避免了在连续域由微分方程求传递函数时需要进行拉氏变换进而引入符号变量，极大简化了建模计算量，尤其是在系统聚合等效建模过程中，仅包含数值矩阵计算无高阶符号变量运算，因此效率更高。基于端口等效思想可简单有效实现子系统模

型内部聚合，无需分析元件的串并联关系，最终输出为零极点增益形式的精确模型，相较于扫频法只能得到离散频率响应，本文所提方法更适合后期定量分析。另外，计及“历史电流项”之间相互独立，故在构建系统级状态空间模型时无需进行复杂的拓扑分析以选取网络常态树，因此，系统建模易于拓展和修改。

### 3 新能源并网系统稳定性判据

并网逆变器可等效为电流源<sup>[27]</sup>，计及并网逆变器  $dq$  轴控制的不对称性，非对角线存在频率耦合，网络中端口阻抗/导纳模型为多输入多输出系统。利用戴维南和诺顿等效，新能源并网系统可被划分为两个子系统，其等效电路如图9所示。其中： $Y_s$ 为并网逆变器侧子系统等效输入导纳； $Z_g$ 为电网侧子系统等值阻抗。研究表明，新能源并网系统振荡失稳的本质是变流器与电网等效阻抗之间发生串联谐振<sup>[28]</sup>。根据等效电路，计算并网电流为

$$I_o(s) = \underbrace{(I + Y_s(s)Z_g(s))^{-1}}_{G_{cl}(s)} (I_s(s) - Y_s(s)V_g(s)) \quad (39)$$

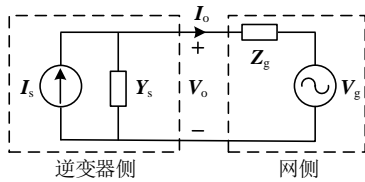


图9 新能源并网系统等效电路图

Fig. 9 Equivalent circuit diagram of system with renewable energy grid-connected

根据并网电流的表达式，系统稳定性主要取决于左半部分，该部分  $G_{cl}(s)$  可视为一个含负反馈的闭环系统，向前通路为单位增益，反馈通路为逆变器输出导纳与电网阻抗之积，将  $Y_s(s)Z_g(s)$  定义为回比矩阵  $L(s)$ 。

根据广义奈奎斯特判据， $G_{cl}(s)$  在右半复平面的极点数等于  $L(s)$  右半复平面的极点数与  $L(s)$  的特征根轨迹包围点  $(-1, j0)$  的圈数之差，由控制理论可知，闭环极点均为左半复平面时，系统是小干扰稳定的<sup>[29]</sup>。采用上述基于多域映射的阻抗建模法，可获取两侧子系统等效模型传递函数的零极点增益表达式，由2.2节可知，子系统的极点为其对应的离散状态空间模型的系数矩阵  $A_D$  的特征值。设两侧子系统等效模型表达式为

$$\begin{cases} Y_s(s) = \begin{bmatrix} \frac{N_1}{D_s} & \frac{N_2}{D_s} \\ \frac{N_3}{D_s} & \frac{N_4}{D_s} \end{bmatrix} \\ Z_g(s) = \begin{bmatrix} \frac{N_5}{D_g} & \frac{N_6}{D_g} \\ \frac{N_7}{D_g} & \frac{N_8}{D_g} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (40)$$

式中： $N_i$ 为包含了零点信息的多项式， $i=1,2,\dots,8$ ； $D_s$ 、 $D_g$ 为包含了极点信息的多项式。根据定义，可得回比矩阵的表达式：

$$L(s) = \begin{bmatrix} \frac{N_1N_5 + N_3N_6}{D_gD_s} & \frac{N_2N_5 + N_4N_6}{D_gD_s} \\ \frac{N_1N_7 + N_3N_8}{D_gD_s} & \frac{N_2N_7 + N_4N_8}{D_gD_s} \end{bmatrix} \quad (41)$$

由式(41)可知， $L(s)$ 的极点分布可由  $Y_s(s)$ 和  $Z_g(s)$ 得到，结合  $L(s)$ 的根轨迹曲线，利用广义奈奎斯特判据即可判断系统稳定性结果。

### 4 仿真验证

#### 4.1 阻抗/导纳模型验证

为验证所提建模方法的有效性和正确性，本文选取改进的四机两区域系统作为研究对象，在机组2处接入新能源机组，并采用LCL型滤波逆变器并网，其中新能源并网机组的有功输出设置为600MW，图10为该系统拓扑结构图。

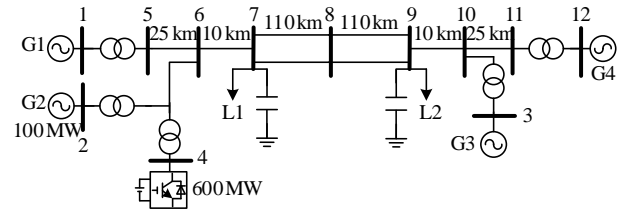


图10 改进的四机两区域系统拓扑结构图

Fig. 10 Topology of modified four-machine two-area system

在 Matlab/Simulink 中搭建改进的四机两区域系统仿真算例，Simulink 模型仿真步长取  $5\mu s$ 。发电机参数参考文献[30]，同步发电机 G2 的有功输出修改为 100MW，其余不变，并网逆变器可单独稳定运行，即其元件导纳矩阵没有位于右半复平面的极点，详细参数设置见表1。

以逆变器并网点节点4为端口节点，稳态潮流计算结果为稳态工作点，逆变器侧为子系统1，网

表 1 并网逆变器参数

Table 1 Parameters of grid-connected inverter

参数	数值	参数	数值
直流电压 $U_{dc}/kV$	38	滤波电容 $C_f/\mu F$	600
电网电压 $U_g/kV$	20	滤波电容寄生电阻 $R_f/\Omega$	2
基波频率 $f_0/Hz$	60	锁相环比例系数 $k_{pPLL}$	0.01
额定功率 $P_n/MW$	100	锁相环积分系数 $k_{iPLL}$	4.35
逆变器侧电感 $L_n/mH$	1.5	电流环比例系数 $k_{pi}$	6.93
$L_n$ 寄生电阻 $R_{n1}/\Omega$	0.001	电流环比例系数 $k_{ii}$	554
网侧电感 $L_{g2}/mH$	1.5	网侧电感寄生电阻 $R_{g2}/\Omega$	0.001

侧为子系统 2，分别采用基于多域映射的阻抗建模法和离线扫频法获取端口两侧子系统的  $dq$  域导纳模型，其中扫频选取 27 个离散频率点，结果对比如图 11 所示。由图可知，两者结果基本吻合，验证了基于多域映射的阻抗建模的正确性。

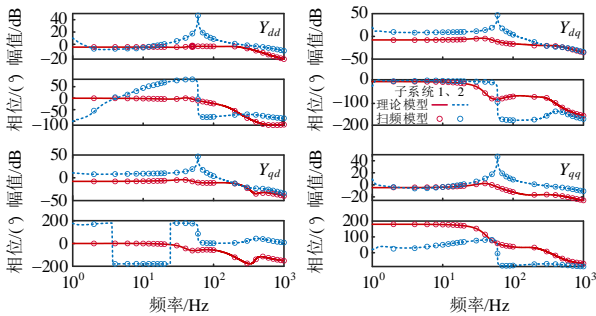


图 11 系统  $dq$  参考系下的导纳波德图

Fig. 11 Admittance bode diagram in system  $dq$ -frame

表 2 为本文所应用的方法以及扫频法获取导纳模型的效率对比。采用基于多域映射的阻抗法最终可得如式(38)的端口导纳传递函数，建模整体以数值运算为主，耗时短，而扫频法需要进行多次时域仿真且仅能得到离散频率点的值，可以看到仅获取 27 个频率点处的导纳值耗时就远大于前者建模耗时，因此使用本文所应用的方法大大提高了系统建模效率。

表 2 不同方法下系统  $dq$  参考系导纳建模效率对比

Table 2 Comparison of modeling efficiency of  $dq$ -frame admittance using different methods

建模方法	耗时/s
基于多域映射的阻抗法	16.30
离线扫频法	2 879.09

## 4.2 新能源并网系统稳定性分析及其仿真验证

### 4.2.1 逆变器侧和弱电网侧稳定性影响因素分析

修改逆变器侧 PLL 的积分参数，改变锁相环带宽  $f_{BW}$  分别为 70、13、200 Hz，并网逆变器其余参数设置参考表 1。应用基于多域映射的阻抗建模法，

得到不同带宽下并网逆变器的等效输出导纳波德图如图 12 所示，可以分析 PLL 带宽变化对于并网逆变器稳定性的影响。

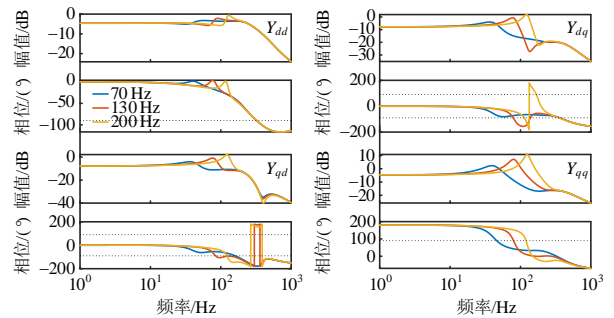


图 12 不同锁相环带宽下并网逆变器输出导纳的波德图

Fig. 12 Bode diagram of output admittance of grid-connected inverters under different PLL bandwidths

由图 12 可知，随着 PLL 带宽增大，并网逆变器输出导纳矩阵元素的谐振尖峰幅值变大，其中主对角线  $q$  轴元素的负阻尼频段范围明显变宽，谐振频率整体向右移动，系统稳定性变差。

改变网侧双回线节点 7 和 8 之间的长度，由原 110 km 多次增加 40 km 至 270 km，得到不同输电线路长度下网侧等效输出阻抗波德图，如图 13 所示。随着双回线长度的增加，网侧两区域联系变弱，由图 13 可知，电网侧阻抗矩阵各元素主要在低频段变化显著，其阻抗幅值增大，同时负阻尼特性频段范围扩大，系统稳定性变差。

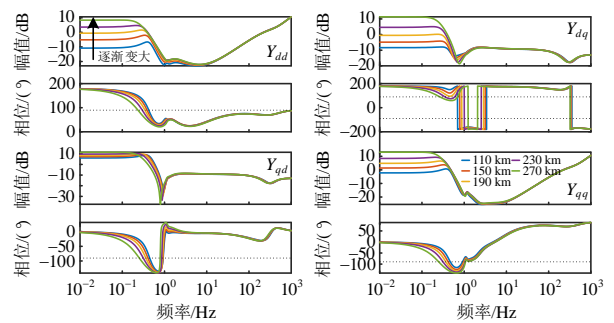


图 13 不同双回线长度下网侧输出阻抗的波德图

Fig. 13 Bode diagram of output impedance of grid under different double-circuit lengths

图 14(a)为不同锁相环带宽设定下，图 10 所示拓扑系统的回比矩阵特征根的轨迹曲线图，其中：实线部分为特征函数  $\lambda_1$  的轨迹曲线；虚线部分为  $\lambda_2$  的轨迹曲线。由图可知，随着锁相环带宽的增大，系统的相位裕度逐渐减小，表明系统稳定裕度降低，更容易失稳；进一步增大锁相环带宽到 200 Hz 时，特征根轨迹逐渐由不包围到包围  $(-1, j0)$  点，系

统由稳定状态过渡到不稳定状态。图 14(b)为不同双回线路长度参数设定下,该系统的回比矩阵特征值的轨迹曲线。由图可知,随着线路长度增长,电网侧变弱,特征函数的 Nyquist 曲线逐渐与单位圆产生交点,系统更容易失稳,与波德图分析结论一致。

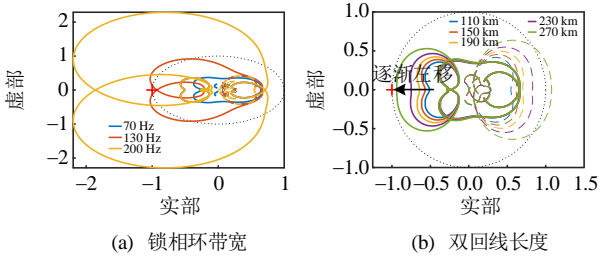
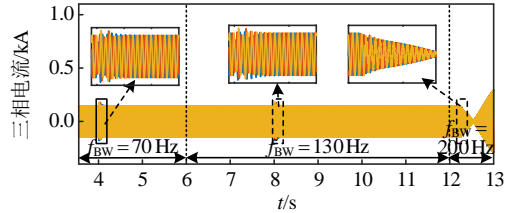


图 14 不同参数设置下系统的特征根轨迹曲线

Fig. 14 Characteristic root locus curves of system under different parameter settings

4.2.2 时域仿真验证

为了验证上述理论稳定性分析的正确性,限于篇幅,以不同锁相环带宽设置为例进行时域仿真验证。在  $t < 6\text{s}$  内,锁相环带宽取值为  $70\text{Hz}$ ;在  $t = 6\sim 12\text{s}$  范围内,  $f_{\text{BW}}$  设置为  $130\text{Hz}$ ;当  $t > 12\text{s}$  时,  $f_{\text{BW}}$  修改为  $200\text{Hz}$ 。另外,在  $t = 4, 8\text{s}$  时,分别在并网系统中添加相同的小信号扰动,观察并网系统的仿真波形如图 15 所示。由图可知,当  $f_{\text{BW}} = 70$  或  $130\text{Hz}$  时,系统可稳定运行,当受到小信号扰动后,锁相环带宽越大,恢复到受扰前状态时间越长,其中:当  $f_{\text{BW}} = 70\text{Hz}$  时,双回线处三相电流谐波畸变率为  $7.21\%$ ;当  $f_{\text{BW}} = 130\text{Hz}$  时,双回线三相电流谐波畸变率增大到  $7.63\%$ 。当锁相环带宽进一步增大至  $200\text{Hz}$  时,各分量逐渐振荡失稳,系统处于不稳定



(c) 双回线处三相电流

图 15 不同锁相环带宽下的系统仿真波形

Fig. 15 Simulation waveform of system under different PLL bandwidths

运行状态。这与图 14(a)中使用稳定判据分析结果相同,验证了上述稳定性分析的正确性。

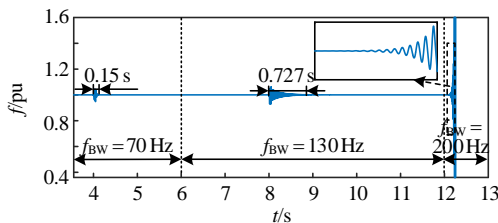
5 结论

1) 本文提出了应用基于多域映射的阻抗分析法对弱电网下新能源机组并网系统进行阻抗建模和稳定性分析。推导了并网系统中典型元件三相 LCL 型并网逆变器和同步发电机的详细元件模型,并应用广义奈奎斯特判据对新能源并网系统进行稳定性分析。为方便控制系统建模,本文所提模型建立于  $dq$  旋转参考系下,整体建模框架同样适用于序阻抗建模。

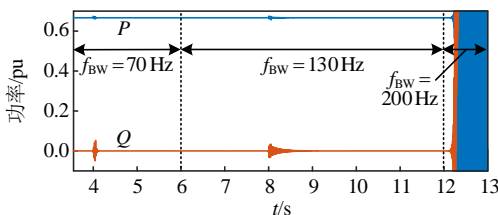
2) 相较于一般连续域建模手段,本文所提出的方法通过将各元件的状态空间模型映射至离散域进行系统建模,运用数值代替复杂的符号变量参与计算,显著降低了建模复杂程度,同时也为计算机辅助下的高效自动建模创造了有利条件。该方法兼顾灵活性和可拓展性,无需进行繁琐的拓扑分析来人为确定独立状态变量,当控制环节或电路结构发生变化时,只需对控制部分对应的微分代数方程或反映系统拓扑连接关系的节点-支路关联矩阵进行适当修改即可。凭借上述特性,该方法能够实现复杂系统模型快速高效集成与分析,从而加速电力系统设计和优化进程,为电力系统稳定性分析研究提供新的思路和实用工具。本文以单台逆变器并网模型为例,通过仿真验证了该方法在阻抗模型构建和稳定性评估应用方面的有效性和可靠性。

3) 对含有非线性环节的连续系统,该方法能够构建小信号线性化模型,但需要预先列写各元件的动态微分方程,同时可能存在线性化误差,仅适用于局部稳定性评估,但考虑到方法建模的高效性,在实际操作中可通过多次迭代应用。

4) 本文所提出的方法为新能源并网系统的高效聚合建模提供了一个通用的建模流程框架,具有



(a) 并网逆变器 PLL 输出频率



(b) 并网逆变器输出功率

推广应用至多变流器系统进行稳定性分析的潜力,有望在促进新能源高效并网等方面发挥作用。

## 参考文献

- [1] 张东辉, 陈新. 基于阻抗视角的新能源发电系统宽频振荡抑制技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(24): 9672-9690.  
ZHANG Donghui, CHEN Xin. Overview of broadband oscillation mitigation of new energy generation power system based on impedance perspective[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(24): 9672-9690(in Chinese).
- [2] STRUNZ K, ALMUNEM K, WULKOW C, et al. Enabling 100% renewable power systems through power electronic grid-forming converter and control: system integration for security, stability, and application to Europe[J]. Proceedings of the IEEE, 2023, 111(7): 891-915.
- [3] 孙秋野, 于潇寒, 王靖傲. “双高”配电系统的挑战与应对措施探讨[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(18): 7115-7135.  
SUN Qiuye, YU Xiaohan, WANG Jingao. Discussion on challenges and countermeasures of “double high” power distribution system[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(18): 7115-7135(in Chinese).
- [4] 孙秋野, 李大双, 王睿, 等. “双高”电力系统: 一种新的稳定判据和稳定性分类探讨[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(8): 3016-3035.  
SUN Qiuye, LI Dashuang, WANG Rui, et al. Power system with high shares of renewables and power electronics: a new stability criterion and classification[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(8): 3016-3035(in Chinese).
- [5] WANG Xiongfei, BLAABJERG F. Harmonic stability in power electronic-based power systems: concept, modeling, and analysis[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(3): 2858-2870.
- [6] LIU Huakun, XIE Xiaorong, HE Jingbo, et al. Subsynchronous interaction between direct-drive PMSG based wind farms and weak AC networks[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2017, 32(6): 4708-4720.
- [7] 谢小荣, 马宁嘉, 刘威, 等. 新型电力系统中储能应用功能的综述与展望[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(1): 158-168.  
XIE Xiaorong, MA Ningjia, LIU Wei, et al. Functions of energy storage in renewable energy dominated power systems: review and prospect[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(1): 158-168(in Chinese).
- [8] HUANG Biyue, SUN Haishun, LIU Yuming, et al. Study on subsynchronous oscillation in D - PMSGs - based wind farm integrated to power system[J]. IET Renewable Power Generation, 2019, 13(1): 16-26.
- [9] D'ARCO S, SUUL J A, BEERTEN J. Configuration and model order selection of frequency-dependent  $\pi$  models for representing DC cables in small-signal eigenvalue analysis of HVDC transmission systems[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(2): 2410-2426.
- [10] 韩俊, 徐政. 基于状态空间分析法的多机系统次同步谐振和自励磁研究[J]. 电网技术, 2011, 35(6): 88-94.  
HAN Jun, XU Zheng. Research on subsynchronous resonance and self-excitation in multi-machine system based on state-space method[J]. Power System Technology, 2011, 35(6): 88-94(in Chinese).
- [11] SUN Jian. Frequency-domain stability criteria for converter-based power systems[J]. IEEE Open Journal of Power Electronics, 2022, 3: 222-254.
- [12] YOON C, BAI Haofeng, WANG Xiongfei, et al. Regional modeling approach for analyzing harmonic stability in radial power electronics based power system[C]//2015 IEEE 6th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG). Aachen: IEEE, 2015: 1-5.
- [13] LIU Huakun, XIE Xiaorong. Impedance network modeling and quantitative stability analysis of sub-/super-synchronous oscillations for large-scale wind power systems[J]. IEEE Access, 2018, 6: 34431-34438.
- [14] GUO Chunyi, CUI Peng, ZHAO Chengyong. Optimization and configuration of control parameters to enhance small-signal stability of hybrid LCC-MMC HVDC system[J]. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, 2022, 10(1): 213-221.
- [15] KUH E S, ROHRER R A. The state-variable approach to network analysis[J]. Proceedings of the IEEE, 1965, 53(7): 672-686.
- [16] LIU Huakun, XIE Xiaorong, LIU Wei. An oscillatory stability criterion based on the unified  $dq$ -frame impedance network model for power systems with high-penetration renewables[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2018, 33(3): 3472-3485.
- [17] LIU Huakun, XIE Xiaorong, GAO Xiaodan, et al. Stability analysis of SSR in multiple wind farms connected to series-compensated systems using impedance network model[J]. IEEE Transactions on

Power Systems, 2018, 33(3): 3118-3128.

[18] DONG Wenkai, DU Wenjuan, XIE Xiaorong, et al. An approximate aggregated impedance model of a grid-connected wind farm for the study of small-signal stability[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2022, 37(5): 3847-3861.

[19] 刘倪, 张昌华, 段雪, 等. 并网逆变器小信号建模方法对比及其适用性分析[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(23): 134-141.  
LIU Ni, ZHANG Changhua, DUAN Xue, et al. Comparison and applicability analysis of small-signal modeling methods for grid-connected inverter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(23): 134-141(in Chinese).

[20] WANG Rui, SUN Qiuye, ZHANG Pinjia, et al. Reduced-order transfer function model of the droop-controlled inverter via Jordan continued-fraction expansion[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2020, 35(3): 1585-1595.

[21] RYGG A, MOLINAS M. Apparent impedance analysis: a small-signal method for stability analysis of power electronic-based systems[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(4): 1474-1486.

[22] BAKHSHIZADEH M K, YOON C, HJERRILD J, et al. The application of vector fitting to eigenvalue-based harmonic stability analysis[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(4): 1487-1498.

[23] 韩应生, 孙海顺, 穆清, 等. 一种基于元件离散模型的系统状态空间构成新方法[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(20): 6569-6577.  
HAN Yingsheng, SUN Haishun, MU Qing, et al. A novel approach to construct the power system state space based on the discrete-time state space model of the component[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(20): 6569-6577(in Chinese).

[24] 黄家裕, 陈礼义, 孙德昌. 电力系统数字仿真[M]. 北京: 中国水利电力出版社, 1995: 206-208.  
HUANG Jiayu, CHEN Liyi, SUN Dechang. Digital simulation of power systems[M]. Beijing: China Water Power Press 1995: 206-208(in Chinese).

[25] 多梅尔 H W. 电力系统电磁暂态计算理论[M]. 李永庄, 林集明, 曾昭华, 译. 北京: 水利电力出版社, 1991.  
DOMMEL H W. EMTP theory book[M]. LI Yongzhuang,

LIN Jiming, ZENG Zhaohua, Trans. Beijing: Water Resources and Electric Power Press, 1991(in Chinese).

[26] GAO Chenxiang, XU Jin, WANG Keyou, et al. Portal analysis approach used for the efficient electromagnetic transient (EMT) simulation of power electronic systems [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2023, 38(6): 4213-4225.

[27] SUN Jian. Impedance-based stability criterion for grid-connected inverters[J]. IEEE transactions on power electronics, 2011, 26(11): 3075-3078.

[28] 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).

[29] 杨苓, 陈燕东, 周乐明, 等. 弱电网下锁相环对三相 LCL 型并网逆变器小扰动建模影响及稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(13): 3792-3804.  
YANG Ling, CHEN Yandong, ZHOU Leming, et al. Effect of phase locked loop on the small-signal perturbation modeling and stability analysis for three-phase LCL-type grid-connected inverter in weak grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(13): 3792-3804(in Chinese).

[30] KUNDUR P, BALU N J, LAUBY M G. Power system stability and control[M]. New York: McGraw-Hill, 1994.

附录 A

图 A1 中: 油动机采用单位输出反馈;  $v_{gmax}$  和  $v_{gmin}$  为最大最小开闸速度,  $g$  为汽门开度, 忽略原动机输入机械功率响应汽门开度变化的动态过程。

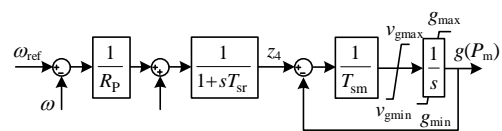


图 A1 调速系统的控制框图

Fig. A1 Control block diagram of speed control system

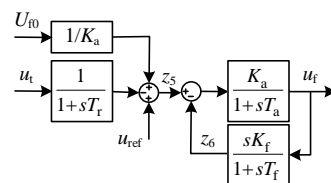


图 A2 励磁系统的控制框图

Fig. A2 Control block diagram of excitation system

$$\begin{cases} \mathbf{A}_c = \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}} - \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{i}_{xy}} \left( \frac{\partial \mathbf{g}}{\partial \mathbf{i}_{xy}} \right)^{-1} \frac{\partial \mathbf{g}}{\partial \mathbf{x}} \Big|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_0, \mathbf{i}_{xy}=\mathbf{i}_{xy0}, \mathbf{u}_{xy}=\mathbf{u}_{xy0}} \\ \mathbf{B}_c = \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{u}_{xy}} - \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{i}_{xy}} \left( \frac{\partial \mathbf{g}}{\partial \mathbf{i}_{xy}} \right)^{-1} \frac{\partial \mathbf{g}}{\partial \mathbf{u}_{xy}} \Big|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_0, \mathbf{i}_{xy}=\mathbf{i}_{xy0}, \mathbf{u}_{xy}=\mathbf{u}_{xy0}} \\ \mathbf{C}_c = - \left( \frac{\partial \mathbf{g}}{\partial \mathbf{i}_{xy}} \right)^{-1} \frac{\partial \mathbf{g}}{\partial \mathbf{x}} \Big|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_0, \mathbf{i}_{xy}=\mathbf{i}_{xy0}, \mathbf{u}_{xy}=\mathbf{u}_{xy0}} \\ \mathbf{D}_c = - \left( \frac{\partial \mathbf{g}}{\partial \mathbf{i}_{xy}} \right)^{-1} \frac{\partial \mathbf{g}}{\partial \mathbf{u}_{xy}} \Big|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_0, \mathbf{i}_{xy}=\mathbf{i}_{xy0}, \mathbf{u}_{xy}=\mathbf{u}_{xy0}} \end{cases} \quad (\text{A1})$$

$$\mathbf{G}_n = \mathbf{M}_{nb} \mathbf{D}_{sys} \mathbf{M}_{nb}^T \quad (\text{A2})$$

$$\begin{cases} \mathbf{Z}_{pp} = \mathbf{M}_{np}^T \mathbf{G}_n^{-1} \mathbf{M}_{np} \\ \mathbf{Z}_{ph} = \mathbf{M}_{np}^T \mathbf{G}_n^{-1} \mathbf{M}_{nh} \\ \mathbf{Z}_{hp} = \mathbf{M}_{nh}^T \mathbf{G}_n^{-1} \mathbf{M}_{np} \\ \mathbf{Z}_{hh} = \mathbf{M}_{nh}^T \mathbf{G}_n^{-1} \mathbf{M}_{nh} \end{cases} \quad (\text{A3})$$

$$\begin{cases} \mathbf{A}_D = \mathbf{A}_{sys} - \mathbf{B}_{sys} \mathbf{Z}_{hh} \mathbf{C}_{sys} + \mathbf{B}_{sys} \mathbf{Z}_{hp} \mathbf{Z}_{pp}^{-1} \mathbf{Z}_{ph} \mathbf{C}_{sys} \\ \mathbf{B}_D = \mathbf{B}_{sys} \mathbf{Z}_{hp} \mathbf{Z}_{pp}^{-1} \\ \mathbf{C}_D = \mathbf{Z}_{pp}^{-1} \mathbf{Z}_{ph} \mathbf{C}_{sys} \\ \mathbf{D}_D = \mathbf{Z}_{pp}^{-1} \end{cases} \quad (\text{A4})$$



费思媛

在线出版日期：2025-03-31。

收稿日期：2024-08-08。

作者简介：

费思媛(1999)，女，硕士研究生，研究方向为新能源并网系统建模与稳定性分析，feisiyuan@sjtu.edu.cn；

高晨祥(1997)，男，博士研究生，研究方向为高压直流输电 MMC 电磁暂态建模、电力系统稳定分析，gaocx\_22@sjtu.edu.cn；

\*通信作者：汪可友(1979)，男，博士，教授，研究方向为电力系统动态与稳定计算方法、柔性输电等，wangkeyou@sjtu.edu.cn；

马亦卓(1997)，男，博士研究生，研究方向为新能源电力系统稳定性分析与控制，925998709@sjtu.edu.cn；

徐晋(1991)，男，助理教授，研究方向为电力系统分析、新能源接入、实时仿真与建模等，xujin20506@sjtu.edu.cn。

(责任编辑 吕鲜艳)