

# 基于状态矩阵的构网型多变流器系统 高精度建模方法

赵艺琳<sup>1</sup>, 柳伟<sup>1\*</sup>, 袁晓冬<sup>2</sup>, 韩华春<sup>2</sup>

(1. 南京理工大学 自动化学学院, 江苏 南京 210094;

2. 国网江苏省电力有限公司电力科学研究院, 江苏 南京 211103)

## High-Precision Modeling Method for Grid-Forming Multi-Converter Systems Based on State Matrix

ZHAO Yilin<sup>1</sup>, LIU Wei<sup>1\*</sup>, YUAN Xiaodong<sup>2</sup>, HAN Huachun<sup>2</sup>

(1. School of Automation, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China;

2. Electric Power Research Institute of State Grid Jiangsu Electric Power Co., Ltd., Nanjing 211103, China)

**Abstract:** [Objective] In the simulation of grid-forming multi-converter systems, traditional LC equivalent model exhibits insufficient accuracy and significant transient response errors, rendering them struggle to accommodate high-frequency switching characteristics, particularly failing to accurately represent switching transient processes at sub-microsecond simulation time step. To resolve the above challenges, a high-precision modeling method for grid-forming multi-converter system based on state matrix is proposed.

[Methods] Firstly, a discretized model for converter switching components under grid-forming virtual synchronous generator control was established, where undetermined parameters were determined by combining discrete circuit with ideal switching characteristic, thereby constructing a generalized fixed-admittance switching (FAS) model based on LC equivalent circuits. Secondly, based on the coupling characteristics of grid-forming multi-converter, an extension method from the single converter state matrix to the multi-converter system was derived, and system-level state-space equations were formulated to efficiently characterize dynamic interactions among converters. Finally, a grid-forming multi-converter system simulation model was established based on the PSCAD/EMTDC platform, and compared the proposed FAS model with the PSCAD ideal model and traditional LC equivalent model. [Results] The simulation results showed

that the simulation results of proposed FAS model were closer to the PSCAD ideal model, which effectively reduced the power loss under the sub-microsecond simulation time step and improved the system simulation accuracy and efficiency while maintaining the system stability. [Conclusion] The proposed FAS model exhibits excellent applicability and stability under sub-microsecond simulation time step.

**Key words:** multi-converter; grid-forming; virtual synchronous; generalized fixed-admittance; sub-microsecond

**摘 要:** [目的]在构网型多变流器系统仿真中,传统 LC 等效模型存在精度不足、暂态响应误差较大等问题,难以适应高频开关特性,尤其在亚微秒级仿真步长下无法准确表征开关暂态过程。针对上述问题,本文提出了一种基于状态矩阵的构网型多变流器系统高精度建模方法。【方法】首先,建立构网型虚拟同步发电机控制下的变流器开关元件离散化模型,通过离散电路联合理想开关特性确定待定参数,构建基于 LC 等效电路的广义恒导纳开关(FAS)模型;其次,基于构网型多变流器耦合特性,推导单变流器状态矩阵向多变流器系统的拓展方法,建立系统级状态空间方程,准确表征多变流器间的动态交互过程;最后,基于 PSCAD/EMTDC 平台搭建构网型多变流器系统仿真模型,将所提 FAS 模型与 PSCAD 理想模型及传统 LC 等效模型进行对比。【结果】仿真结果表明,所提 FAS 模型仿真结果更加贴近 PSCAD 理想模型,有效降低了亚微秒级仿真步长下的功率损耗,在维持系统稳定性的同时,提高了系统仿真精度及效率。【结论】所提 FAS 模型在亚微秒级仿真步长下具有良好的适用性和稳定性。

**关键词:** 多变流器; 构网型; 虚拟同步; 广义恒导纳; 亚微秒级

**基金项目:** 国家电网有限公司总部科技项目 (5400-202318547A-3-2-ZN)

State Grid Corporation of China Headquarters Science and Technology Project (5400-202318547A-3-2-ZN)

## 0 引言

在新能源与电力电子设备高渗透率发展的背景下,多变流器系统凭借其高发电容量、灵活可控性等优势,正逐步代替以同步发电机为核心的传统配电系统。然而,当前主流跟网型变流器需依赖锁相环(Phase Lock Loop, PLL)实现电网同步,在低惯性电网中易引发同步失稳、振荡等问题<sup>[1-3]</sup>。而构网型变流器通过模拟同步发电机的机电特性,可在无 PLL 条件下自主构建电网电压与频率,同时提供虚拟惯量与阻尼支撑<sup>[4-6]</sup>,为高比例电力电子化电网的稳定运行提供了有效解决方案,但其暂态稳定性仍有待提升<sup>[7-8]</sup>。

为提升构网型变流器的动态响应能力,现有研究主要采用传统 LC 等效电路模型或二值电阻模型进行变流器开关建模。然而,传统模型在多变流器系统中存在局限性:(1)开关状态切换时需重构导纳矩阵,导致计算复杂度随变流器数量增加呈指数级增长<sup>[9]</sup>;(2)开关暂态过程引发的功率损耗与仿真误差会削弱系统动态响应能力,进一步恶化实时仿真精度;(3)随着电力电子器件开关频率不断提升,传统建模方法难以在亚微秒级仿真步长下精确表征开关暂态过程<sup>[10]</sup>,制约了系统对电网惯性需求的快速支撑能力。传统模型的局限性不仅影响数值精度,还会直接导致基于仿真结果的控制系统设计和保护定值整定出现偏差,从而影响实际工程中变流器对电网的支撑性能与运行安全。因此,构网型变流器需兼具高精度与通用性开关模型,以准确表征构网型变流器的动态响应特性及其对电网的主动支撑能力。

文献[11]提出了一种基于响应匹配的开关建模方法,减少了虚拟功率损耗,提升了开关精度。文献[12-14]提出了通用的平均化建模方法,可进行较大步长的仿真,提升了仿真速度。文献[15]利用传输线建模法将电感元件等效成短传输线,减少了子系统的节点数量,降低了计算量。文献[16]提出了一种考虑损耗特性的小步长模型,采用物理元件等效和构造离散系统相结合的方法,抑制了 LC 等效开关模型的振荡问题。文献[17]提出了一种混合伴随电路建模方法,在较高的开关频率下提升了仿真效率。上述开关模型仅针对单个变流器且多采用跟网型控制,未能考

虑仿真过程中多个变流器电压频率支撑问题,在仿真精度和效率方面略显不足。文献[18]针对构网型变流器构建了全阶小信号模型,提高了小扰动下的同步稳定性。文献[19]提出了一种基于功率跟踪的构网型变流器模型,抑制了功率振荡,提高了动态响应能力。但这些模型在多个构网型变流器并联时开关模型的暂态稳定方面仍考虑不足。

综上所述,为应对大规模构网型变流器系统的实时仿真,兼顾多变流器系统仿真精度及效率,本文提出了一种基于状态矩阵的构网型多变流器系统高精度建模方法。该方法结合构网型变流器的响应特性,将多变流器开关状态嵌入统一状态方程,通过最小谱半径优化确定系统参数,避免多变流器交互时的矩阵重构,降低了计算规模,提升了仿真效率。其核心创新在于针对构网型多变流器响应特性,构建了基于状态矩阵的多变流器系统模型,解决了传统建模方法在仿真精度与响应速度之间的矛盾,有助于在亚微秒级仿真步长下实现开关暂态过程的高精度表征。

## 1 构网型变流器建模

### 1.1 虚拟同步发电机变流器模型

跟网型变流器与构网型变流器的核心差异主要体现在同步控制策略上,前者主要依赖 PLL 实现与电网的同步运行,后者则采用基于功率调节的同步控制方法<sup>[20-22]</sup>。当大量跟网型变流器接入电力系统后,会导致系统惯量下降,进而影响系统稳定性<sup>[23-25]</sup>。

目前,以虚拟同步发电机(Virtual Synchronous Generator, VSG)为基础的构网型控制技术<sup>[26-29]</sup>已应用于多种新能源发电系统中。VSG 变流器拓扑结构如图 1 所示,VSG 构网型变流器通过直接控制输出端电压调节输出功率。在系统运行过程中,首先采集变流器的输出电流和电压实时值,通过功率计算模块解析出瞬时有功功率与无功功率参数,经过 VSG 控制计算出相角与电动势,以模拟传统同步发电机的动态响应特性;进一步,通过坐标变换将电动势从旋转坐标系转换到静止坐标系,使其与电网参考信号对齐;同时,电压和电流信号进入控制模块,执行电压电流双闭环控制策略;最后,控制信号通过脉宽调制模块产生脉冲信

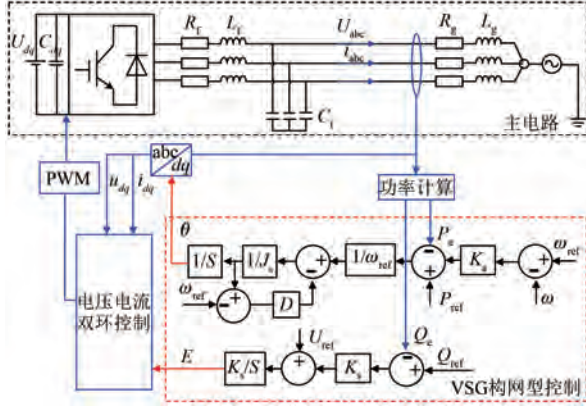


图1 VSG变流器拓扑结构

Fig. 1 Topology of VSG converter

号,用于控制变流器的开通和关断。

VSG变流器的控制系统主要包括虚拟有功-频率控制及无功-电压控制。其中,虚拟有功-频率控制模拟同步发电机调速器的作用,控制方程为

$$\begin{cases} P_m = P_{ref} - K_a(\omega - \omega_{ref}) \\ (P_m - P_e)/\omega_{ref} = J \frac{d(\omega - \omega_{ref})}{dt} + D(\omega - \omega_{ref}) \end{cases} \quad (1)$$

式中:\$P\_m\$为输入有功功率;\$P\_{ref}\$为输入有功功率参考值;\$K\_a\$为虚拟有功-频率控制的调节系数;\$P\_e\$为电磁功率;\$\omega\$、\$\omega\_{ref}\$分别为角速度实际值、参考值;\$J\$为虚拟转动惯量;\$D\$为虚拟阻尼系数。

无功-电压控制模拟同步发电机励磁机的作用,通过无功以及电压的下垂特性来实现无功调压的功能,控制方程为

$$E = K_s \int [U_{ref} - K_b(Q_e - Q_{ref})] \quad (2)$$

式中:\$U\_{ref}\$为输出电压参考值;\$K\_b\$为无功-电压控制的调节系数;\$Q\_e\$为输出无功功率;\$Q\_{ref}\$为输出无功功率参考值;\$K\_s\$为积分系数;\$E\$为励磁电动势。

### 1.2 基于LC等效电路的广义恒导纳建模方法

对于构网型多变流器系统,其暂态稳定性问题较为突出。当前主流电力系统电磁暂态分析工具普遍基于离散时间步长建模原理,其核心算法是通过将动态元件在时域内进行数值离散化处理,构建由等效导纳与历史电流源组成的并联结构来表征支路的瞬态特性<sup>[30]</sup>。然而,如图2所示的传统LC等效开关模型难以满足构网型多变流器系统的暂态仿真需求。

基于后向欧拉法的LC开关模型在导通、关

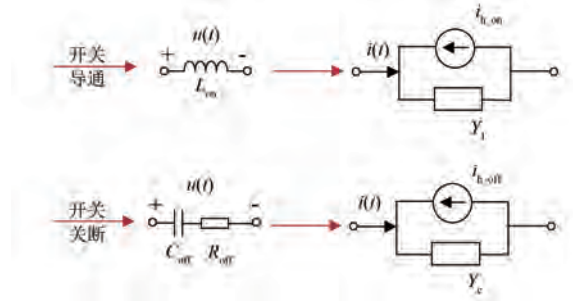


图2 传统LC等效开关模型

Fig. 2 Traditional LC equivalent switching model

断状态下的历史电流源 \$i\_{h\\_on}\$、\$i\_{h\\_off}\$ 表达式为

$$\begin{cases} i_{h\_on}(t) = -i(t - \Delta t) \\ i_{h\_off}(t) = Y_c u(t - \Delta t) - R_{off} Y_c i(t - \Delta t) \end{cases} \quad (3)$$

式中:\$u(t-\Delta t)\$、\$i(t-\Delta t)\$分别为步长 \$\Delta t\$ 前的电压、电流;\$R\_{off}\$、\$Y\_c\$分别为开关关断状态下的阻尼电阻、等效导纳。

设置电感和电容等效元件参数,使开关导通状态下的等效导纳 \$Y\_1\$ 与关断状态下的等效导纳 \$Y\_c\$ 相等,即:

$$Y_1 = \frac{\Delta t}{L_{on}} = Y_c = \frac{C_{off}}{\Delta t} = Y_{sw} \quad (4)$$

式中:\$L\_{on}\$为开关导通状态下的电感值;\$C\_{off}\$为开关关断状态下的电容值;\$Y\_{sw}\$为统一后的等效导纳。

该等效元件的参数是经过特定的数值积分得到的,因此受外电路的影响,并不具备通用性。并且在开关状态切换时,电感和电容等效元件所产生的暂态误差会带来大于实际开关损耗的附加功率损耗,使变流器系统无法快速响应频率或电压的变化,引起较大的暂态误差,从而影响多变流器场景下电力电子系统的实时仿真精度。

考虑到等效元件的一般化,在大规模变流器接入时,仿真过程中难免会产生较大误差。为此,本文构建了一种基于LC等效电路的广义恒导纳开关(Fixed-Admittance Switching, FAS)模型,如图3所示,将开关模型等效为两个不同状态下的电路。其中,On\_E为导通元件,表示开关导通;Off\_E为关断元件,表示开关关断。

基于LC等效电路的广义FAS模型的历史电流源可表示为

$$\begin{cases} i_{h\_on}(t) = \alpha_{on} Y_{on} u(t - \Delta t) + \beta_{on} i(t - \Delta t) \\ i_{h\_off}(t) = \alpha_{off} Y_{off} u(t - \Delta t) + \beta_{off} i(t - \Delta t) \end{cases} \quad (5)$$

式中:下标 on、off 分别为导通、关断状态;\$\alpha\$、\$\beta\$ 分



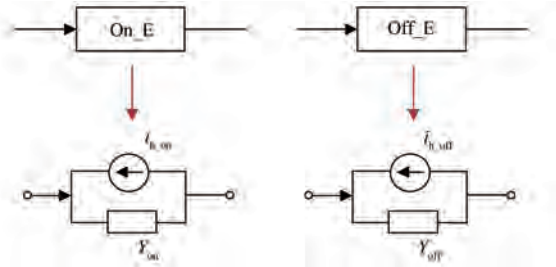


图 3 基于 LC 等效电路的广义 FAS 模型

Fig. 3 Generalized FAS model based on LC equivalent circuit

别为电压、电流系数;  $Y$  为等效导纳。

不同于传统 LC 等效开关模型, 广义 FAS 模型将单个变流器描述为线性离散电路, 结合理想开关的电气特性, 能够更准确地确定模型中的各项参数。

基于 LC 等效电路的广义 FAS 模型需满足  $Y_l = Y_c = Y_{sw}$ , 同时还要保证该模型与理想状态模型的稳态响应特性相同。根据理想状态模型的稳态响应特性, 此时导通电压及关断电流应满足:

$$\begin{cases} \hat{u}_{on}(+\infty) = 0, \text{对任意导通电流有界} \\ \hat{i}_{off}(+\infty) = 0, \text{对任意关断电流有界} \end{cases} \quad (6)$$

式中:  $\hat{u}_{on}$  为理想开关的导通电压;  $\hat{i}_{off}$  为理想开关的关断电流。

结合式 (6), 可得模型在不同开关状态下的稳态值:

$$\begin{cases} u_{on}(+\infty) = \frac{1 + \beta_{on} z^{-1}}{1 - \alpha_{on} z^{-1}} \cdot \frac{i_{on}(+\infty)}{Y_{sw}}, z \rightarrow 1 \\ i_{off}(+\infty) = \frac{1 - \alpha_{off} z^{-1}}{1 - \beta_{off} z^{-1}} \cdot Y_{sw} u_{off}(+\infty), z \rightarrow 1 \end{cases} \quad (7)$$

式中:  $i_{on}$ 、 $u_{on}$  和  $i_{off}$ 、 $u_{off}$  分别为开关模型的导通和关断电流、电压;  $z^{-1}$  为单位延迟环节。

此时,  $Y_{sw}$  为

$$Y_{sw} = \frac{\Delta t}{L - R} = \frac{C}{\Delta t} \quad (8)$$

式中:  $L$ 、 $C$  和  $R$  分别为等效电感、等效电容和等效电阻。

根据终值定理, 令  $u_{on}(+\infty)$ 、 $i_{off}(+\infty)$  为零, 由式 (7) 可推出此时的充要条件为式 (9), 即当满足式 (9) 的约束条件时, 基于 LC 等效电路的广义 FAS 模型与理想开关模型具有相同的稳态响应特性。

$$\alpha_{on} \neq 1, \beta_{on} = 1 \text{ 且 } \alpha_{off} = 1, \beta_{off} \neq -1 \quad (9)$$

在开关模型的暂态过程中, 可将变流器储能和稳压元件视为独立电源, 此时  $Y_{sw}$  应满足:

$$\frac{\Delta t}{L_p} \ll Y_{sw} \ll \frac{C_p}{\Delta t} \quad (10)$$

式中:  $L_p$  为滤波电感;  $C_p$  为稳压电容。

由式 (10) 可看出, 当  $\Delta t$  足够小时,  $Y_{sw}$  满足该条件。由于开关瞬态过程的时间常数 (微秒至亚微秒级) 远小于变流器储能和稳压元件的响应时间, 因此在分析单相或三相全桥电路时, 可以将其视为由多个相互独立的半桥电路组成, 从而建立半桥电路分析方法对全桥拓扑的普适性。

以单个两电平变流器为例, 广义恒导纳变流器模型的暂态响应如图 4 所示。图中,  $U_0$  为桥臂中点电压;  $I_u$ 、 $I_d$  和  $U_u$ 、 $U_d$  分别为上、下桥臂电流和电压;  $U_{c1}$ 、 $U_{c2}$  为直流电容电压;  $I_{hisu}$ 、 $I_{hisd}$  分别为上、下桥臂等效历史电流源;  $I_0$  为电感电流。当 S1 闭合、S2 断开时,  $U_0$  从  $-U_{c2}$  变为了  $U_{c1}$ 。此切换过程中, 会引起暂态响应, 且其持续时间远大于实际开关的暂态过程, 进而产生功率损耗。本文通过调整广义 FAS 模型的参数, 加快瞬态响应的收敛速度, 从而降低功耗, 确保模型的数值稳定性。

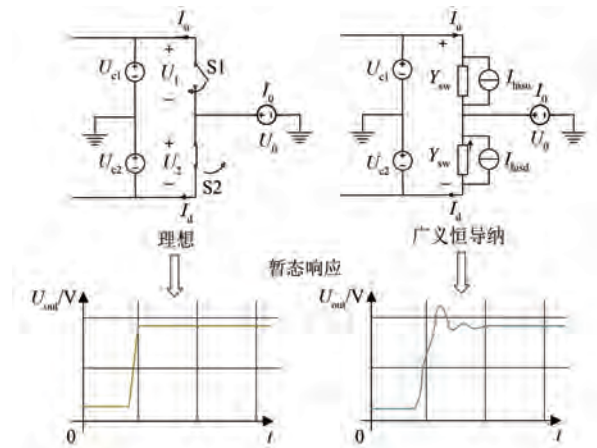


图 4 广义恒导纳变流器模型的暂态响应

Fig. 4 Transient response of the generalized fixed-admittance converter model

## 2 构网型多变流器系统建模

### 2.1 构网型多变流器响应特性

在应对电网中的各种故障时, 跟网型与构网型变流器的响应变化存在差异, 如图 5 所示。例如当电网发生电压扰动时, 电网电压  $V_g$  发生变

化,对于跟网型变流器,因 PLL,电流  $I_c$  瞬时保持不变,从而导致输出电压  $V_c$  瞬时变小;由于构网型变流器在一定范围内可提供恒定的电压,即  $E$  保持恒定,加强了电力系统的稳定性,但同时也会引起  $I_c$  突增,因此会产生过电流现象。

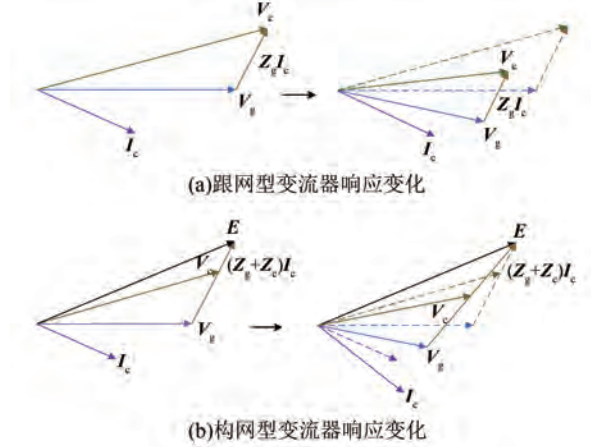


图5 两种变流器响应变化

Fig. 5 Response change of two converters

针对多变流器电力系统,采用构网型变流器可以弥补系统惯量较低的缺陷,更灵活地进行调压调频,以维持系统稳定运行。构网型多变流器控制系统结构如图6所示。

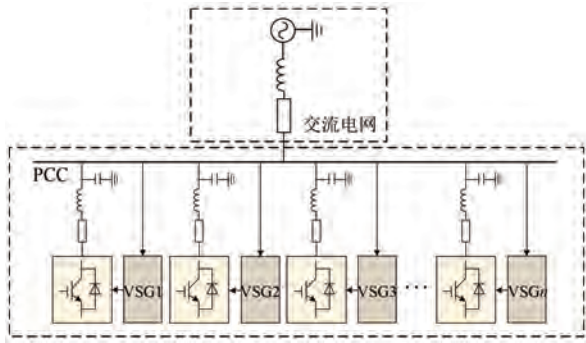


图6 构网型多变流器控制系统结构

Fig. 6 Structure of grid-forming multi-converter control system

在实际情况中由于公共耦合点 (Point of Common Coupling, PCC) 与配电站之间的物理距离较远,输电线路普遍较长。系统中配置的大量隔离变压器进一步增大了电网阻抗,阻抗特性多呈现为感性。在这种高阻抗电网环境下,构网型变流器不仅表现出更强的运行稳定性,还能够脱离电网实现孤岛运行。假设线路阻抗呈现为感性,VSG变流器的有功变化方程为

$$\Delta P_i = \frac{U_i U_c}{X_i} \Delta \delta_i = \gamma_i \int (\Delta \omega_i - \Delta \omega_c) dt \quad (11)$$

式中:  $U_c$ 、 $\omega_c$  分别为 PCC 处的电压、角频率;  $U_i$ 、 $X_i$ 、 $\delta_i$ 、 $\gamma_i$  和  $\omega_i$  分别为第  $i$  个 VSG 变流器的输出电压、总电抗、功角、功角系数和输出角频率。

当负载发生变化时,PCC 处角频率将随之发生变化,进而影响  $n$  个 VSG 变流器的输出功率。角频率与负载变化相应的表达式为

$$\Delta \omega_c = \sum_{i=1}^n \left( \frac{\gamma_i}{\gamma} \Delta \omega_i \right) - \frac{1}{\gamma} \frac{d \left( \sum_{i=1}^n \Delta P_i \right)}{dt} \quad (12)$$

式中:  $\gamma = \sum_{i=1}^n \gamma_i$  为总功角系数;  $\sum_{i=1}^n \Delta P_i$  为总负载变化。

## 2.2 基于状态矩阵的多变流器系统建模

运用基于 LC 等效电路的广义恒导纳建模方法,分析单个变流器的建模过程。以单个变流器为例,由基尔霍夫电流定律可得:

$$\begin{cases} I_u(t) = Y_{sw} U_u(t) - I_{hisu}(t) \\ I_d(t) = Y_{sw} U_d(t) - I_{hisd}(t) \\ I_{hisu}(t) = \alpha_{on} Y_{sw} U_u(t - \Delta t) + I_u(t - \Delta t) \\ I_{hisd}(t) = Y_{sw} U_d(t - \Delta t) + \beta_{off} I_d(t - \Delta t) \\ I_0(t) = I_u(t) - I_d(t) \\ U_{c1}(t) = U_u(t) + U_0(t) \\ U_{c2}(t) = -U_d(t) - U_0(t) \end{cases} \quad (13)$$

将式(13)整理成状态方程的形式:

$$\begin{bmatrix} U_u(t) \\ I_d(t) \end{bmatrix} = A_1 \begin{bmatrix} U_u(t - \Delta t) \\ I_d(t - \Delta t) \end{bmatrix} + B_1 \begin{bmatrix} U_{c1}(t) \\ U_{c2}(t) \\ I_0(t) \end{bmatrix} = A_1 \begin{bmatrix} U_u(t - \Delta t) \\ I_d(t - \Delta t) \end{bmatrix} + C_1 \quad (14)$$

式中:  $A_1$ 、 $B_1$  和  $C_1$  分别为单个变流器离散系统的状态矩阵、输入矩阵和常数矩阵。

整理可得  $A_1$  为

$$A_1 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 - \alpha_{on} & \beta_{off} - 1 \\ \alpha_{on} + 1 & \beta_{off} + 1 \end{bmatrix} \quad (15)$$

根据式(15)可知,  $A_1$  的谱半径  $\rho(A_1)$  越小,系统暂态响应越快,  $\rho(A_1) < 1$  时系统稳定。由于半桥电路具有对称性,得到的开关参数具有普适性,同

理可得 S1 断开、S2 闭合状态时的状态矩阵。

由于多个构网型变流器间存在耦合关系, 结合单个变流器建模方法, 分析多变流器系统的状态矩阵。

当两个变流器并联时, PCC 处电压由两个变流器的输出电流共同决定。根据线路阻抗模型, PCC 处电压  $U_c$  满足:

$$U_c(t) = \left( \frac{L_1}{\Delta t} + R_1 \right) I_1(t) + \left( \frac{L_2}{\Delta t} + R_2 \right) I_2(t) \quad (16)$$

式中:  $I_1$ 、 $I_2$ 、 $L_1$ 、 $L_2$  和  $R_1$ 、 $R_2$  分别为第 1 个、第 2 个

$$A_2 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (1 - \alpha_1) \left(1 - \frac{1}{2k}\right) & (\beta_1 - 1) \left(1 - \frac{1}{2k}\right) & \frac{1 - \alpha_2}{2k} & \frac{\beta_2 - 1}{2k} \\ (1 + \alpha_1) + \frac{1 - \alpha_1}{2k} & (1 + \beta_1) + \frac{\beta_1 - 1}{2k} & \frac{1 - \alpha_2}{2k} & \frac{1 - \beta_2}{2k} \\ \frac{1 - \alpha_1}{2k} & \frac{\beta_1 - 1}{2k} & (1 - \alpha_2) \left(1 - \frac{1}{2k}\right) & (\beta_2 - 1) \left(1 - \frac{1}{2k}\right) \\ \frac{\alpha_1 - 1}{2k} & \frac{1 - \beta_1}{2k} & (1 + \alpha_2) + \frac{1 - \alpha_2}{2k} & (1 + \beta_2) + \frac{\beta_2 - 1}{2k} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \quad (18)$$

式中:  $\alpha_1$ 、 $\beta_1$  和  $\alpha_2$ 、 $\beta_2$  分别为第 1 个和第 2 个变流器的电流导通系数、电压关断系数;  $k = \frac{L_1}{\Delta t} + R_1 + \frac{L_2}{\Delta t} + R_2 + 1$ 。

同理可得,  $n$  个变流器并联的状态方程为

$$\begin{bmatrix} U_{1u}(t) \\ I_{1d}(t) \\ U_{2u}(t) \\ I_{2d}(t) \\ \dots \\ U_{nu}(t) \\ I_{nd}(t) \end{bmatrix} = A_n \begin{bmatrix} U_{1u}(t - \Delta t) \\ I_{1d}(t - \Delta t) \\ U_{2u}(t - \Delta t) \\ I_{2d}(t - \Delta t) \\ \dots \\ U_{nu}(t - \Delta t) \\ I_{nd}(t - \Delta t) \end{bmatrix} + C_n \quad (19)$$

$$A_n = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} A_{11} & \dots & A_{1j} & \dots & A_{1n} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ A_{i1} & \dots & A_{ij} & \dots & A_{in} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ A_{n1} & \dots & A_{nj} & \dots & A_{nn} \end{pmatrix} \quad (20)$$

变流器的输出电流、线路电感和电阻。

此时, 两个变流器并联的状态方程为

$$\begin{bmatrix} U_{1u}(t) \\ I_{1d}(t) \\ U_{2u}(t) \\ I_{2d}(t) \end{bmatrix} = A_2 \begin{bmatrix} U_{1u}(t - \Delta t) \\ I_{1d}(t - \Delta t) \\ U_{2u}(t - \Delta t) \\ I_{2d}(t - \Delta t) \end{bmatrix} + C_2 \quad (17)$$

式中:  $A_2$ 、 $C_2$  分别为两个变流器并联系统的状态矩阵、常数矩阵;  $U_{1u}$ 、 $I_{1d}$  和  $U_{2u}$ 、 $I_{2d}$  分别为第 1 个和第 2 个变流器上桥臂电压、下桥臂电流。

整理可得  $A_2$  为

$$A_2 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (1 - \alpha_1) \left(1 - \frac{1}{2k}\right) & (\beta_1 - 1) \left(1 - \frac{1}{2k}\right) & \frac{1 - \alpha_2}{2k} & \frac{\beta_2 - 1}{2k} \\ (1 + \alpha_1) + \frac{1 - \alpha_1}{2k} & (1 + \beta_1) + \frac{\beta_1 - 1}{2k} & \frac{1 - \alpha_2}{2k} & \frac{1 - \beta_2}{2k} \\ \frac{1 - \alpha_1}{2k} & \frac{\beta_1 - 1}{2k} & (1 - \alpha_2) \left(1 - \frac{1}{2k}\right) & (\beta_2 - 1) \left(1 - \frac{1}{2k}\right) \\ \frac{\alpha_1 - 1}{2k} & \frac{1 - \beta_1}{2k} & (1 + \alpha_2) + \frac{1 - \alpha_2}{2k} & (1 + \beta_2) + \frac{\beta_2 - 1}{2k} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\left\{ \begin{aligned} A_{ij} &= \begin{bmatrix} \frac{1 - \alpha_j}{2k} & \frac{\beta_j - 1}{2k} \\ \frac{\alpha_j - 1}{2k} & \frac{1 - \beta_j}{2k} \end{bmatrix}, i \neq j \\ A_{ij} &= \begin{bmatrix} (1 - \alpha_i) \left(1 - \frac{1}{2k}\right) & (\beta_i - 1) \left(1 - \frac{1}{2k}\right) \\ (1 + \alpha_i) + \frac{1 - \alpha_i}{2k} & (1 + \beta_i) + \frac{\beta_i - 1}{2k} \end{bmatrix}, \\ i &= j \end{aligned} \right. \quad (21)$$

式中:  $A_n$ 、 $C_n$  分别为  $n$  个变流器并联系统的状态矩阵、常数矩阵;  $U_{nu}$ 、 $I_{nd}$  分别为第  $n$  个变流器上桥臂电压、下桥臂电流;  $\alpha_n$ 、 $\beta_n$  分别为第  $n$  个变流器的电流导通系数、电压关断系数;  $k = \sum_{i=1}^n \left( \frac{L_i}{\Delta t} + R_i \right) + 1$ ,  $L_i$ 、 $R_i$  分别为第  $i$  个变流器的线路电感、电阻。

线性离散系统稳定的充要条件是状态矩阵的谱半径满足  $\rho(A) < 1$ 。为了加快系统暂态响应的

收敛速度,并增强数值稳定性,可以规定  $\rho(\mathbf{A}_n) < 1$  的数值稳定区,且  $\rho(\mathbf{A}_n)$  最小时,即  $\mathbf{A}_n$  特征根的绝对值达到最大时的  $\alpha, \beta$  为最优参数。为便于分析系统稳定时对应的参数,令  $\alpha_1 = \dots = \alpha_n = \alpha, \beta_1 = \dots = \beta_n = \beta$ , 且每个变流器的线路电感及电阻相等。则最优参数  $\alpha, \beta$  对应的历史电流源表达式为

$$\begin{aligned} I_{h\_on}(t) &= \alpha Y_{sw} U(t - \Delta t) - I(t - \Delta t) \\ I_{h\_off}(t) &= Y_{sw} U(t - \Delta t) + \beta I(t - \Delta t) \end{aligned} \quad (22)$$

此时,开关模型的暂态响应收敛速度最大,系统可最快达到稳定状态,即此时历史电流源参数为多变流器开关模型的最优参数。

### 3 仿真分析

#### 3.1 仿真系统搭建

仿真模型主电路采用三相桥式电路,基于 PSCAD/EMTDC 平台搭建含有 10 个三相变流器的系统仿真模型,通过最小谱半径优化来确定系统参数。系统状态矩阵谱半径如图 7 所示。谱半径最小时的模型参数为  $\alpha = 0.257, \beta = 0.472$ , 对应的历史电流源表达式为

$$\begin{aligned} I_{h\_on}(t) &= 0.257 Y_{sw} U(t - \Delta t) - I(t - \Delta t) \\ I_{h\_off}(t) &= Y_{sw} U(t - \Delta t) + 0.472 I(t - \Delta t) \end{aligned} \quad (23)$$

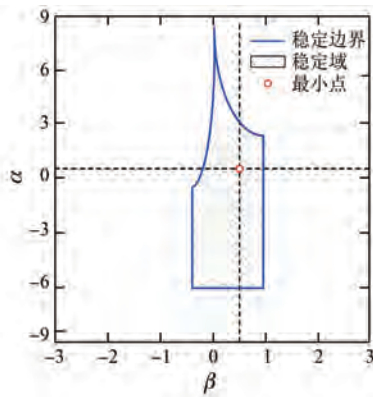


图 7 系统状态矩阵谱半径

Fig. 7 Spectral radius of the system state matrix

由于多变流器开关频率较高,将模型仿真步长统一设置为 900 ns,达到亚微秒级仿真步长,仿真时间设置为 0.8 s。模型的参数条件均相同,且所有对比模型在相同的软件环境下运行,以确保对比的公平性。多变流器系统电路拓扑结构如图 8 所示,具体仿真模型参数如表 1 所示。

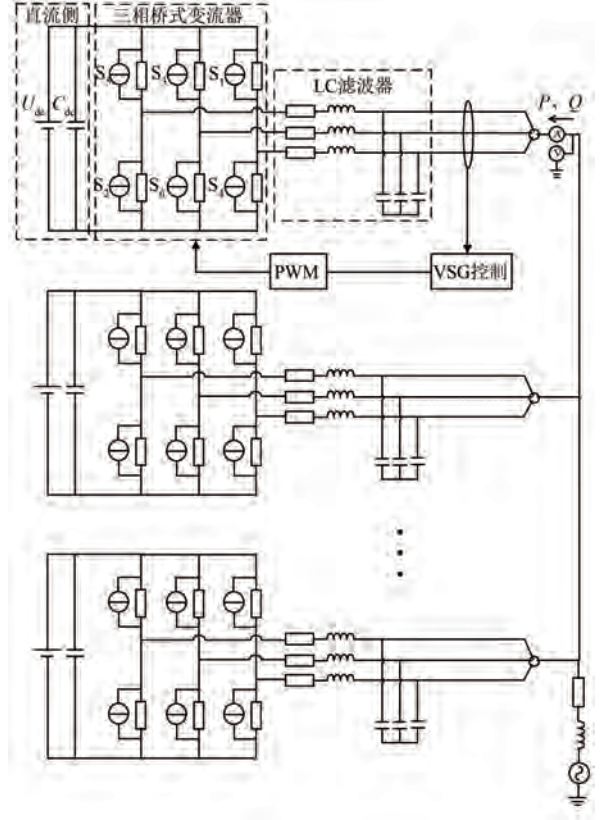


图 8 多变流器系统电路拓扑结构

Fig. 8 Topology of multi-converter system circuit

#### 3.2 仿真结果及分析

将基于状态矩阵的构网型多变流器 FAS 模型(记作 FAS 模型)与 PSCAD 仿真软件采用的二值电阻开关模型(记作 PSCAD 模型)以及传统基于后向欧拉法的 LC 开关模型(记作 LC 模型)进行对比分析。得到变流器 A 相开关电压波形对比及局部放大图如图 9 所示。

表 1 仿真模型参数

Tab. 1 Parameters of simulation model

参数名称	参数值
系统额定频率 $f_0/\text{Hz}$	50
直流侧电压 $U_{dc}/\text{kV}$	25
直流侧电容 $C_{dc}/\text{mF}$	4
滤波电感 $L_p/\text{H}$	0.04
滤波电容 $C_p/\mu\text{F}$	10
等效导纳 $Y_{sw}/\text{S}$	1

由图 9 可知,在开关切换时,LC 模型表现出显著的电压过冲与振荡,电压误差较大,开关动作后恢复至稳态的时间为 17.1  $\mu\text{s}$ ;而 FAS 模型的暂



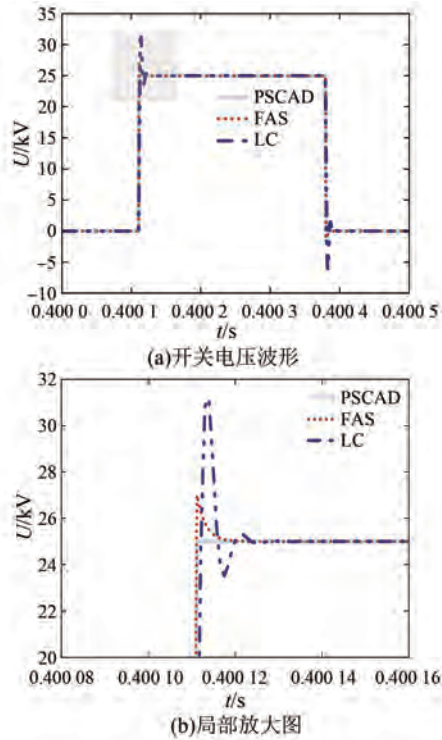


图 9 开关电压波形对比

Fig. 9 Comparison of switching voltage waveforms

态过程更为平缓,恢复时间仅为 6.3  $\mu\text{s}$ ,相较于 LC 模型,收敛速度提升 63%,且其波形与 PSCAD 理想模型高度吻合。仿真结果不仅证明了 FAS 模型在表征开关器件动态特性方面具有更高的精度,也体现了其更优的数值阻尼特性,能够快速抑制暂态扰动,提升了系统暂态稳定性分析的准确性。

为验证所提 FAS 模型在高开关频率下的仿真精度,对比了不同载波频率下的瞬时有功功率  $P_s$ ,如图 10 所示。

由图 10 可知,传统 LC 模型因数值离散方法的固有缺陷,会引入显著的虚拟功率损耗,且该损耗随开关频率升高而急剧增大。在 10 kHz 与 30 kHz 载波频率下,传统 LC 模型的瞬时有功功率误差分别达 15% 与 40%,严重影响了系统效率评估与功率动态响应的真实性。相比之下,FAS 模型在 10 kHz 与 30 kHz 载波频率下均展现出与 PSCAD 理想模型高度一致的功率波形,有效抑制了因模型简化所引入的虚拟功率损耗。仿真结果表明,FAS 模型能够在高频开关环境下精确表征系统的功率传输特性,为高频开关电力电子系统的实时仿真与控制策略验证提供了可靠依据。

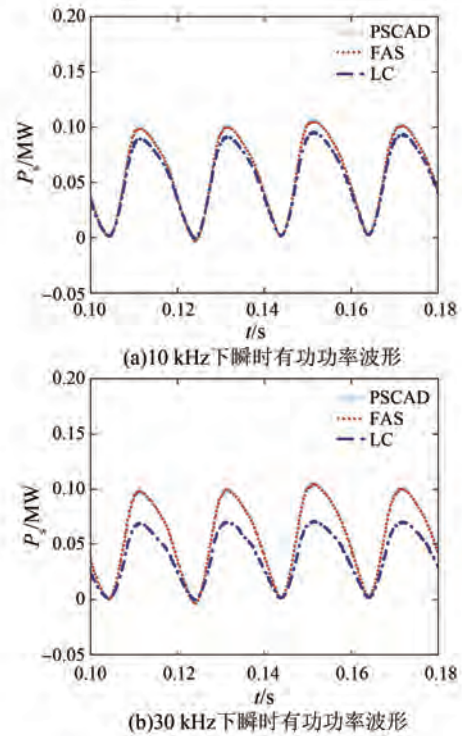


图 10 开关瞬时有功功率波形对比

Fig. 10 Comparison of switching instantaneous active power waveforms

为进一步验证多变流器系统的暂态稳定性,在原系统中对某变流器施加三相短路故障,得到系统输出功率  $P$  的响应曲线及其局部放大图如图 11 所示。

由图 11(a) 可知,0~0.4 s,有功功率缓慢上升最终稳定在 0.4 MW,表明 VSG 控制策略能够有效实现功率控制,确保系统稳定运行;0.4~0.42 s 故障发生时,功率迅速下降。图 11(b) 进一步表明,LC 模型在故障期间产生的有功损耗较大,而 FAS 模型减少了 38 kW 的有功损耗输出。0.42 s 故障切除后,LC 模型恢复到稳态的时间为 22.533 ms,FAS 模型为 20.723 ms,恢复时间缩短了 8%。仿真结果表明,FAS 模型在表征构网型变流器故障期间的暂态功率特性与自恢复能力方面具有一定优势,能够更真实地反映系统的动态行为,对于系统安全稳定分析和保护整定具有关键意义。

$t=0.3$  s 时,对系统施加一个 0.2 MW 的有功阶跃扰动, $t=0.5$  s 时,移除该有功阶跃,得到变流器 A 相交流侧电压  $U_a$  响应曲线及其局部放大图如图 12 所示。

由图 12 可知,系统受到扰动后,电压迅速下



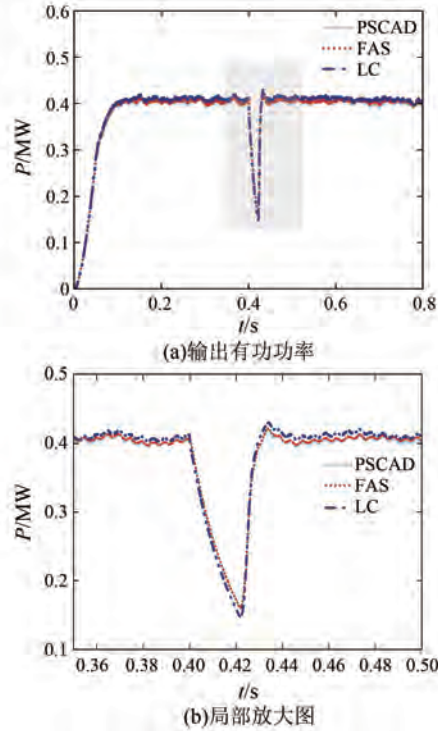


图 11 输出功率响应曲线

Fig. 11 Output power response curves

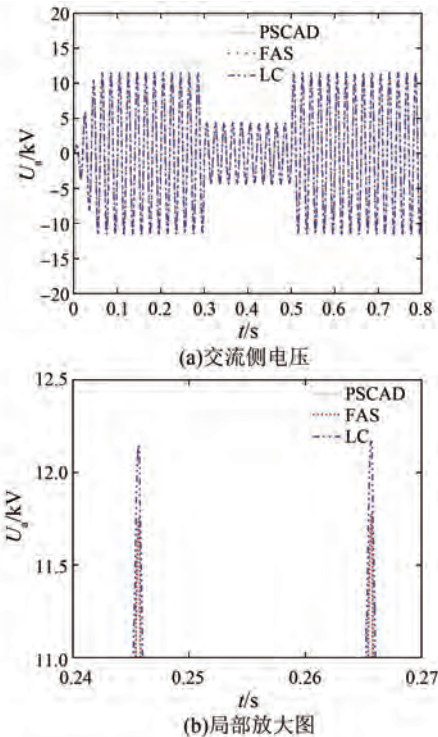


图 12 交流侧电压响应曲线

Fig. 12 AC side voltage response curves

降,但在构网型控制策略的作用下,电压能够快速响应并恢复至稳定状态。FAS 模型的交流侧输出

电压波形与 PSCAD 理想模型更为接近,精确复现构网型变流器通过无功-电压控制环节维持 PCC 处电压稳定的动态过程。仿真结果验证了所建 FAS 模型在评估变流器电压支撑性能方面的准确性,确保了基于仿真结果的电压控制参数整定在真实系统中的有效性。

为了定量描述不同模型间的误差,统一误差标准  $\Delta x$ :

$$\Delta x = \frac{\sum_{i=1}^n |x_{ai} - x_{pscadi}|}{nx_{pscadi}} \quad (24)$$

式中:  $n$  为仿真时长内全部数据点的数量;  $x_{ai}$  为仿真时长内 FAS 模型或 LC 模型各时刻的仿真数据;  $x_{pscadi}$  为仿真时长内 PSCAD 理想模型各时刻的仿真数据;  $x_{pscadi}$  为 PSCAD 理想模型的额定值。

根据式(24),FAS 模型的精度达到 99.1%,在保证更高精度的同时,FAS 模型仿真耗时更短,相比于 PSCAD 模型,仿真耗时缩短了 19%。LC 模型采用传统电感和电容等效方式模拟开关动作,其开关参数易受外电路影响,忽略了开关切换过程中的动态细节和瞬态响应,导致高频和快速动态场景下误差较大。相比之下,FAS 模型的参数设置不受外电路影响,仿真过程中产生的损耗更小。结合 VSG 响应特性,FAS 模型能够更准确地反映构网型多变流器系统的动态响应,并展现出更高的仿真精度。

仿真模型对比结果如表 2 所示,FAS 模型精度提升对比如表 3 所示。

表 2 仿真模型对比

Tab. 2 Comparison of simulation models

参数名称	PSCAD(理想)	LC	FAS
开关电压瞬时峰值/kV	25	30.8	26.8
开关电压复稳耗时/us	0	17.1	6.3
10 kHz 开关瞬时有功误差/%	/	15.0	0.6
30 kHz 开关瞬时有功误差/%	/	40.0	0.6
输出功率复稳耗时/ms	22.43	22.53	20.72
仿真时间/s	1 065	912	860

表 2 和表 3 的结果验证了本文所提面向构网型多变流器系统的亚微秒级高精度建模方法的正确性与优越性。

表 3 FAS 模型精度提升对比

Tab.3 Comparison of FAS model accuracy improvements

参数名称	FAS 提升情况/%	
	相比 PSCAD	相比 LC
开关电压瞬时峰值	/	13
开关电压复稳耗时	/	63
10 kHz 下开关瞬时有功误差	/	96
30 kHz 下开关瞬时有功误差	/	99
输出功率复稳耗时	8	8
仿真时间	19	6

4 结语

本文提出了一种基于状态矩阵的构网型多变流器系统高精度建模方法。在单个构网型 VSG 变流器模型的基础上,分析了构网型多变流器系统的响应特性,构建了基于状态矩阵的多变流器系统 FAS 模型,并将该模型与传统 LC 等效模型、PSCAD 二值电阻模型进行对比,得到如下结论。

(1)FAS 模型在开关动作瞬间产生的误差较小,其仿真结果更加贴近 PSCAD 理想模型的仿真结果,相比 LC 模型能更好地模拟变流器的开关动态特性。

(2)FAS 模型考虑了构网型多变流器的电压频率支撑特性及模型的暂态稳定性问题,有效提升了暂态过程中的响应速度,克服了现有模型在暂态动态响应上的滞后性。

(3)FAS 模型参数设置不受外电路影响,有效降低了亚微秒级仿真步长下的功率损耗,在维持系统稳定性的同时,提高了系统仿真精度及效率。

本文所提基于状态矩阵的构网型多变流器系统高精度建模方法解决了亚微秒级仿真步长下开关暂态过程精度不足、虚拟功率损耗大及计算效率低等问题。但在分析过程中,对开关器件及线路参数均做了一定的简化,后续将针对实际系统中的非理想因素与大规模扩展性进行模型细化研究。

利益冲突声明

所有作者声明不存在利益冲突。

All authors disclose no relevant conflict of interests.

作者贡献

赵艺琳进行了方案设计、仿真建模与论文撰

写,柳伟对研究理论、仿真方案提供了关键指导,袁晓冬、韩华春参与了论文的审核与修改。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

The scheme design, simulation modeling and paper writing were carried out by Zhao Yilin. The crucial guidance on research theory and simulation scheme were provided by Liu Wei. The manuscript was reviewed and revised by Yuan Xiaodong and Han Huachun. All authors have read and approved the final version of the manuscript for submission.

参考文献

[ 1 ] 马宁宁, 谢小荣, 贺静波, 等. 高比例新能源和电力电子设备电力系统的宽频振荡研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(15): 4719-4731.

Ma N N, Xie X R, He J B, et al. Review of wide-band oscillation in renewable and power electronics highly integrated power systems [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(15): 4719-4731.

[ 2 ] 赵玉静, 牟倩颖, 宾子君, 等. 考虑直流侧动态的跟网型变换器稳定性分析[J]. 电力工程技术, 2024, 43(3): 12-22.

Zhao Y J, Mou Q Y, Bin Z J, et al. Stability analysis of grid-following converter considering DC side dynamics [J]. Electric Power Engineering Technology, 2024, 43(3): 12-22.

[ 3 ] 李智, 李长喜, 陈创庭, 等. 电流控制型储能变流器控制稳定性分析与谐波谐振抑制技术研究[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(7): 21-28+34.

Li Z, Li C X, Chen C T, et al. Control stability analysis and research on harmonic resonance suppression technology of current-control type energy storage converter [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(7): 21-28+34.

[ 4 ] 陈永康, 黄云辉, 方正, 等. 低阻抗下构网型变流器多机系统小信号建模与稳定性分析[J]. 电力工程技术, 2025, 44(2): 13-22.

Chen Y K, Huang Y H, Fang Z, et al. Small signal modeling and stability analysis of multi-VSCs for grid-forming converters under low impedance grid [J]. Electric Power Engineering Technology, 2025, 44(2): 13-22.

[ 5 ] Zhong Q C, Weiss G. Synchronverters: Inverters that mimic synchronous generators [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58

- (4): 1259-1267.
- [ 6 ] 郑云平, 焦春雷, 亚夏尔·吐尔洪, 等. 基于新能源发电的构网型协调储能控制策略研究[J]. 高压电器, 2023, 59(7): 65-74.
- Zheng Y P, Jiao C L, Yaxar · T, et al. Research on grid-forming coordinated energy storage control strategy based on converter-interfaced generation [J]. High Voltage Apparatus, 2023, 59(7): 65-74.
- [ 7 ] 林宇轩, 李威, 朱玲, 等. 电网电压跌落下构网型变流器暂态控制策略综述[J]. 电力工程技术, 2025, 44(2): 55-68
- Lin Y X, Li W, Zhu L, et al. Review of transient control strategies for grid-forming converters under grid voltage sag conditions [J]. Electric Power Engineering Technology, 2025, 44(2): 55-68.
- [ 8 ] 辛焕海, 王宇轩, 刘晨曦, 等. 提高新能源场站稳定性的构网型与跟网型变流器容量配比估算[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(14): 5463-5472.
- Xin H H, Wang Y X, Liu C X, et al. Estimation of capacity ratios between grid-forming and grid-following converters for improving the stability of renewable energy stations [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(2): 5463-5472.
- [ 9 ] 王成山, 高菲, 李鹏, 等. 电力电子装置典型模型的适应性分析[J]. 电力系统自动化, 2012, 36(8): 63-68.
- Wang C S, Gao F, Li P, et al. Adaptability analysis of typical power electronic device models [J]. Automation of Electric Power Systems, 2012, 36(8): 63-68.
- [ 10 ] 姜淞瀚, 彭克, 徐丙垠, 等. 直流配电系统示范工程现状与展望[J]. 电力自动化设备, 2021, 41(5): 219-231.
- Jiang S H, Peng K, Xu B Y, et al. Current situation and prospect of demonstration projects of DC distribution system [J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(5): 219-231.
- [ 11 ] 徐晋, 汪可友, 李国杰, 等. 基于响应匹配的电力电子换流器恒导纳建模[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(13): 3879-3889.
- Xu J, Wang K Y, Li G J, et al. Fixed-admittance modeling of power electronic converters using response matching technique [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(13): 3879-3889.
- [ 12 ] 陈武晖, 吴明哲, 张军, 等. 模块化多电平换流器电磁暂态模型研究综述[J]. 电网技术, 2020, 44(12): 4755-4765.
- Chen W H, Wu M Z, Zhang J, et al. Review of electromagnetic transient modeling of modular multilevel converters [J]. Power System Technology, 2020, 44(12): 4755-4765.
- [ 13 ] 周诗嘉, 林卫星, 姚良忠, 等. 两电平 VSC 与 MMC 通用型平均值仿真模型[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(12): 138-145.
- Zhou S J, Lin W X, Yao L Z, et al. Generic averaged value models for two-level VSC and MMC [J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(12): 138-145.
- [ 14 ] 郑德博, 顾丹珍, 黄汉远. 电压源型换流器平均模型在风机建模中的应用[J]. 电测与仪表, 2021, 58(2): 164-170.
- Zheng D B, Gu D Z, Huang H Y. Application of voltage source converter average model in wind power modeling [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2021, 58(2): 164-170.
- [ 15 ] 苏杭, 徐晋, 汪可友, 等. 考虑变换器损耗特性的小步长实时仿真方法[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(5): 1840-1851.
- Su H, Xu J, Wang K Y, et al. Small time-step real-time simulation method considering converter loss characteristics [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(5): 1840-1851.
- [ 16 ] 林畅, 纪锋, 彭逸轩, 等. 一种面向实时仿真的两电平 VSC 建模方法[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(9): 3056-3065.
- Lin C, Ji F, Peng Y X, et al. A two-level VSC modeling method for real-time simulation [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(9): 3056-3065.
- [ 17 ] Xu J, Wang K Y, Wu P, et al. FPGA-based submicrosecond-level real-time simulation of solid-state transformer with a switching frequency of 50 kHz [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(4): 4212-4224.
- [ 18 ] 李翼翔, 田震, 唐英杰, 等. 考虑构网型与跟网型逆变器交互的孤岛微电网小信号稳定性分析[J]. 电力自动化设备, 2022, 42(8): 11-18.
- Li Y X, Tian Z, Tang Y J, et al. Small-signal stability analysis of island microgrid considering interaction between grid-forming converter and grid-following converter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2022, 42(8): 11-18.



- [19] 但扬清, 黄莹, 韩连山, 等. 计及功率控制型构网变流器接入的交流系统暂态稳定性仿真研究[J]. 浙江电力, 2024, 43(6): 1-12.  
Dan Y Q, Huang Y, Han L S, et al. Simulation study on transient stability of AC systems considering the connected power-controlled grid-forming converters [J]. Zhejiang Electric Power, 2024, 43(6): 1-12.
- [20] 余果, 吴军, 夏热, 等. 构网型变流器技术的发展现状与趋势研究[J]. 综合智慧能源, 2022, 44(9): 65-70.  
Yu G, Wu J, Xia R, et al. Study on the status quo and development trend of grid-forming converter technology [J]. Integrated Intelligent Energy, 2022, 44(9): 65-70.
- [21] 黄晓芸, 李杰生, 蒋仁战, 等. 考虑阻感比变化的构网型变流器功率解耦控制方法[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(12): 26-38.  
Huang X Y, Li J S, Jiang R Z, et al. Power decoupling control method for grid-forming converters considering changes in resistance-inductance ratio [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(12): 26-38.
- [22] 陈磊, 郑燊聪, 郭瑶, 等. 基于惯量-阻尼动态调整的跟网-构网变流器并联系统暂态稳定控制方法[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(9): 924-934.  
Chen L, Zheng S C, Guo Y, et al. Transient stability control method for parallel system of grid-following and grid-forming converters based on dynamic adjustment of inertia-damping [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(9): 924-934.
- [23] 孟明, 陈世超, 赵树军, 等. 新能源微电网研究综述[J]. 现代电力, 2017, 34(1): 1-7.  
Meng M, Chen S C, Zhao S J, et al. Overview on research of renewable energy microgrid [J]. Modern Electric Power, 2017, 34(1): 1-7.
- [24] 杨新法, 苏剑, 吕志鹏, 等. 微电网技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(1): 57-70.  
Yang X F, Su J, Lyu Z P, et al. Overview on micro-grid technology [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(1): 57-70.
- [25] 华渊杰, 许其品, 杨玲. MGST 新型潮流控制装置及其控制策略[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(11): 71-77.  
Hua Y J, Xu Q P, Yang L. Design of MGST novel power flow controller and its control strategy [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(11): 71-77.
- [26] Driesen J, Visscher K. Virtual synchronous generators [C]//2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting-Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, Pittsburgh, 2008.
- [27] 李智, 刘辉, 刘明波, 等. 虚拟同步发电机并网稳定性与控制技术研究综述[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(11): 1-10.  
Li Z, Liu H, Liu M B, et al. Research overview of grid-connected virtual synchronous generator stability and control technologies [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(11): 1-10.
- [28] 马宗滢. 微网逆变器的虚拟同步发电机控制技术研究[D]. 兰州: 兰州交通大学, 2022.  
Ma Z Y. Research on virtual synchronous generator control technology of microgrid inverter [D]. Lanzhou: Lanzhou Jiaotong University, 2022.
- [29] 刘志坚, 王伟铭, 骆军, 等. 基于 MPC 的虚拟同步双馈风机并网系统次同步振荡抑制策略[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(11): 75-84.  
Liu Z J, Wang W M, Luo J, et al. Sub-synchronous oscillation suppression strategy for virtual synchronous DFIG grid-connected systems based on MPC [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(11): 75-84.
- [30] 徐晋, 汪可友, 李国杰, 等. 电力电子设备及含电力电子设备电力系统实时仿真研究综述[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(10): 3-17.  
Xu J, Wang K Y, Li G J, et al. Review of real-time simulation of power electronic devices and power systems integrated with power electronic devices [J]. Automation of Electric Power Systems, 2022, 46(10): 3-17.

---

收稿日期:2025-06-23

收到修改稿日期:2025-10-08

作者简介:

赵艺琳(2001—),女,硕士研究生,研究方向为智能电网与控制,q1272318093@163.com;

\*通信作者:柳伟(1985—),男,博士,副教授,研究方向为新型配电系统运行控制、实时仿真及人工智能应用,wliu@njust.edu.cn。