DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.2.80 **中图分类号**：TM464 **文献标志码**：A

采用 VSG 控制的 T 型三电平通用平均电路模型

李先允，程 煜，程 爽，梁自鑫，郑雨萱
(南京工程学院电力工程学院，南京 211167)

摘要：采用传统的三相脉宽调制 PWM(pulse width modulation)逆变器的构网型光伏系统存在谐波大、效率低等问题，并且目前针对构网型虚拟同步发电机 VSG(virtual synchronous generator)控制的主要建模研究未考虑逆变器拓扑本身和多电平变流器对系统稳定性的影响。T 型三电平具有谐波小、开关损耗小等优点，因此提出 1 种应用于构网型 VSG 的通用 T 型三电平状态空间平均模型，将电路中的开关器件平均后利用受控源代替形成等效受控源电路，并建立完整的状态空间方程进行稳定性分析。最后通过仿真与实验验证所建等效受控源模型与实际电路的适应性。结果表明，基于受控源的 VSG 数学模型的输出特性与实际模型一致，且具有良好的稳定性。

关键词：VSG 控制；T 型三电平；等效受控源法；动态建模；参与因子法

T-type Three-level Universal Average Circuit Model Controlled by VSG

LI Xianyun, CHENG Yu, CHENG Shuang, LIANG Zixin, ZHENG Yuxuan
(School of Electric Power Engineering, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China)

Abstract: The grid-forming photovoltaic systems with traditional three-phase pulse width modulation (PWM) inverters has problems such as large harmonics and low efficiency, and the main modeling research on grid-forming virtual synchronous generator (VSG) control at present does not take into account the influences of inverter topology and multilevel converter on the system stability. Since the T-type three-level has advantages including small harmonics and low switching loss, a universal T-type three-level state space average model applied to grid-forming VSG is proposed. An equivalent controlled source circuit is formed with a substitution of the controlled source by averaging the switching devices in the circuit, and a complete state space equation is established for stability analysis. Finally, simulations and experiments were carried out to verify the adaptability of the established equivalent controlled source model and the actual circuit. Results show that the output characteristics of the VSG mathematical model based on the controlled source are almost consistent with those of the actual model, and it has good stability.

Keywords: VSG control; T-type three-level; equivalent controlled source method; dynamic modeling; participation factor method

随着新型电力系统概念的提出[1-2]，风电、光伏等新能源大量接入电网，电力电子装备在整个电力系统中的数量也日趋增多[3-4]。20 世纪 80 年代，日本长冈科技大学在 IEEE 工业应用上提出二极管钳位型 NPC(neutral point clamped)三电平逆变器结构[5]，自此之后多电平逆变器的发展十分迅速。相对于传统的双电平变流器，三电平变流器谐波小、开关损耗小，输出能够得到较好的正弦波，并且本

收稿日期：2023-06-14；**修回日期**：2023-08-17；**录用日期**：2023-10-02；**网络首发日期**：2023-12-13
基金项目：2022 年国家重点实验室开放课题资助项目(SGNR0000KJJS2302151)；江苏省研究生科研与实践创新计划资助项目(SJCX22_1077)
This work is supported by 2022 State Key Laboratory Open Project under the grant SGNR0000KJJS2302151; Jiangsu Graduate Research and Practice Innovation Program Project under the grant SJCX22_1077

身的电磁干扰问题可以得到极大减轻[6-7]。目前电力系统中的变流器可分为跟网型变流器和构网型变流器[8]。在新能源大量接入的背景下，针对惯量降低、大规模电力电子装置接入的现状进行稳定性分析是当前亟待解决的问题[9-10]。由于传统的多电平开关模型过于复杂，无法高效应对大规模电力电子装置接入的集群仿真，同时针对系统进行反馈控制设计之前，首先需要了解电力电子变换器和对应使用调制方式的动态模型，因此需要对其开关拓扑模式进行优化，构建具有与原变流器相同输出特性且具有广泛适用性的简化动态模型[11-14]。

目前针对电力电子拓扑的动态建模主要可以分为状态空间平均法和电路平均法。前者在 20 世纪 70 年代由美国加州理工学院的 Middlebrook、Cuk 等教授提出，针对电力电子系统稳态工作点附近进行线性化分析，通过引入开关周期平均算子定义，将 1 个开关周期内电感电容中的电流电压用其开关周期内的平均值代替，但该方法计算烦琐且物理意义不明确；后者在 1973 年由 Wester 教授应用在 DC-DC 开关变换器的建模研究中，我国学者许建平于 1990 年提出了基于等效电路模型的 DC-DC 小信号模型[15]，针对电力电子系统中的开关器件进行平均化处理，对于原电路中的阻感元件不做处理，物理意义清晰明确。同时该方法可以避免所建模型维数过高，在集群仿真计算速度方面表现出良好的优越性。针对 T 型三电平的建模，文献[16]将桥臂电压建模为受控电压源，该方法仅能仿真模块化多电平电路的外特性，不能计算子模块电容电压，不能反映模型的内部特性与原先模型是否等效；文献[17]通过电路等效法构建数学模型，将拓扑中的 IGBT 等电力电子元件用受控源代替，较好地保留了原变流器的物理特性。

本文针对新能源系统，首先基于电路平均法对原变流器拓扑中的开关元件进行平均化处理后用受控源代替，完成 T 型三电平的数学模型建立；然后针对新能源系统惯量缺失的问题，舍弃传统的跟网型控制方法，引入构网型虚拟同步机 VSG(virtual synchronous generator)控制策略并构建对应的状态空间模型，同时利用参与因子法[18]分析稳态工作点下主要状态变量对系统稳定性的影响；再利用 Simulink 进行数学模型与物理模型的仿真对照；最后利用实物完成对构网型 VSG 控制的 T 型三电平运行验证，证实该模型与实际模型具有相同的输出特性。

1　VSG 逆变器平均模型

1.1　T 型三电平等效受控源平均模型

平均法是指把开关变换器在 1 个周期内的多个运行电路拓扑平均成 1 个连续工作的电路拓扑，从而将时变电路转变成非时变电路，在小信号的情况下线性化，通过求解微分方程或进行 S 域分析，得到其稳态和动态小信号特性的解析解[19-20]。通过平均化处理后，可用经典控制理论和现代控制理论对变换器系统进行稳定性分析[21-22]。

T 型三电平的电路结构如图 1 所示。图中：T_{a1}~T_{a4}为 a 相开关管；T_{b1}~T_{b4}为 b 相开关管；T_{c1}~T_{c4}为 c 相开关管；L_f为滤波器电感；C_f为滤波器电容；X_e为线路等效阻抗；V_{abc}为滤波器端电压；I_{abc}为滤波器端电流；e_{dvef}为经 PI 控制后的 d 轴输出电压；e_{qvef}为经 PI 控制后的 q 轴输出电压；v_{dvef}为 d 轴参考电压；v_{qvef}为 q 轴参考电压。

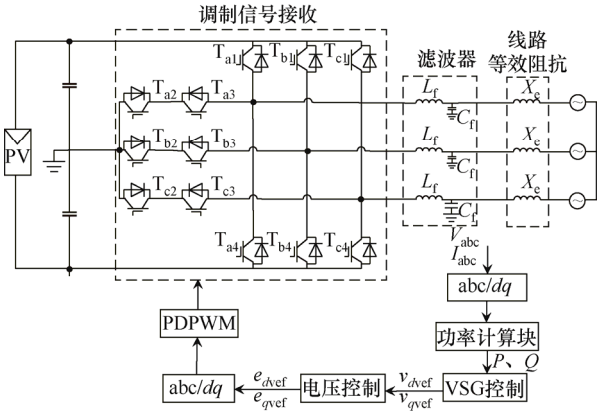


图 1　构网型 T 型三电平拓扑

Fig. 1 Grid-forming T-type three-level topology

影响逆变器效率的因素主要有器件选型、调制策略、滤波器、Layouts、软开关技术等，本文主要从调制策略方面来提高逆变器效率。三角载波同

向层叠脉宽调制 PDPWM(phase disposition pulse width modulation)策略为：开关管 T_{a1}、T_{a3}互补导通，开关管 T_{a2}、T_{a4}互补导通，同时控制一相桥臂在特定时间内开关不动作，从而能有效减少逆变器的开关损耗。以 a 相为例，其具体三电平载波与调制波的叠加调制方式如图 2 所示。图 3 为开关管 T_{a1}、T_{a2}的导通示意。根据 PDPWM 调制策略，其工作模式分为 3 种：模式 1，开关管 T_{x1}、T_{x2}导通(x=a, b, c)；模式 2，开关管 T_{x2}、T_{x3}导通；模式 3，开关管 T_{x3}、T_{x4} 导通。根据开关管的开通顺序和 PDPWM 的调制原理，向三电平晶闸管输出调制信号，控制晶闸管开断。

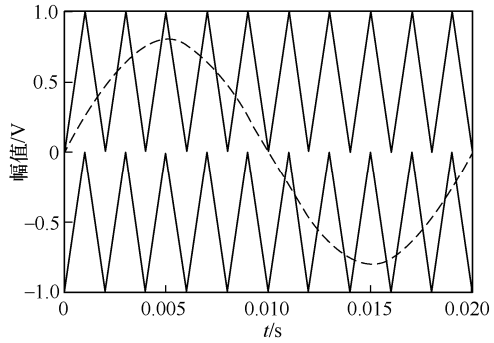


图 2 PDPWM 载波层叠示意

Fig. 2 Schematic of carrier disposition under PDPWM strategy

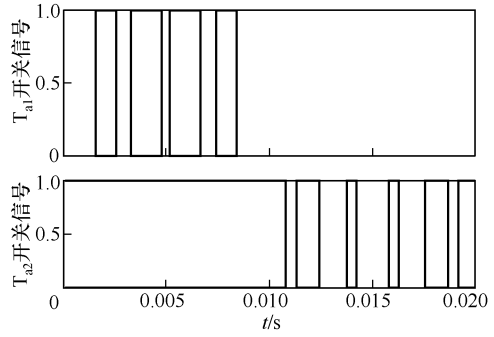


图 3 开关管 T_{a1}、T_{a2}触发脉冲

Fig. 3 Trigger pulse of switching tubes T_{a1} and T_{a2}

用 k 代表开关管编号，设开关管 T_{xk}的占空比为 d_{xk}，由于开关管 T_{a1}、T_{a3}互补导通，开关管 T_{a2}、T_{a4}互补导通，可得各开关管之间的关系为

$$\begin{cases} d_{x3}=1-d_{x1} \\ d_{x4}=1-d_{x2} \end{cases} \tag{1}$$

将占空比进行平均化处理，其平均化模型占空比为

$$\begin{cases} d_{x1}=\begin{cases} u_{x\mathrm{m}} & u_{x\mathrm{m}}>0 \\ 0 & u_{x\mathrm{m}}<0 \end{cases} \\ d_{x2}=\begin{cases} 1 & u_{x\mathrm{m}}>0 \\ 1+u_{x\mathrm{m}} & u_{x\mathrm{m}}<0 \end{cases} \end{cases} \tag{2}$$

式中，$u_{x\mathrm{m}}$为调制波电压，其幅值根据调制比决定。

1.2 电路平均数学模型

T 型三电平单相拓扑如图 4 所示，图中实线和虚线为单相下模式 1、模式 2、模式 3 这 3 种运行方式的电流通路，以 a 相为例，图中：U_{pc}为上桥臂 P、U 两点间的电压；i_{n}为中性线 M、U 间的电流；i_{o}为变流器输出端的输出电流；i_{cn}为下桥臂 U、N 两点间的电流；T_1~T_4为开关管，记开关管导通为 1、断开为 0。

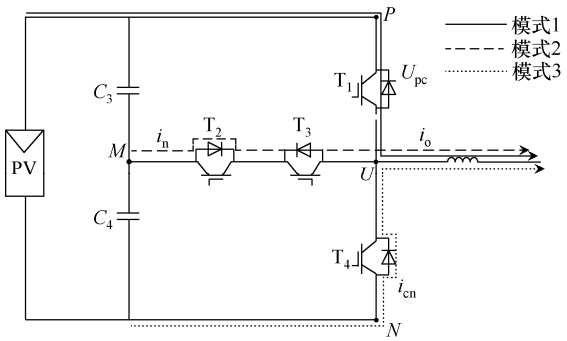


图 4 T 型三电平单相拓扑

Fig. 4 T-type three-level single-phase topology

针对 T 型三电平的运行状态，拓扑中各开关管的电压、电流及相对应的开关管开关关系见表 1。表中：E 为出口端电压；i_0为 T 型三电平单相电流。

表 1 各开关管的电压、电流及相对应的开关管开关关系

Tab. 1 Voltage and current values of each switching tube, and the corresponding switching relationship between switching tubes

T_1	T_2	T_3	T_4	U_{pc}	i_{n}	i_{cn}
1	1	0	0	0	0	0
0	1	1	0	$0.5E$	i_0	0
0	0	1	1	E	0	i_0

设模式 1、2、3 的导通占空比分别为 p_1、p_2、p_3，根据表 1 可得开关管各部分电压、电流的表达式为

$$\begin{cases}\overline{U}_{\rm pc}=p_2\dfrac{E}{2}+p_3E\\ \overline{i}_{\rm n}=p_2\overline{i}_0\\ \overline{i}_{\rm cn}=p_3\overline{i}_0\end{cases}\tag{3}$$

式中，字母上方横线表示经过电路平均法处理过的平均值，同时由开关模式可得

$$\begin{cases}d_1=p_1\\ d_2=p_1+p_2\\ d_3=p_2+p_3\\ d_4=p_3\end{cases}\tag{4}$$

将式(4)整理可得

$$\begin{cases}p_1=d_1\\ p_2=d_2-d_1\\ p_3=1-d_2\end{cases}\tag{5}$$

由此可将式(3)中的变量 p 转换为单个开关管的占空比 d 的数学方程，整理可得

$$\begin{cases}\overline{U}_{\rm pc}=(1-0.5d_1-0.5d_2)E\\ \overline{i}_{\rm n}=(d_2-d_1)\overline{i}_0\\ \overline{i}_{\rm cn}=(1-d_2)\overline{i}_0\end{cases}\tag{6}$$

自此，原电路中开关管上的电压、电流均已求得，其值受开关管占空比控制，将各开关管根据式(6)用受控源代替，最终形成如图 5 所示的单相受控源电路。

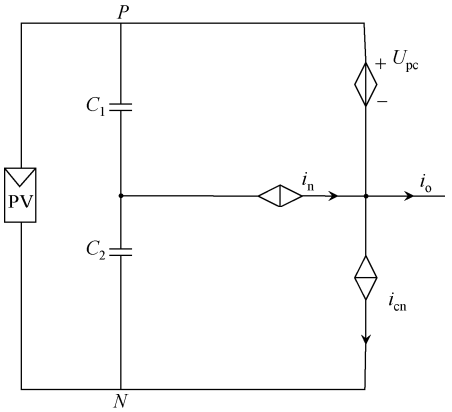


图 5　单相 T 型三电平数学模型

Fig. 5 Single-phase T-type three-level mathematical model

将等效受控源模型扩展到三相系统中，则整个 T 型三电平电路等效成由 2 个控制信号 d_1、d_2 控制的等效受控源电路，除开关管外，等效电路与原电路拓扑完全相同。具体的等效受控源电路拓扑如图 6 所示。

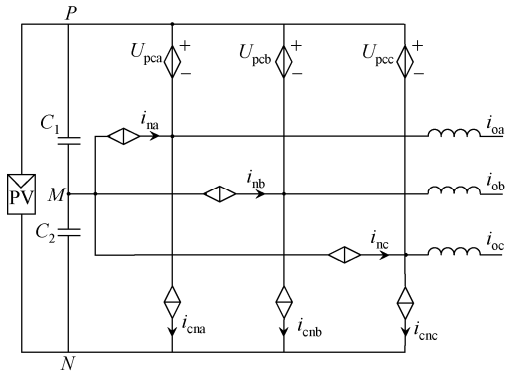


图 6　三相 T 型三电平数学模型

Fig. 6 Three-phase T-type three-level mathematical model

至此，本文成功将原 T 型三电平拓扑转化成由开关管占空比形成的受控信号控制的 T 型三电平等效受控源数学模型。该方法最大限度保留了原拓扑的阻感元件和工作特性，且输出特性和内部特性与原模型高度一致。

利用该数学模型可以求得数学模型下变流器的输出端口电压为

$$V_x=\frac{E}{2}(d_{x1}+d_{x2}-1)=\frac{u_{\rm xm}}{2}E\tag{7}$$

1.3 主电路状态空间模型

假定构网型变流器中电力电子元器件开关频率足够高，并且其开关动作不影响系统的状态变化，建立如图 7 所示的运行系统。图中各项参数为系统在 dq 坐标系下的数值，E_{dq}、i_{Ldq} 分别为变流器输出端口的额定电压和输出电流；$R_{\rm f}$、$L_{\rm f}$ 和 $C_{\rm f}$ 分别为 LC 滤波器的电阻、电感和电容；u_{dq} 和 i_{dq} 分别为变流器的输出电压和输出电流；$R_{\rm e}$ 和 $L_{\rm e}$ 分别为 VSG 变流器到并网点 PCC(point of common coupling)处的等效电阻和电感；$R_{\rm g}$ 和 $L_{\rm g}$ 分别为传输线路的等效电阻和电感；$u_{{\rm p}dq}$ 为输出端出口电压；$U_{\rm grid}$ 为电网电压。

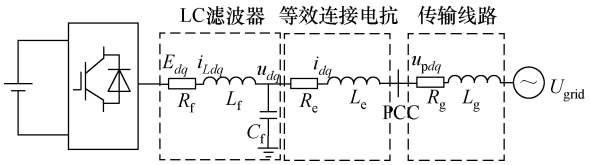


图 7　主电路并网拓扑结构

Fig. 7 Grid-connected topology of main circuit

根据系统电路，系统 LC 滤波器的电路方程可表示为

$$\begin{cases} L_{\mathrm{f}}\dfrac{\mathrm{d}i_{Ld}}{\mathrm{d}t}=-R_{\mathrm{f}}i_{Ld}+L_{\mathrm{f}}\omega i_{Lq}+E_d-u_d \\ L_{\mathrm{f}}\dfrac{\mathrm{d}i_{Lq}}{\mathrm{d}t}=-R_{\mathrm{f}}i_{Lq}-L_{\mathrm{f}}\omega i_{Ld}+E_q-u_q \\ C_{\mathrm{f}}\dfrac{\mathrm{d}u_d}{\mathrm{d}t}=C_{\mathrm{f}}\omega u_q+i_{Ld}-i_d \\ C_{\mathrm{f}}\dfrac{\mathrm{d}u_q}{\mathrm{d}t}=-C_{\mathrm{f}}\omega u_d+i_{Lq}-i_q \\ L_{\mathrm{e}}\dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t}=-R_{\mathrm{e}}i_d+L_{\mathrm{e}}\omega i_q+u_d-u_{\mathrm{pd}} \\ L_{\mathrm{e}}\dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t}=-R_{\mathrm{e}}i_q-L_{\mathrm{e}}\omega i_d+u_q-u_{\mathrm{pq}} \end{cases} \tag{8}$$

式中，ω 为实际运行角速度。

对式(8)进行线性化，可以得到系统的小信号模型为

$$\begin{bmatrix} \Delta\dot{i}_{Ldq} \\ \Delta\dot{u}_{dq} \\ \Delta\dot{i}_{dq} \end{bmatrix}=\boldsymbol{A}_{LC}\begin{bmatrix} \Delta i_{Ldq} \\ \Delta u_{dq} \\ \Delta i_{dq} \end{bmatrix}+\boldsymbol{B}_{LC1}\begin{bmatrix} \Delta E_{dq} \\ \Delta u_{\mathrm{pdq}} \end{bmatrix}+\boldsymbol{B}_{LC2}\left[\Delta\omega\right] \tag{9}$$

式中：

$$\boldsymbol{A}_{LC}=\begin{bmatrix} \dfrac{-R_{\mathrm{f}}}{L_{\mathrm{f}}} & \omega & \dfrac{-1}{L_{\mathrm{f}}} & 0 & 0 & 0 \\ -\omega & \dfrac{-R_{\mathrm{f}}}{L_{\mathrm{f}}} & 0 & \dfrac{-1}{L_{\mathrm{f}}} & 0 & 0 \\ \dfrac{1}{C_{\mathrm{f}}} & 0 & 0 & \omega & -\dfrac{1}{C_{\mathrm{f}}} & 0 \\ 0 & \dfrac{1}{C_{\mathrm{f}}} & -\omega & 0 & 0 & -\dfrac{1}{C_{\mathrm{f}}} \\ 0 & 0 & \dfrac{1}{L_{\mathrm{e}}} & 0 & \dfrac{-R_{\mathrm{e}}}{L_{\mathrm{e}}} & \omega \\ 0 & 0 & 0 & \dfrac{1}{L_{\mathrm{e}}} & \omega & \dfrac{-R_{\mathrm{e}}}{L_{\mathrm{e}}} \end{bmatrix};$$

$$\boldsymbol{B}_{LC1}=\begin{bmatrix} \dfrac{1}{L_{\mathrm{f}}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \dfrac{1}{L_{\mathrm{f}}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\dfrac{1}{L_{\mathrm{e}}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\dfrac{1}{L_{\mathrm{e}}} \end{bmatrix};\quad \boldsymbol{B}_{LC2}=\begin{bmatrix} I_{Lq} \\ -I_{Ld} \\ V_{oq} \\ -V_{od} \\ I_{oq} \\ -I_{od} \end{bmatrix}。$$

1.4 VSG 功率环建模

针对 T 型三电平变流器，为了弥补新能源系统中由于同步发电机被替代而缺少的转动惯量，本文舍弃传统的跟网型控制方法，采用构网型 VSG 控制方法实现对系统的闭环控制。

构网型控制通过模拟同步发电机的运行方式，引入虚拟惯量的概念，使得变流器具备同步发电机的惯性阻尼特征，能够有效弥补由于同步发电机被新能源大量替代而导致的系统惯性阻尼缺失。其中，有功-频率控制模拟了同步发电机的转子运动和一次调频过程，无功-电压控制模拟了同步发电机的励磁调节过程，其控制框图如图 8 所示。图中：ω_{n} 为额定角速度；ω_0 为参考角速度，取 100π；K_{ω} 为有功下垂系数；P_{ref} 为有功功率参考值；P_{e} 为系统有功功率；D 为阻尼系数；J 为虚拟转动惯量；θ 为系统角度；u_{abc} 为输出电压；Q_{ref} 为无功功率参考值；Q 为系统无功功率；K_{q} 为无功下垂系数；U_{ref} 为电压参考值。

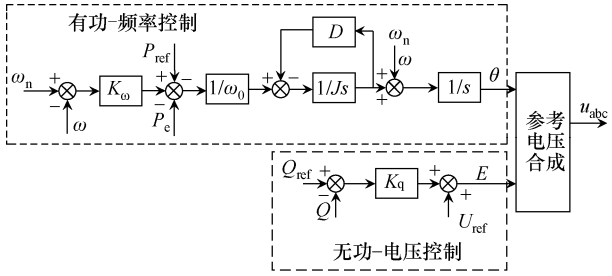


图 8 构网型 VSG 控制结构

Fig. 8 Grid-forming VSG control structure

虚拟同步机功率环的表达式为

$$\begin{cases} J\dfrac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t}=\dfrac{P_{\mathrm{ref}}+K_{\omega}(\omega_{\mathrm{n}}-\omega)-P_{\mathrm{e}}}{\omega_{\mathrm{n}}}+D(\omega_{\mathrm{n}}-\omega) \\ E=K_{\mathrm{q}}(Q_{\mathrm{ref}}-Q)+U_{\mathrm{ref}} \end{cases} \tag{10}$$

将式(10)线性化得出 VSG 功率环的小信号模型为

$$\begin{cases} \Delta\dot{\omega}=\left(\dfrac{-D\omega_{\mathrm{n}}-K_{\omega}}{J\omega_{\mathrm{n}}}\right)\Delta\omega-\dfrac{1}{J\omega_{\mathrm{n}}}\Delta P_{\mathrm{e}} \\ \Delta E_d=-K_{\mathrm{q}}\Delta Q \\ \Delta E_q=0 \end{cases} \tag{11}$$

将式(11)整理成状态空间方程形式为

$$[\Delta\dot{\omega}]=\boldsymbol{A}_{\mathrm{p}}[\Delta\omega]+\boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}\begin{bmatrix}\Delta u_{dq}\\ \Delta i_{dq}\end{bmatrix} \tag{12}$$

式中：$\boldsymbol{A}_{\mathrm{p}}=\begin{bmatrix}\dfrac{-D\omega_0-K_{\omega}}{J\omega_0}\end{bmatrix}$；$\boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}=\begin{bmatrix}-\dfrac{3i_d}{2J\omega_0} & -\dfrac{3i_q}{2J\omega_0} & -\dfrac{3u_d}{2J\omega_0} & -\dfrac{3u_q}{2J\omega_0}\end{bmatrix}$。

1.5 VSG 整体状态空间模型

整理式(7)~式(12)，形成完整的状态空间模型为

$$\begin{cases}[\Delta\dot{\boldsymbol{x}}]=\boldsymbol{A}_{\mathrm{z}}[\Delta\boldsymbol{x}]+\boldsymbol{B}_{\mathrm{z}}\begin{bmatrix}\Delta u_{\mathrm{xm}dq}\\ \Delta u_{\mathrm{p}dq}\end{bmatrix}\\ [\Delta\boldsymbol{y}]=\boldsymbol{C}_{\mathrm{z}}[\Delta\boldsymbol{x}']\end{cases} \tag{13}$$

式中：$\Delta\boldsymbol{x}=[\Delta i_{Ldq}\ \ \Delta u_{dq}\ \ \Delta i_{dq}\ \ \Delta\omega]^{\mathrm{T}}$；$\Delta\boldsymbol{y}=[\Delta\omega\ \ \Delta u_d]^{\mathrm{T}}$；$\boldsymbol{A}_{\mathrm{z}}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{A}_{LC} & \boldsymbol{B}_{LC2}\\ 0_{1\times2} & \boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}\ \ \boldsymbol{A}_{\mathrm{p}}\end{bmatrix}$；$\boldsymbol{B}_{\mathrm{z}}=\begin{bmatrix}\dfrac{\boldsymbol{B}_{LC1}}{2}\cdot E\\ 0_{1\times4}\end{bmatrix}$；$\boldsymbol{C}_{\mathrm{z}}=\begin{bmatrix}0&0&0&0&0&0&1\\ 0&0&1&0&0&0&0\end{bmatrix}$。

2　算例验证与参与因子分析

2.1 等效受控源平均模型验证

为验证等效电路模型与原三电平拓扑的输出特性，在 MATLAB/Simulink 中搭建对应的等效受控源平均模型，在离网状态下观察逆变器的输出电压与电流，并与 T 型三电平电路输出进行对比，具体参数见表 2。

表 2　等效受控源模型参数

Tab. 2 Parameters of equivalent controlled source model

参数	数值
逆变器直流侧电压/V	800
滤波电感/H	0.003
载波频率/kHz	50
滤波电阻/Ω	0.000 1
负载电阻/Ω	50
直流侧电容/F	0.004

所得逆变器物理模型和数学模型输出如图 9 和图 10 所示。图中：V_{a}、I_{a}为物理模型 a 相输出电压、电流；V_{sa}、I_{sa}为数学模型 a 相输出电压、电流。

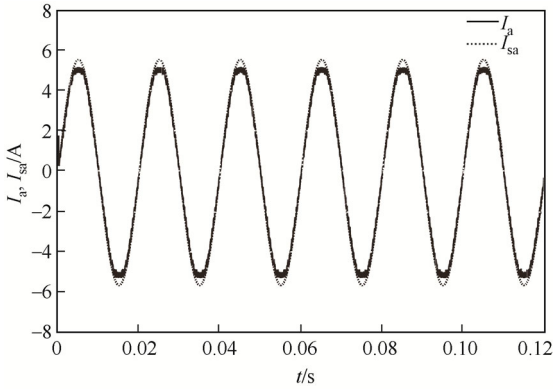


图 9　模型输出电流

Fig. 9 Output current from model

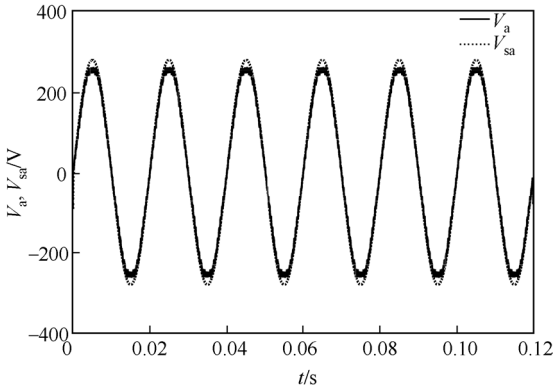


图 10　模型输出电压

Fig. 10 Output voltage from model

由图 9 和图 10 可见，数学模型与物理模型在滤波后输出基本一致，其电压幅值差约为 4%，电流幅值差约为 6%，电压、电流物理模型与数学模型均保持同相位输出。其误差来源主要是物理模型运行时开关管存在内阻，且滤波线路对变流器输出会造成一定影响。

2.2 等效受控源平均模型下 VSG 参与因子分析

参与因子是分析状态变量对系统小信号稳定性影响程度的重要工具，其原理是通过建立模态与状态变量的相互关系，以表征状态变量对模态的贡献程度。设 λ_i 为矩阵 $\boldsymbol{A}$ 的特征值，将系统特征值表示成电力系统控制器参数和运行参数的函数，即

$$\lambda_i=\lambda_i(\alpha_1,\alpha_2,\cdots,\alpha_l) \tag{14}$$

式中，α_i 为控制器的控制参数和运行参数，其偏导 $\dfrac{\partial\lambda_i}{\partial\alpha}$ 即为特征值对参数变化的一阶灵敏度。

行向量 $\boldsymbol{u}_i^{\mathrm{T}}$ 为矩阵 $\boldsymbol{A}$ 关于特征值 λ_i 的左特征向

量，列向量 $\boldsymbol{v}_i$ 为矩阵 $\boldsymbol{A}$ 关于特征值 λ_i 的右特征向量，由此引入参与因子变量表达式为

$$p_{ki}=\frac{\partial\lambda_i}{\partial\alpha_{kk}}=\boldsymbol{u}_i^{\mathrm{T}}\boldsymbol{v}_i \tag{15}$$

根据图 1 所示的 T 型三电平系统建立状态空间模型并利用 MATLAB/Simulink 进行仿真验证，在 VSG 侧挂 10 kW 负载，模型的主要参数见表 3。

表 3 VSG 模型主要参数

Tab. 3 Main parameters of VSG model

参数	数值
逆变器直流侧电压/V	800
滤波器电阻/Ω	0.000 01
滤波器电容/F	0.000 02
网侧电阻/Ω	5
无功下垂系数	0.02
电流环系数 k_{ip}	95
电压环系数 k_{vp}	3
直流侧串联电阻/Ω	0.000 01
滤波器电感/H	0.003
网侧电感/H	0.004
有功下垂系数	4 774.65
阻尼系数	5
电流环系数 k_{ii}	100
电压环系数 k_{vi}	8

根据表 3 求得的系统特征根见表 4。由表 4 可见，系统特征根均位于负半轴，系统稳定。

表 4 特征根分布

Tab. 4 Distribution of characteristic roots

特征根	值($\times10^3$)
λ_1、λ_2	−0.236 1±5.602 4i
λ_3、λ_4	−0.290 2±5.115 2i
λ_5	−0.864 8
λ_6	−0.580 0
λ_7	−0.002 7

为了分析 VSG 控制参数对系统稳定性的影响，以及各状态变量对小信号系统模型的特征根的参与程度，根据参数变化绘制根轨迹图和参与因子图，本文分析参数与表 3 相同，将 VSG 功率控制器中的转动惯量 J、等效电阻 R_{e} 在其余参数保持不变的情况下，按指令值变化绘制出根轨迹图和参与因子轨迹图。由于系统为高阶状态方程，因此本文选取对系统稳定性影响最大即最靠近坐标轴虚轴的主导极点或不位于实轴的振荡极点绘制根轨迹图，并根据主导极点选取其参与度最高的 2 个参与因子绘制其参与因子轨迹图。

2.2.1 *转动惯量 J*

将转动惯量从 0.02 增加到 2.00，得到的根轨迹与参与因子轨迹分别如图 11 和图 12 所示。由于振荡极点离虚轴过远，对系统影响过小，因此其根轨迹未绘出。

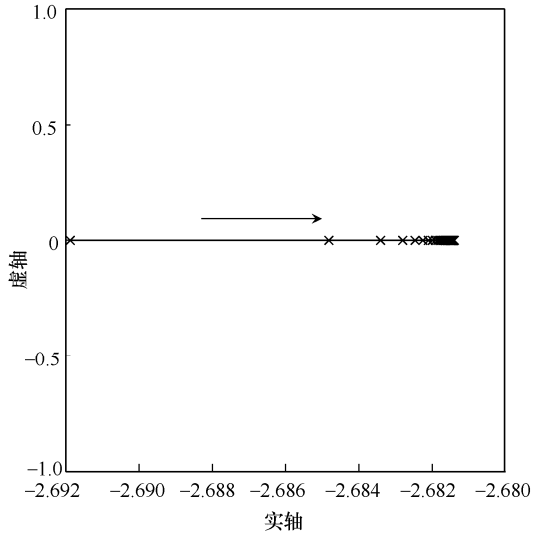


图 11 *J* 根轨迹

Fig. 11 *J* root trajectory

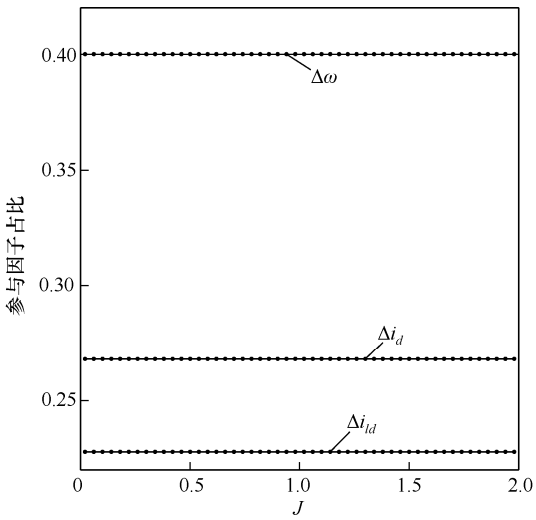


图 12 *J* 参与因子

Fig. 12 *J* participation factor

由图 11 和图 12 可见，随着虚拟惯量的增大，系统极点右移逐渐靠近虚轴，虽然虚拟惯量可以有

效弥补系统缺失惯量，但会使系统本身的稳定性裕度降低，因此 J 的取值不宜过大。在确定 J 的取值时，应根据系统要求充分考虑系统的稳定性和稳定裕度后选取合适的 J 值。

2.2.2　线路等效电阻 R_e

将线路等效电阻 R_e 从 1.0 增加到 7.8，得到的根轨迹与参与因子轨迹分别如图 13 和图 14 所示。

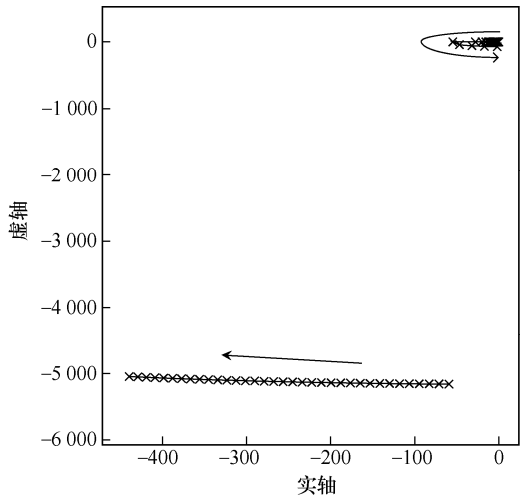


图 13　R_e 根轨迹

Fig. 13 R_e root trajectory

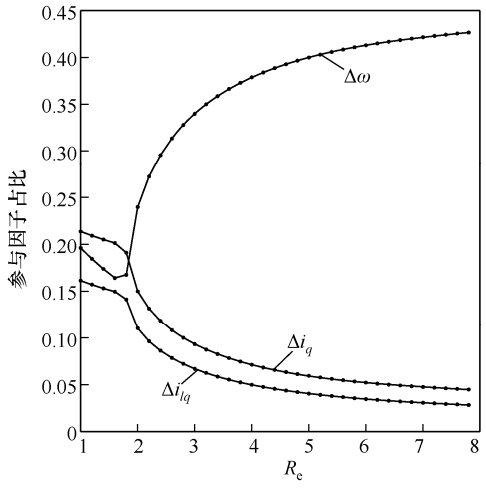


图 14　R_e 主导极点参与因子

Fig. 14 R_e dominant pole participation factor

由图 13 和图 14 可见，随着线路等效电阻 R_e 在给定范围内逐渐增大，模态 $\Delta\omega$ 的影响力逐渐增大，根轨迹图中振荡极点逐渐远离虚轴，阻尼增加，同时自然振荡频率降低。综合以上分析，说明 R_e 可以在一定程度上抑制系统的振荡频率，为构网型 VSG 系统提供阻尼。在系统受到扰动时，R_e 越大，系统输出角速度受其影响越大，同时振荡衰减速度越快。适当调整 R_e 的参数值，可以使 VSG 实现更加完善的控制效果。

3　实验验证

为验证本文理论分析与仿真的正确性，搭建了基于 dSPACE 的半实物实验平台，对离网情况下的构网型 VSG 变流器运行进行实验分析。实验中各项元件参数见表 2，所用 dSPACE 各项参数为 dSPACE 控制板卡 rti1005、dSPACE 输出 I/O 口板卡 DS2103。整体仿真平台如图 15 所示，T 型三电平实物如图 16 所示。



图 15　dSPACE 半实物仿真平台

Fig. 15 dSPACE semi-physical simulation platform

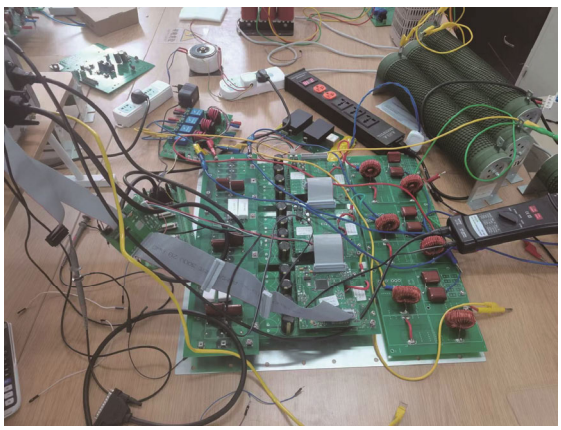


图 16　T 型三电平实物模型

Fig. 16 T-type three-level physical model

实验所得输出电压、电流波形分别如图 17 和图 18 所示，实验所得 2 种模型直流侧单个电容电

压对比如图 19 所示，数学模型上下电容电压对比如图 20 所示。

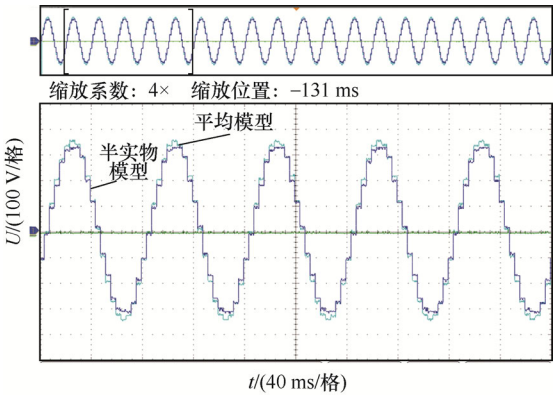


图 17 物理和数学模型输出电压对比

Fig. 17 Comparison of output voltage between physical and mathematical models

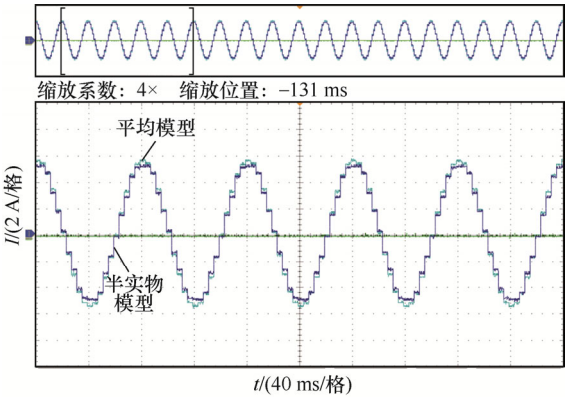


图 18 物理和数学模型输出电流对比

Fig. 18 Comparison of output current between physical and mathematical models

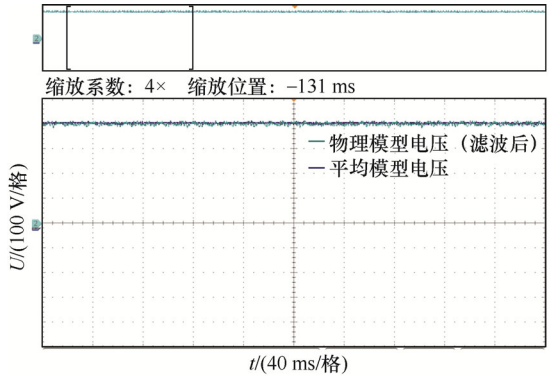


图 19 物理和数学模型电容电压

Fig. 19 Capacitance voltage of physical and mathematical models

由图 17 和图 18 可见，该平均模型输出特性与实际三电平完全吻合，具有较好的适应性和代表性，且整个 VSG 系统输出特性良好。由图 19 可见，等效受控源模型与实际物理模型直流侧电容分压接近，由于电源正极串联小电阻分压，因此上侧电容电压比下侧略低，符合实验结果。

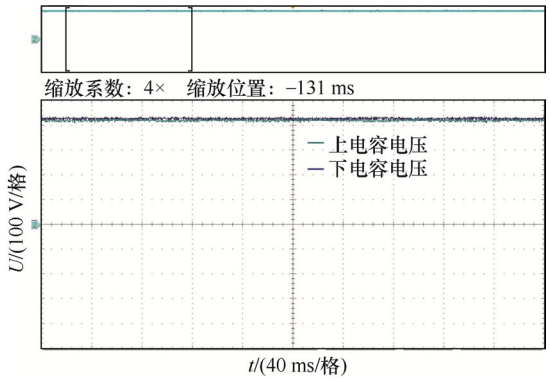


图 20 上下电容电压

Fig. 20 Voltage of upper and lower capacitors

4 结语

本文提出了 1 种应用于构网型 VSG 的通用 T 型三电平等效受控源平均模型，并对 VSG 系统进行状态空间小信号建模，采用参与因子法分析了该 VSG 系统中的虚拟同步机参数对系统稳定性的影响及各状态变量的参与因子分布，并利用 dSPACE 对所建模型和 VSG 系统进行半实物仿真。经 Simulink 仿真与 dSPACE 半实物实验可得，该模型与原物理拓扑相比具有较好的适配性，输出电压、电流波形和电容分压与原物理拓扑经滤波后输出吻合，具有较好的实用性和替代性。

参考文献：

[1] 周孝信, 赵强, 张玉琼. “双碳”目标下我国能源电力系统发展前景和关键技术[J]. 中国电力企业管理, 2021(31): 14-17.
Zhou Xiaoxin, Zhao Qiang, Zhang Yuqiong. Prospect of China’s energy and power system under dual carbon goals [J]. China Power Enterprise Management, 2021(31): 14-17. (in Chinese)

[2] 谢小荣, 贺静波, 毛航银, 等. “双高”电力系统稳定性的新问题及分类探讨[J]. 中国电机工程学报, 2021,

41(2): 461-475.
Xie Xiaorong, He Jingbo, Mao Hangyin, et al. New issues and classification of power system stability with high shares of renewables and power electronics [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(2): 461-475. (in Chinese)

[3] Liu Jia, Miura Y, Bevrani H, et al. Enhanced virtual synchronous generator control for parallel inverters in microgrids [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2017, 8(5): 2268-2277.

[4] 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.

[5] Nabae A, Takahashi I, Akagi H. A new neutral-point-clamped PWM inverter [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1981, IA-17(5): 518-523.

[6] Abdeen E, Gaafar M A, Orabi M, et al. Three level T-type Buck-Boost voltage source inverter [C]// 2019 IEEE Conference on Power Electronics and Renewable Energy (CPERE). Aswan, Egypt, 2020: 175-180.

[7] 章立. T 型三电平并网逆变器技术研究[D]. 南京: 东南大学, 2016.
Zhang Li. Techology research of T-type three-level grid-connected inverter [D]. Nanjing: Southeast University, 2016. (in Chinese)

[8] Mirafzal B, Adib A. On grid-interactive smart inverters: Features and advancements [J]. IEEE Access, 2020, 8: 160526-160536.

[9] 徐海珍. 虚拟同步发电机(VSG)广义惯性与无功均分控制策略研究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2017.
Xu Haizhen. Research on generalized inertia and reactive power sharing strategy of VSG [D]. Hefei: Hefei University of Technology, 2017. (in Chinese)

[10] Rathnayake D B, Akrami M, Phurailatpam C, et al. Grid forming inverter modeling, control, and applications [J]. IEEE Access, 2021, 9: 114781-114807.

[11] 董锋斌, 皇金锋. 三电平 DC-DC 变换器统一建模研究[J]. 系统仿真学报, 2009, 21(7): 2046-2048, 2052.
Dong Fengbin, Huang Jinfeng. Research for unified modeling of three level DC-DC converter [J]. Journal of System Simulation, 2009, 21(7): 2046-2048, 2052. (in Chinese)

[12] 张磊, 朱凌志, 陈宁, 等. 新能源发电模型统一化研究[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(24): 129-138.
Zhang Lei, Zhu Lingzhi, Chen Ning, et al. Review on generic model for renewable energy generation [J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(24): 129-138. (in Chinese)

[13] 胡文平, 杨少波, 郭力, 等. 多电平三相电压源逆变器结构优化设计[J]. 电源学报, 2024, 22(3): 281-286.
Hu Wenping, Yang Shaobo, Guo Li, et al. Structural optimization design of multi-level three-phase voltage source inverter [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(3): 281-286. (in Chinese)

[14] 杨茹楠, 何晋伟, 王秀瑞. 三电平双向直流变换器的模型预测电压控制研究[J]. 电源学报, 2021, 19(2): 74-80.
Yang Runan, He Jinwei, Wang Xiurui. Research on model predictive control of voltage of three-level bi-directional DC-DC converter [J]. Journal of Power Supply, 2021, 19(2): 74-80. (in Chinese)

[15] Xu Jianping. DC and AC small signal analysis of zero-current quasi-resonant Buck converter [C]// 1990 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). New Orleans, LA, USA, 2002: 684-687.

[16] Peralta J, Saad H, Dennetiere S, et al. Detailed and averaged models for a 401-level MMC-HVDC system [C]// 2013 IEEE Power & Energy Society General Meeting. Vancouver, BC, Canada, 2013: 1.

[17] 王建华, 骆芳芳, 季振东, 等. T 型三电平变换器的通用 PWM 平均模型[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(2): 573-581.
Wang Jianhua, Luo Fangfang, Ji Zhendong, et al. A unified PWM averaged model for T-type three-level converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(2): 573-581. (in Chinese)

[18] 曾德银, 姚骏, 张田, 等. 虚拟同步发电机多机并联系统的频率小信号稳定性分析研究[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(7): 2048-2061, 2385.
Zeng Deyin, Yao Jun, Zhang Tian, et al. Research on frequency small-signal stability analysis of multi-parallel virtual synchronous generator-based system [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(7): 2048-2061, 2385. (in

Chinese)

[19] 王振. 基于平均法的 DC/DC 变换器建模综述[J]. 广西电力, 2011, 34(5): 48-52.
Wang Zhen. Summarization of DC/DC convertor based on average method [J]. Guangxi Electric Power, 2011, 34(5): 48-52. (in Chinese)

[20] 潘尚智, 钱照明, 雷娜. 一种新型的通用单/双正激型直流变换器电路仿真平均模型[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(6): 58-62.
Pan Shangzhi, Qian Zhaoming, Lei Na. A novel average model for unified forward DC-DC converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(6): 58-62. (in Chinese)

[21] 李思, 杨明, 马宇, 等. 新型并联谐振直流环节软开关逆变器改进调制策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(2): 487-500.
Li Si, Yang Ming, Ma Yu, et al. Improved modulation strategy of novel parallel resonant DC link soft-switching inverter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(2): 487-500. (in Chinese)

[22] 潘子迅, 杨晓峰, 赵锐, 等. 不平衡电网下模块化多电平换流器的直流环流均衡策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(2): 541-553.
Pan Zixun, Yang Xiaofeng, Zhao Rui, et al. DC circulating current balancing control of modular multi-level converter under unbalanced power grid [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(2): 541-553. (in Chinese)



李先允

作者简介：

李先允(1964—)，男，博士，教授。研究方向：新能源发电与电力系统，直流微网控制技术。E-mail：alixy6412@aliyun.com。

程煜(1997—)，男，通信作者，硕士。研究方向：新能源发电与电力系统，直流微网控制技术。E-mail：865692954@qq.com。

程爽(2001—)，女，硕士。研究方向：新能源发电与电力系统，直流微网控制技术。E-mail：872828317@qq.com。

梁自鑫(1999—)，男，硕士。研究方向：新能源发电与电力系统，直流微网控制技术。E-mail：2456978722@qq.com。

郑雨萱(1999—)，女，硕士。研究方向：新能源发电与电力系统，直流微网控制技术。E-mail：2563332963@qq.com。

(责任编辑：耿越)