

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.230360

孤岛光伏并联逆变器系统的固定时间模糊反步控制策略

何国锋^{1,2}, 周子淳^{1,2}, 张国勇^{1,2}, 李国娇^{1,2}

(1. 河南城建学院电气与控制工程学院, 河南 平顶山 467036; 2. 三峡大学电气与新能源学院, 湖北 宜昌 443002)

摘要: 针对孤岛光伏并联逆变器系统存在固有的建模不确定性以及动态性能差的问题, 提出一种固定时间模糊反步控制策略。首先, 将滤波器参数和输出电流作为未知项, 建立含有滤波器参数摄动和输出电流扰动的单台逆变器等效数学模型。其次, 将固定时间 Lyapunov 稳定性原理、模糊逻辑控制理论和反步控制理论相结合, 利用固定时间模糊反步控制器逼近系统中的未知项, 以改善逆变器的输出电压。然后, 基于严格的 Lyapunov 定理证明所提控制策略下的系统是固定时间稳定的, 且稳定时间的上界与系统的初始状态无关。最后, 通过两台 20 kW 样机验证了所提控制策略的有效性。

关键词: 孤岛模式; 并联逆变器; 固定时间控制; 模糊控制; 反步控制

Fixed-time fuzzy backstepping control strategy for islanded photovoltaic parallel inverters

HE Guofeng^{1,2}, ZHOU Zichun^{1,2}, ZHANG Guoyong^{1,2}, LI Guojiao^{1,2}

(1. School of Electrical and Control Engineering, Henan University of Urban Construction, Pingdingshan 467036, China;
2. College of Electrical Engineering & New Energy, China Three Gorges University, Yichang 443002, China)

Abstract: There is an inherent modeling uncertainty and also poor dynamic performance of islanded photovoltaic parallel inverter systems. Thus a fixed-time fuzzy backstepping control strategy is proposed. First, the filter parameters and output current are regarded as unknown terms, and the equivalent mathematical model of a single inverter with filter parameter perturbation and output current disturbance is established. Second, the fixed-time Lyapunov stability principle, fuzzy logic and backstepping control theories are combined, and the fixed-time fuzzy backstepping controller is used to approximate the unknown terms in the system to improve the output voltage of the inverter. Then, based on the strict Lyapunov theorem, the system is proved to be fixed-time stable with the proposed control strategy, and the upper bound of the stable time is independent of the initial state of the system. Finally, the effectiveness of the proposed control strategy is verified by two prototypes of 20 kW parallel inverters.

This work is supported by the General Program of Henan Natural Science Foundation (No. 222300420400).

Key words: islanding mode; parallel inverter; fixed-time control; fuzzy control; backstepping control

0 引言

近年来, 化石燃料储量枯竭和环境污染严重, 致使以可再生能源为主体的分布式电源在电力系统中的渗透率逐年增加^[1-4]。其中, 分布式光伏作为一种可就近开发、就地消纳的发电方式, 因其具有取之不尽、用之不竭以及运行和维护成本较低的特点, 受到了广泛的关注^[5-9]。因此, 研究孤岛模式下分布式光伏并联逆变器系统具有重要意义。

常用于并联逆变器系统的传统控制策略主要包

括瞬时均流控制^[10-11]、下垂控制^[12-14]、功率均分控制^[15-16]。瞬时均流控制方法通过修正每台逆变器的输出电流以实现负载均衡。下垂控制策略通过调节每台逆变器的频率和电压幅值实现负荷均分。功率均分控制利用所有逆变器的功率均值调节每台逆变器的参考电压, 以实现各逆变器间的功率均分。虽然上述传统控制策略都具有较好的功率均分性能, 然而控制器的抗干扰能力差、可靠性低, 而且功率均分性能以牺牲系统稳定裕度为代价。

近年来, 众多学者为优化应用于并联逆变器系统的传统控制策略, 开展了广泛的研究。文献[17]为提高下垂控制策略的可靠性, 利用积分超前校正

基金项目: 河南省自然科学基金面上项目资助(222300420400)

环节优化二次调频稳定器，使各逆变器之间在无通信的情况下，实现下垂二次调频，消除了系统的频率静差。文献[18]提出了一种引入虚拟阻抗的改进下垂控制策略，引入虚拟阻抗的负阻性部分减小线路的阻性分量，虚拟阻抗的感性部分增大系统的感性成分，减弱功率的耦合程度，提高功率分配精度和环流抑制效果。文献[19]设计了一种考虑逆变器滤波电容电压和并网电流信息不可用时的简化控制策略，可有效提高系统可靠性。

针对规则采样造成的高控制延时会影响环流抑制效果的问题，文献[20]将多次采样模式和环流抑制控制器相结合，提高控制器的稳定裕度和控制带宽，在不增加额外硬件和功率损耗的情况下，降低了采样延时对环流抑制效果的影响。文献[21]提出一种偏置电压注入载波脉冲宽度调制的环流抑制方法，利用环流经比例谐振控制器所生成的偏置电压修正调制信号，使各逆变器相同位置的开关管同步动作，从而抑制逆变器间的环流。文献[22]在控制回路中加入虚拟阻抗的同时，利用基于 Lyapunov 函数的自适应参数控制器改进传统下垂控制，提高了控制器在复杂工况下的功率均分精度。上述控制策略在提高传统控制器可靠性的同时，改善了系统功率均分精度，但都没有考虑滤波器参数摄动、逆变器投入和切出运行的动态变化对系统产生的影响。

由于含有滤波器参数摄动以及其他未知扰动的并联逆变器系统是一个非线性系统，相应的模型预测控制、滑模控制、反步控制、模糊控制等非线性控制策略被广泛研究。文献[23]利用模型预测控制在稳定控制并网电流的同时，维持了逆变器直流侧中点电压的平衡。文献[24]针对 LCL 型并网逆变器提出了一种滑模控制方法，在考虑滤波器参数摄动的情况下，实现对并网电流的稳定控制。文献[25]利用反步控制器在稳定逆变器直流侧电压的同时，将逆变器输出功率以单位功率因数并入电网。文献[26]提出基于模糊逻辑控制器优化的比例积分控制器，通过模糊逻辑控制器优化比例积分控制器的系数，

提高逆变器的鲁棒性。虽然上述控制策略在一定程度上改善了系统性能，但在无限时间内以渐近收敛速度稳定整个系统，控制器的动态性能较差。

为对上述控制策略进行改善，有限时间控制方法受到越来越多的关注。文献[27]提出了一种有限时间干扰观测器和有限时间反步控制器相结合的控制策略，提高了 DC-DC 升压变换器带非线性负载时的稳定性。为实现 DC-DC 升压变换器对恒功率负载的稳定控制，文献[28]提出了有限时间分数阶终端滑模控制律。然而，在文献[27-28]所介绍的控制策略中，控制器稳定时间的上限依赖于系统的初始状态。文献[29]提出了固定时间终端滑模控制器，通过在固定时间内跟踪直流母线的参考电压，以稳定整个船舶电网，系统整体收敛速度快，且收敛时间与系统的初始状态无关。

受上述控制策略的启发，本文提出一种应用于并联逆变器系统的固定时间模糊反步控制策略，在解决并联逆变器系统所存在的滤波器参数摄动问题的同时，改善系统的动态性能。

1 系统模型

图 1 为典型的两级式孤岛并联逆变器系统拓扑图，分别由光伏板、蓄电池、前级 DC-DC 变换器、前级双向转换器和后级并联逆变器系统所组成，并联逆变器系统由 n 个并联的三相两电平逆变单元所组成。每台逆变器又分别通过 LC 滤波器连接到负载。LC 滤波器用来消除由逆变器内部所产生的高次谐波。假设直流母线电压波动有界，则第 1 台逆变器的等效电路图如图 2 所示。

结合图 2，并依据 KCL、KVL 可得逆变器的数学模型，如式(1)所示。

$$\begin{cases} C_j \frac{dv_{Cj,1}}{dt} = i_{Lj,1} - i_{Oj,1} \\ L_j \frac{di_{Lj,1}}{dt} = v_{j,1} - v_{Cj,1} \end{cases} \quad (1)$$

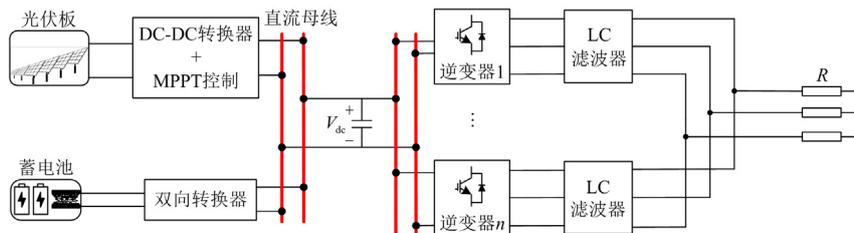


图 1 孤岛光伏并联逆变器系统拓扑

Fig. 1 Topology of island photovoltaic parallel inverter system

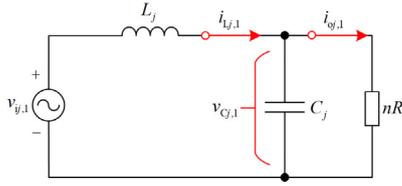


图2 第1台逆变器的等效电路图

Fig. 2 Equivalent circuit diagram of the first inverter

式中: $v_{Cj,1}$ 、 $i_{Lj,1}$ 、 $i_{oj,1}$ 、 $v_{j,1}$ 分别为逆变器电容电压、逆变器侧电感电流、负载侧的输出电流、逆变器侧的输出电压; C_j 、 L_j 分别为逆变器的滤波电感、滤波电容; j 为 a, b, c 相。选取电容电压、电容电压的导数为状态变量, 系统的状态方程如式(2)所示。

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{1}{C_j L_j} x_1 - \frac{1}{C_j} i_{oj,1} + \frac{1}{C_j L_j} v_{j,1} \end{cases} \quad (2)$$

式中: $x_1 = v_{Cj,1}$; $x_2 = \dot{v}_{Cj,1}$; $v_{Cj,1} = V_{dc} u_j$, 其中 u_j 为逆变器调制信号, 即系统的控制输入信号, V_{dc} 为直流母线电压。由于并联逆变器系统在实际运行过程中, 滤波电感、滤波电容参数易受温度、老化等因素的影响; 直流母线电压存在波动; 逆变器投入、切出的动态过程中, 负载侧的输出电流瞬时变化较大。现假设滤波电感、滤波电容参数变化后分别为 L' 、 C' , 直流母线电压波动后为 V'_{dc} , 并将负载侧的输出电流当成扰动, 此时系统的状态方程为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f_1 + \varphi_1 u_j \end{cases} \quad (3)$$

式中, f_1 、 φ_1 为平滑未知的非线性函数, $f_1 = -\frac{1}{C'L'} x_1 - \frac{1}{C'} i_o$, $\varphi_1 = \frac{V'_{dc}}{C'L'} > 0$ 。由于滤波器参数扰动有界, 直流母线电压波动有界, 所以存在 $\underline{\varphi}_1 > 0$, 使得 $\underline{\varphi}_1 < \varphi_1$ 恒成立。

2 固定时间模糊反步控制器设计

2.1 控制目标和重要的定义、引理

由图2可得, 当并联逆变器系统存在逆变器投入、切出运行时, 单台逆变器的等效负载会相应的变化, 使输出电流急剧增加或减少, 此时, 如果系统动态响应过慢, 会导致系统失稳。此外, 滤波器的参数扰动会减小系统的有效阻尼, 对系统稳定性造成影响^[25]。因此, 并联逆变器系统需要合适的控制策略, 在满足系统稳定性的同时提高系统的动态性能。

为简化分析, 本文以第1台逆变器的控制器设计为例进行说明。现主要控制目标是设计控制信号

u_j 使电容电压 $x_1(v_{Cj,1})$ 跟随其期望值 x_r ($x_r = v_{Cjr,1}$ 为电容电压的参考值), 且具有不依赖于系统初始状态的固定时间收敛特性。单台逆变器的调制信号可以通过控制器的输出信号获得。

定义1: 考虑如式(4)形式的动态系统, 现假设系统(4)在原点处是基于李雅普诺夫定理稳定的。若存在有限收敛时间 t_s , 当 $t > t_s$ 时, $x(t) = 0$ 恒成立, 此时系统(4)是有限时间稳定的。

$$\dot{x}(t) = f(t, x), x(0) = x_0 \quad (4)$$

式中: x 为状态向量, $x \in \mathbf{R}^n$; $f(\cdot)$ 为连续函数。

定义2: 假设系统(4)是有限时间稳定的。如果收敛时间存在一定的上界, 且与状态变量的初始状态无关, 则系统(4)是固定时间稳定的。

引理1^[30]: 设 $V(x)$ 是一个光滑函数且 $V(x) \geq 0$, 如果不等式(5)成立, 则系统(5)的原点 ($x = 0$) 是固定时间稳定的, 且有限收敛时间 t_s 的上界如式(6)所示。

$$\dot{V}(x) \leq -\mu_1 V(x)^\alpha - \mu_2 V(x)^\beta + \sigma \quad (5)$$

$$t_s \leq t_{s,max} \triangleq \frac{1}{\mu_1(1-\alpha)} + \frac{1}{\mu_2(\beta-1)} \quad (6)$$

式中, μ_1 、 μ_2 、 α 、 β 、 σ 为正实数, 且 $\alpha \in (0, 1)$ 、 $\beta \in (1, \infty)$ 。

引理2^[31]: 对于 $x \in \mathbf{R}$, 常数 $\varepsilon > 0$, 则

$$0 \leq |x| \leq \varepsilon + \frac{x^2}{\sqrt{x^2 + \varepsilon^2}} \quad (7)$$

引理3^[32]: 对于 $x_i \in \mathbf{R}$, $i = 1, 2, \dots, n$, $k \in [0, 1]$, 不等式(8)恒成立。

$$(|x_1| + \dots + |x_n|)^k \leq |x_1|^k + \dots + |x_n|^k \quad (8)$$

引理4^[33]: 对于 $\zeta_i \geq 0$, $i = 1, 2, \dots, n$, 则

$$\left(\sum_{i=1}^n \zeta_i \right)^2 \leq n \sum_{i=1}^n \zeta_i^2 \quad (9)$$

引理5^[33]: 对未知函数 $f(\mathbf{Z})$, $\mathbf{Z} \in \Omega_Z \subset \mathbf{R}^q$ 。

$f(\mathbf{Z})$ 可以通过模糊逻辑系统逼近到式(10)所示的精度为 τ 的函数。

$$f(\mathbf{Z}) = \mathbf{W}^T \mathbf{S}(\mathbf{Z}) + \xi(\mathbf{Z}), |\xi(\mathbf{Z})| \leq \tau \quad (10)$$

式中: $\xi(\mathbf{Z})$ 为逼近误差; \mathbf{W} 为最优权重向量, $\mathbf{W} = [w_1, \dots, w_l]^T \in \mathbf{R}^l$, l 为模糊规则数; $\mathbf{S}(\mathbf{Z})$ 为隶属度函数向量, $\mathbf{S}(\mathbf{Z}) = [s_1(\mathbf{Z}), \dots, s_i(\mathbf{Z}), \dots, s_l(\mathbf{Z})]^T$, $s_i(\mathbf{Z})$ 常用的高斯函数形式如式(11)所示。

$$s_i(\mathbf{Z}) = \exp \left[-\frac{(\mathbf{Z} - v_i)^T (\mathbf{Z} - v_i)}{\eta_i^2} \right], i = 1, \dots, l \quad (11)$$

式中, v_i 、 η_i 分别为高斯隶属函数的中心和宽度。

引理 6^[34]: 对于 $\phi \in \mathbf{R}$, $\varphi \in \mathbf{R}$, $p > 0$, $q > 0$, $m > 0$, 不等式(12)恒成立。

$$|\phi|^p + |\varphi|^q \leq \frac{p}{p+q} m |\phi|^{p+q} + \frac{q}{p+q} m^{-\frac{p}{q}} |\varphi|^{p+q} \quad (12)$$

2.2 固定时间模糊反步控制器的设计

首先, 状态变量 x_1 、 x_2 与其参考值之间的误差定义为

$$z_1 = x_1 - x_r \quad (13)$$

$$z_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (14)$$

式中, α_1 为虚拟控制律。对式(13)求导得

$$\dot{z}_1 = \dot{x}_1 - \dot{x}_r = x_2 - \dot{x}_r \quad (15)$$

将式(14)代入式(15)化简得

$$\dot{z}_1 = \dot{x}_1 - \dot{x}_r = z_2 + \alpha_1 - \dot{x}_r \quad (16)$$

现选取如式(17)所示的李雅普诺夫函数:

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 \quad (17)$$

对式(17)求导, 并将式(16)代入化简得

$$\dot{V}_1 = z_1 \dot{z}_1 = z_1 z_2 + z_1 \alpha_1 - z_1 \dot{x}_r \quad (18)$$

为方便后续理论分析, 虚拟控制律 α_1 为

$$\alpha_1 = \dot{x}_r - z_2 - k_1 z_1 (z_1^2)^{\frac{1}{2}} - k_2 z_1^3 \quad (19)$$

式中, k_1 、 k_2 为反步控制增益。对式(14)求导, 并将式(3)代入化简得

$$\dot{z}_2 = \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1 = \varphi_1 u_j + f_1 - \dot{\alpha}_1 = \varphi_1 u_j - \frac{\dot{z}_2}{2} + f_2 \quad (20)$$

其中, $f_2 = f_1 - \dot{\alpha}_1 + \frac{\dot{z}_2}{2}$, 根据引理 5, 可以利用模糊逻辑系统, 以任意精度 $\tau_1 > 0$ 的函数 $A_1(\mathbf{Z}_2)$ 逼近 f_2 , 即

$$A_1(\mathbf{Z}_2) = \mathbf{W}_1^T \mathbf{S}_1(\mathbf{Z}_2) + \xi_1(\mathbf{Z}_2), |\xi_1(\mathbf{Z}_2)| \leq \tau_1 \quad (21)$$

式中: $\mathbf{Z}_2 = [x_1, x_2, x_r, \dot{x}_r, \hat{\theta}_1]^T$; $\hat{\theta}_1$ 为 θ_1 的估计值, $\theta_1 = \|\mathbf{W}_1\|^2$; $\mathbf{S}_1(\mathbf{Z}_2)$ 为模糊函数。为选取最优权重向量 \mathbf{W}_1 , 本文利用自适应律对其进行估计, $\hat{\theta}_1$ 的表达式为

$$\dot{\hat{\theta}}_1 = \frac{r_1}{2a_1^2} z_2^2 \mathbf{S}_1^T(\mathbf{Z}_2) \mathbf{S}_1(\mathbf{Z}_2) - \bar{\sigma}_1 \hat{\theta}_1 - \frac{c_1}{r_1} \hat{\theta}_1^3 \quad (22)$$

式中, r_1 、 a_1 、 $\bar{\sigma}_1$ 、 c_1 为正实数。定义估计误差 $\tilde{\theta}_1 = \theta_1 - \hat{\theta}_1$ 。为简化分析, 将 $A_1(\mathbf{Z}_2)$ 和 $\mathbf{S}_1(\mathbf{Z}_2)$ 分别简化为 A_1 和 \mathbf{S}_1 。

现选取总的李雅普诺夫函数:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2r_1} \tilde{\theta}_1^2 \quad (23)$$

对式(23)求导, 并将式(18)一式(20)代入化简得

$$\dot{V}_2 = -k_1 (z_1^2)^{\frac{3}{4}} - k_2 z_1^4 + z_2 \varphi_1 u + z_2 A_1 - \frac{\dot{z}_2^2}{2} - \frac{1}{r_1} \tilde{\theta}_1 \dot{\hat{\theta}}_1 \quad (24)$$

为使得式(3)所示的系统为固定时间稳定的, 控制输入选取为

$$u_j = -\frac{z_2 \tilde{\alpha}_2^2}{\varphi_1 \sqrt{z_2^2 \tilde{\alpha}_2^2 + \varepsilon_1^2}} \quad (25)$$

$$\tilde{\alpha}_2 = -K_{11} \left(\frac{1}{2} \right)^{\frac{3}{4}} \frac{\Gamma_2}{z_2} + K_{12} \left(\frac{1}{2} \right)^2 z_2^3 + \frac{r_1}{2a_1^2} z_2 \hat{\theta}_1 \mathbf{S}_1^T \mathbf{S}_1 \quad (26)$$

式中: ε_1 、 K_{11} 、 K_{12} 为正实数; $\Gamma_2 = (z_2^2)^{\frac{3}{4}}$ 。

2.3 固定时间稳定性证明

由完备性定理^[26]可得

$$z_2 A_1 \leq \frac{1}{2a_1^2} z_2^2 \theta_1 \mathbf{S}_1^T \mathbf{S}_1 + \frac{a_1^2}{2} + \frac{z_2^2}{2} + \frac{\tau_1^2}{2} \quad (27)$$

将式(27)代入式(24)化简得

$$\dot{V}_2 \leq -k_1 (z_1^2)^{\frac{3}{4}} - k_2 z_1^4 + z_2 \varphi_1 u_j + \frac{1}{2a_1^2} z_2^2 \theta_1 \mathbf{S}_1^T \mathbf{S}_1 + \frac{a_1^2}{2} + \frac{\tau_1^2}{2} - \frac{1}{r_1} \tilde{\theta}_1 \dot{\hat{\theta}}_1 \quad (28)$$

由 $\varphi_1 < \varphi_1$ 得

$$z_2 \varphi_1 u_j = -\frac{\varphi_1 z_2^2 \tilde{\alpha}_2^2}{\varphi_1 \sqrt{z_2^2 \tilde{\alpha}_2^2 + \varepsilon_1^2}} \leq -\frac{z_2^2 \tilde{\alpha}_2^2}{\sqrt{z_2^2 \tilde{\alpha}_2^2 + \varepsilon_1^2}} \quad (29)$$

根据引理 2, 式(29)化简为

$$z_2 \varphi_1 u_j \leq \varepsilon_1 - z_2 \tilde{\alpha}_2 \quad (30)$$

将式(26)、式(30)代入式(28)化简得

$$\dot{V}_2 \leq -k_1 (z_1^2)^{\frac{3}{4}} - k_2 z_1^4 + \sigma_1 - K_{11} \left(\frac{z_2^2}{2} \right)^{\frac{3}{4}} - K_{12} \left(\frac{z_2^2}{2} \right)^2 + \frac{\bar{\sigma}_1}{r_1} \hat{\theta}_1 \tilde{\theta}_1 + \frac{c_1}{r_1^2} \hat{\theta}_1^3 \tilde{\theta}_1 \quad (31)$$

其中, $\sigma_1 = \frac{2\varepsilon_1 + a_1^2 + \tau_1^2}{2}$ 。

由 $\frac{\bar{\sigma}_1}{r_1} \hat{\theta}_1 \tilde{\theta}_1 \leq -\frac{\bar{\sigma}_1 \tilde{\theta}_1^2}{2r_1} + \frac{\bar{\sigma}_1 \theta_1^2}{2r_1}$ 得

$$\frac{\bar{\sigma}_1}{r_1} \hat{\theta}_1 \tilde{\theta}_1 \leq -\frac{\bar{\sigma}_1 \tilde{\theta}_1^2}{2r_1} + \frac{\bar{\sigma}_1 \theta_1^2}{2r_1} \quad (32)$$

将式(32)代入式(31)化简得

$$\dot{V}_2 \leq -k_1 (z_1^2)^{\frac{3}{4}} - k_2 z_1^4 + \sigma_1 - K_{11} \left(\frac{z_2^2}{2} \right)^{\frac{3}{4}} - K_{12} \left(\frac{z_2^2}{2} \right)^2 - \left(\frac{\bar{\sigma}_1 \tilde{\theta}_1^2}{2r_1} \right)^{\frac{3}{4}} + \left(\frac{\bar{\sigma}_1 \tilde{\theta}_1^2}{2r_1} \right)^{\frac{3}{4}} - \frac{\bar{\sigma}_1 \tilde{\theta}_1^2}{2r_1} + \frac{\bar{\sigma}_1 \theta_1^2}{2r_1} + \frac{c_1}{r_1^2} \hat{\theta}_1^3 \tilde{\theta}_1 \quad (33)$$

根据引理 6, 使 $\phi=1$, $\varphi=\bar{\sigma}_1\tilde{\theta}_1^2/2r_1$, $p=1-\gamma$, $q=\gamma$, $m=e^{[\gamma/(1-\gamma)]^{m\gamma}}$, $\gamma=0.75$, 可得

$$\left(\frac{\bar{\sigma}_1\tilde{\theta}_1^2}{2r_1}\right)^{\frac{3}{4}} \leq 0.11 + \frac{\bar{\sigma}_1\tilde{\theta}_1^2}{2r_1} \quad (34)$$

将式(34)代入式(33)化简得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 \leq & -k_1(z_1^2)^{\frac{3}{4}} - k_2z_1^4 + \sigma_2 - K_{11}\left(\frac{z_2^2}{2}\right)^{\frac{3}{4}} - \\ & K_{12}\left(\frac{z_2^2}{2}\right)^2 - \left(\frac{\bar{\sigma}_1\tilde{\theta}_1^2}{2r_1}\right)^{\frac{3}{4}} + \frac{c_1}{r_1^2}\hat{\theta}_1^3\tilde{\theta}_1 \end{aligned} \quad (35)$$

其中, $\sigma_2 = \sigma_1 + 0.11 + \frac{\bar{\sigma}_1\theta_1^2}{2r_1}$.

因 $\hat{\theta}_1^3 = (\theta_1 - \tilde{\theta}_1) = \theta_1^3 - 3\theta_1^2\tilde{\theta}_1 + 3\theta_1\tilde{\theta}_1^2 - \tilde{\theta}_1^3$, 将其代入式(35)并化简得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 \leq & -k_1(z_1^2)^{\frac{3}{4}} - k_2z_1^4 + \sigma_2 - K_{11}\left(\frac{z_2^2}{2}\right)^{\frac{3}{4}} - K_{12}\left(\frac{z_2^2}{2}\right)^2 - \left(\frac{\bar{\sigma}_1\theta_1^2}{2r_1}\right)^{\frac{3}{4}} + \\ & \frac{c_1}{r_1^2}\theta_1^3\tilde{\theta}_1 + \frac{3c_1}{r_1^2}\theta_1^2\tilde{\theta}_1^2 - \frac{3c_1}{r_1^2}\theta_1\tilde{\theta}_1^3 - \frac{3c_1}{r_1^2}\tilde{\theta}_1^3\tilde{\theta}_1 + \frac{c_1}{r_1^2}\tilde{\theta}_1^4 \end{aligned} \quad (36)$$

根据杨氏不等式, 可得

$$\frac{3c_1}{r_1^2}\theta_1\tilde{\theta}_1^3 \leq \frac{9c_1}{4r_1^2}\varpi\tilde{\theta}_1^4 + \frac{3c_1\theta_1^4}{4r_1^2\varpi^3} \quad (37)$$

$$\frac{c_1}{r_1^2}\theta_1^3\tilde{\theta}_1 \leq \frac{c_1}{2r_1^2}\theta_1^2\tilde{\theta}_1^2 + \frac{c_1\theta_1^4}{2r_1^2} \leq \frac{3c_1}{r_1^2}\theta_1^2\tilde{\theta}_1^2 + \frac{c_1\theta_1^4}{2r_1^2} \quad (38)$$

式中, ϖ 为足够小的正实数。将式(37)、式(38)代入式(36)化简得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 \leq & -k_1(z_1^2)^{\frac{3}{4}} - k_2z_1^4 + \sigma_3 - K_{11}\left(\frac{z_2^2}{2}\right)^{\frac{3}{4}} - \\ & K_{12}\left(\frac{z_2^2}{2}\right)^2 - \left(\frac{\bar{\sigma}_1\tilde{\theta}_1^2}{2r_1}\right)^{\frac{3}{4}} - c_1(4-9\varpi)\left(\frac{\tilde{\theta}_1^2}{2r_1}\right)^2 \end{aligned} \quad (39)$$

其中, $\sigma_3 = \sigma_2 + \frac{c_1\theta_1^4}{2r_1^2} + \frac{3c_1\theta_1^4}{4\varpi^3r_1^2}$ 。为简化分析, 令

$K_{13} = c_1(4-9\varpi)$, $K_{14} = \bar{\sigma}_1^{\frac{3}{4}}$, 此时式(39)可化简为

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 \leq & -k_1(z_1^2)^{\frac{3}{4}} - k_2z_1^4 + \sigma_3 - K_{11}\left(\frac{z_2^2}{2}\right)^{\frac{3}{4}} - \\ & K_{14}\left(\frac{\tilde{\theta}_1^2}{2r_1}\right)^{\frac{3}{4}} - K_{12}\left(\frac{z_2^2}{2}\right)^2 - K_{13}\left(\frac{\tilde{\theta}_1^2}{2r_1}\right)^2 \end{aligned} \quad (40)$$

令 $K_{15} = \min(K_{11}, K_{14})$, $K_{16} = \min(K_{12}, K_{13})$,

$k_1 = \left(\frac{1}{2}\right)^{\frac{3}{4}}K_{15}$, $k_2 = \left(\frac{1}{2}\right)^2K_{16}$, 并代入式(40)化简得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 \leq & -K_{15}\left[\left(\frac{z_1^2}{2}\right)^{\frac{3}{4}} + \left(\frac{z_2^2}{2}\right)^{\frac{3}{4}} + \left(\frac{\tilde{\theta}_1^2}{2r_1}\right)^{\frac{3}{4}}\right] - \\ & K_{16}\left[\left(\frac{z_1^2}{2}\right)^2 + \left(\frac{z_2^2}{2}\right)^2 + \left(\frac{\tilde{\theta}_1^2}{2r_1}\right)^2\right] + \sigma_3 \end{aligned} \quad (41)$$

根据引理 3 和引理 4, 可得

$$V_2^{\frac{3}{4}} \leq \left(\frac{z_1^2}{2}\right)^{\frac{3}{4}} + \left(\frac{z_2^2}{2}\right)^{\frac{3}{4}} + \left(\frac{\tilde{\theta}_1^2}{2r_1}\right)^{\frac{3}{4}} \quad (42)$$

$$V_2^2 \leq 3\left[\left(\frac{z_1^2}{2}\right)^2 + \left(\frac{z_2^2}{2}\right)^2 + \left(\frac{\tilde{\theta}_1^2}{2r_1}\right)^2\right] \quad (43)$$

将式(42)、式(43)代入式(41)化简得

$$\dot{V}_2 \leq -K_{15}V_2^{\frac{3}{4}} - K_{16}V_2^2 + \sigma_3 \quad (44)$$

因此, 根据引理 1, 可得式(3)所构成的系统是固定时间稳定的, 跟踪误差 z_1 、 z_2 在固定时间内收敛到原点, 与初始条件无关, 且有限收敛时间 t_s 的上界为

$$t_s \leq t_{s\max} \triangleq \frac{1}{K_{15}(1-\frac{3}{4})} + \frac{1}{K_{16}(2-1)} \quad (45)$$

2.4 系统总控制描述

所提控制策略作用在并联逆变器系统的总控制框图如图 3 所示。

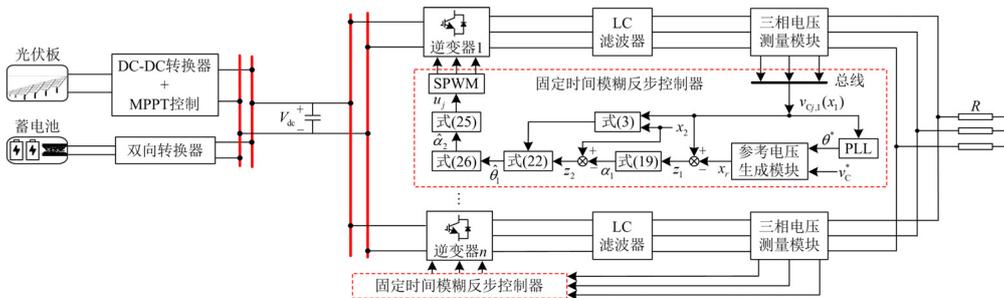


图 3 所提控制策略下的总控制框图

Fig. 3 Control block diagram under the proposed control strategy

由图 3 可以看出：前级通过光伏板和蓄电池稳定直流母线电压；后级并联逆变器系统中的每台逆变器在考虑滤波器参数扰动和直流母线电压波动的基础上，利用所提固定时间模糊反步控制策略得到虚拟控制律和自适应趋近律，最后通过 SPWM 模块产生开关信号。

3 仿真与实验

为验证本文所提控制策略的有效性，首先在 Matlab/Simulink 仿真平台搭建两台并联逆变器进行仿真验证，然后在两台 20 kW 实验样机上进行实验验证。仿真和实验参数如表 1 所示。基于上述理论分析，控制器中的常量取值如下： $r_1 = 30$ 、 $a_1 = 0.1$ 、 $\bar{\sigma}_1 = 1$ 、 $c_1 = 0.01$ 、 $\varepsilon_1 = 0.001$ 、 $K_{11} = K_{12} = 10$ 、 $\hat{\theta}(0) = 0.1$ 。

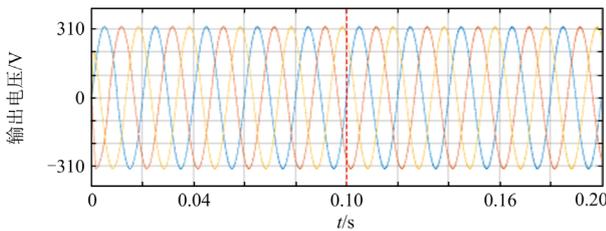
表 1 系统参数

Table 1 System parameters

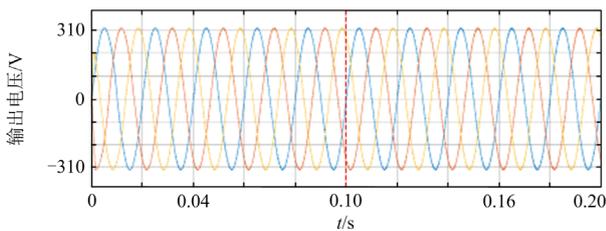
参数	数值
额定功率 P_{nom}/kW	20
输出电压有效值 $v_{c,rms}^*/V$	220
直流母线电压 V_{dc}/V	400
开关频率 f_s/kHz	20
滤波电感 $L/\mu H$	660
滤波电容 $C/\mu F$	90
负载 R/Ω	10

3.1 仿真

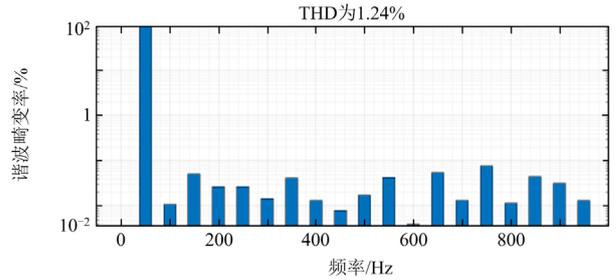
图 4 为两台并联逆变器存在滤波器参数摄动和直流母线电压波动时，所提控制策略下的仿真波形图。在 $t = 0.1s$ 时，直流母线电压、逆变器侧电感值与网侧电感值分别在额定值的 5% 以内变化。由图 4 可以看出：在所提控制策略下，两台逆变器输出电



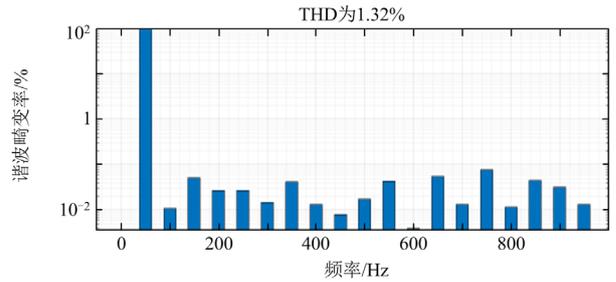
(a) 第1台逆变器的输出电压



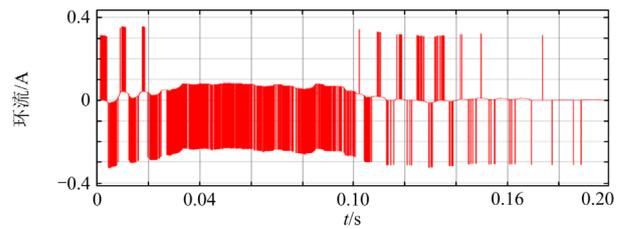
(b) 第2台逆变器的输出电压



(c) 第1台逆变器a相输出电压的谐波频谱



(d) 第2台逆变器a相输出电压的谐波频谱



(e) 两台逆变器a相间环流

图 4 参数摄动和直流母线电压波动时的仿真结果

Fig. 4 Simulation results under parameter perturbation and DC bus voltage fluctuation

压波形平滑，THD 低，并且能够较好地抑制两台逆变器之间的环流。

为验证所提控制策略的动态性能，将模糊反步控制策略下的仿真结果和所提固定时间模糊反步策略下的仿真结果进行对比。首先，并联逆变器系统的第 1 台逆变器独立运行，然后第 2 台逆变器在 0.1 s 时投入运行。图 5、图 6 分别为上述运行方式在模糊反步控制策略下和所提控制策略下的仿真波形。从图 5 和图 6 可以看出，在所提控制策略下，并联逆变器系统能够快速响应运行方式的变化，具有良好的动态性能。

3.2 实验

实验平台由两台并联的三相两电平逆变器组成，主控芯片为 DSP TMS320F28335，变换器的开关频率为 20 kHz。实验参数如表 1 所示，样机如图 7 所示。

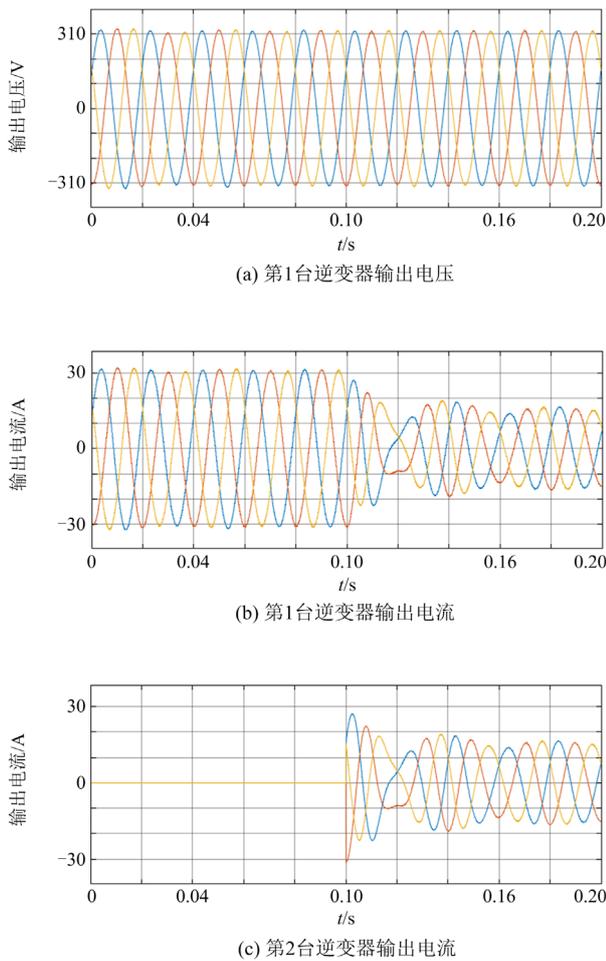


图5 模糊反步控制策略下的仿真结果

Fig. 5 Simulation results under fuzzy backstepping control strategy

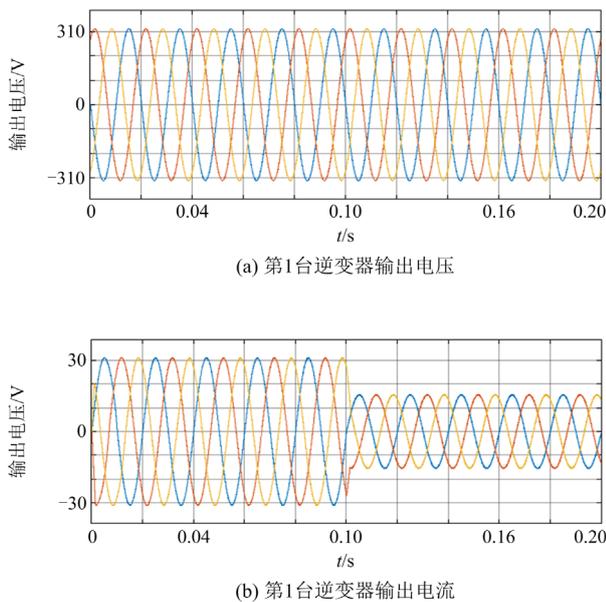


图6 所提控制策略下的仿真结果

Fig. 6 Simulation results under the proposed control strategy

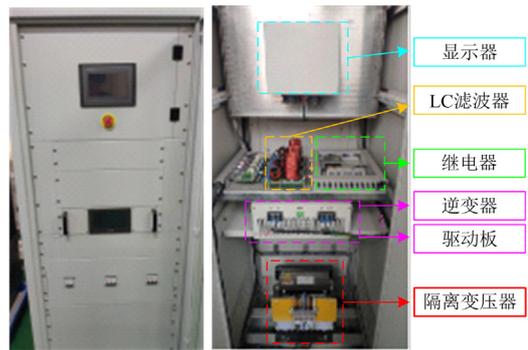
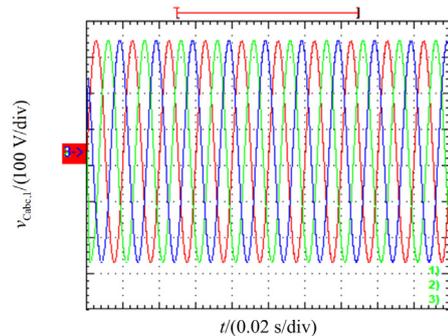


图7 实验平台

Fig. 7 Experiment platform

图8为两台并联的三相逆变器稳态运行时的实验波形。图8(c)从上到下分别为两台逆变器a、b、c三相间的环流波形。从图8可以看出,采用所提控制策略的并联逆变器系统在稳态运行时具有良好的功率均分性能,能够抑制两台逆变器之间的环流。

为了对所提控制策略的动态性能进行验证,将所提控制策略和模糊反步控制策略下并联逆变器的实验结果进行了对比分析。首先,当并联逆变器系统的第1台逆变器独立运行时,第2台逆变器在 t_1 时投入运行。图9、图10分别为上述运行方式在模糊反步控制策略下和所提控制策略下的第1台逆变器的输出电流波形。图9(b)、图10(b)分别为图9(a)、



(a) 第1台逆变器输出电压

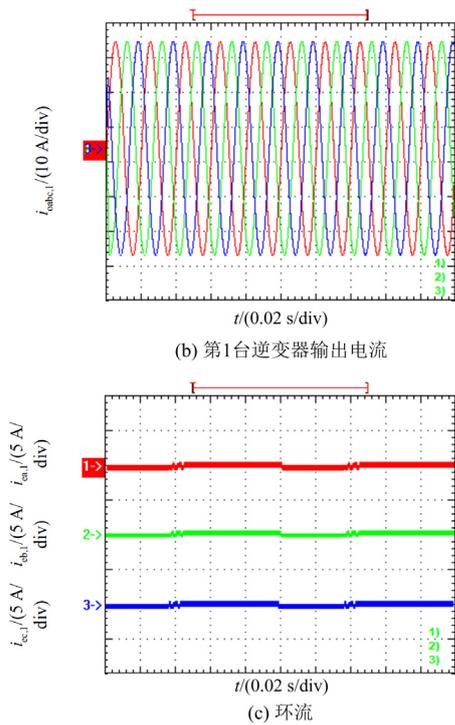


图 8 所提控制策略下并联逆变器的稳态性能
Fig. 8 Steady-state performance of inverters in parallel under the proposed control strategy

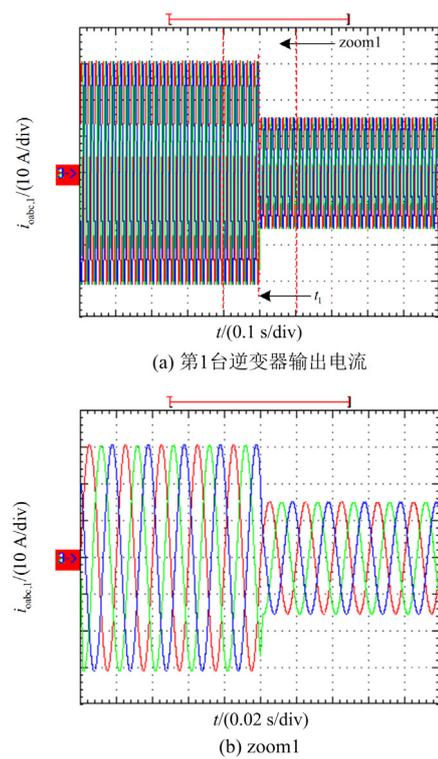


图 10 所提策略下并联逆变器的动态性能
Fig. 10 Dynamic performance of inverters in parallel under the proposed control strategy

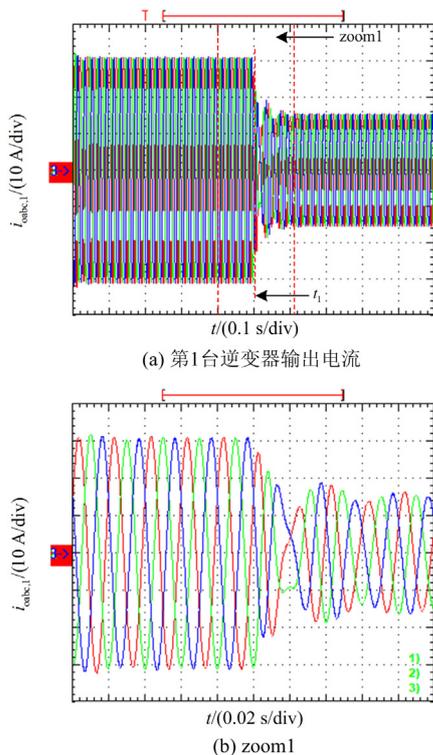


图 9 模糊反步控制策略下并联逆变器的动态性能
Fig. 9 Dynamic performance of inverters in parallel under the fuzzy backstepping control strategy

图 10(a)的局部区域 zoom1 的局部放大图。从图 9、图 10 可以看出,在所提控制策略下,并联逆变器系统能够快速响应运行方式的变化,具有良好的动态性能。

4 结论

针对并联逆变器系统存在滤波器参数摄动和动态性能差的问题,本文提出了一种固定时间模糊反步控制策略。通过建立含有未知项的单台逆变器等效模型,详细阐述了所提控制策略的设计过程,并证明了系统是固定时间稳定的。通过模糊反步控制和所提控制策略下稳态和动态的仿真和实验,可以得出以下结论:

- 1) 所提控制策略考虑了滤波器参数摄动和直流母线电压波动的影响,提高了系统的鲁棒性;
- 2) 在所提控制策略下,针对并联运行的逆变器系统,当有逆变器投入或切出并联系统时,其余逆变器可以对运行方式的变化做出快速响应,且每台逆变器稳定时间的上限与系统初始状态无关,使系统的动态性能得到改善。

参考文献

[1] 熊正勇, 陈天华, 杜磊, 等. 基于改进灵敏度分析的有

- 源配电网智能软开关优化配置[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(8): 129-137.
- XIONG Zhengyong, CHEN Tianhua, DU Lei, et al. Optimal allocation of soft open point in active distribution network based on improved sensitivity analysis[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(8): 129-137.
- [2] 张涛, 霍然, 刘景, 等. 基于柔性互联技术的含高渗透率新能源配电网多目标优化运行[J]. 智慧电力, 2021, 49(9): 1-7, 55.
- ZHANG Tao, HUO Ran, LIU Jing, et al. Multi-objective optimal operation of distribution network with high penetration of new energy based on flexible interconnection technology[J]. Smart Power, 2021, 49(9): 1-7, 55.
- [3] 陈臻, 白明辉, 张婉明, 等. 分布式光伏边界渗透率快速定位及消纳方案择优[J]. 中国电力, 2022, 55(8): 40-50.
- CHEN Can, BAI Minghui, ZHANG Wanming, et al. Fast Positioning of marginal hosting capacity and optimal selection of accommodation scheme for distributed PVs[J]. Electric Power, 2022, 55(8): 40-50.
- [4] 陆永耕, 李建刚, 黄禹铭, 等. 高渗透率分布式电源控制方法[J]. 发电技术, 2021, 42(1): 103-114.
- LU Yonggeng, LI Jiangan, HUANG Yuming, et al. High-permeability distributed power control method[J]. Power Generation Technology, 2021, 42(1): 103-114.
- [5] 卫程超, 赵晋斌, 曾志伟, 等. 光伏波动下低压直流系统功率振荡抑制研究[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(5): 128-138.
- WEI Chengchao, ZHAO Jinbin, ZENG Zhiwei, et al. Power oscillation suppression of a low voltage DC system under photovoltaic fluctuation[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(5): 128-138.
- [6] 罗茜, 陈卓, 郝正航, 等. 基于新型趋近律的光伏 MPPT 控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(5): 139-153.
- LUO Qian, CHEN Zhuo, HAO Zhenghang, et al. MPPT control strategy based on a new reaching law for a photovoltaic power system[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(5): 139-153.
- [7] 董志强, 郑凌蔚, 苏然, 等. 一种基于 IGWO-SNN 的光伏出力短期预测方法[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(1): 131-138.
- DONG Zhiqiang, ZHENG Lingwei, SU Ran, et al. An IGWO-SNN-based method for short-term forecast of photovoltaic output[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(1): 131-138.
- [8] 盛万兴, 吴鸣, 季宇, 等. 分布式可再生能源发电集群并网消纳关键技术及工程实践[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(8): 2175-2187.
- SHENG Wanxing, WU Ming, JI Yu, et al. Key technologies and engineering practice of distributed renewable generation clusters integration[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(8): 2175-2187.
- [9] 胡迪, 丁明, 毕锐, 等. 光伏和风电互补性对高渗透率可再生能源集群接入规划影响分析[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(3): 821-836.
- HU Di, DING Ming, BI Rui, et al. Impact analysis of PV and WT complementarity on access planning of high penetrated renewable energy cluster[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(3): 821-836.
- [10] 李浩然, 杨旭红, 冯成臣. 多逆变器并联下的输出阻抗分析和改进下垂控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(20): 29-35.
- LI Haoran, YANG Xuhong, FENG Chengchen. Control strategy research of output impedance analysis and improved droop control based on multiple-inverters parallel[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(20): 29-35.
- [11] 徐玉琴, 马焕均. 基于改进下垂控制的逆变器并联运行技术[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(7): 103-107.
- XU Yuqin, MA Huanjun. Parallel operation technology of inverters based on improved droop control[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(7): 103-107.
- [12] MOHAMMED N, LASHAB A, CIOBOTARU M, et al. Accurate reactive power sharing strategy for droop-based islanded AC microgrids[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(3): 2696-2707.
- [13] GORIJEVARAM REDDY P K, DASARATHAN S, KRISHNASAMY V. Investigation of adaptive droop control applied to low-voltage DC microgrid[J]. Energies, 2012, 14(17): 5356.
- [14] PRAISELIN W J, BELWIN EDWARD J. Power-sharing enhancement using harmonized membership fuzzy logic droop control based micro-grid[J]. Intelligent Automation & Soft Computing, 2023, 36(2): 1395-1415.
- [15] CHEN M, JIE Y, WANG C, et al. Optimized reactive power control of module power imbalance of cascaded converter[J]. IEEE Open Journal of Power Electronics, 2022, 3: 2-12.
- [16] JAFARAIN H, COX R, ENSLIN J H, et al. Decentralized active and reactive power control for an AC-stacked PV inverter with single member phase compensation[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(1): 345-355.
- [17] 董家伟, 王志新, 朱国忠, 等. 孤岛运行下垂逆变器二次调频方法[J]. 电力自动化设备, 2022, 42(5): 40-46.

- DONG Jiawei, WANG Zhixin, ZHU Guozhong, et al. Secondary frequency regulation method for droop inverters in island operation[J]. *Electric Power Automation Equipment*, 2022, 42(5): 40-46.
- [18] 吴振奎, 罗洋. 基于虚拟阻抗的逆变器并联控制策略研究[J]. *电力电容器与无功补偿*, 2021, 42(6): 166-172.
- WU Zhenkui, LUO Yang. Research on parallel control strategy of inverter based on virtual impedance[J]. *Power Capacitor & Reactive Power Compensation*, 2021, 42(6): 166-172.
- [19] 马临超, 齐山成, 刘毅. 分布式逆变器并联运行系统的简化控制策略[J]. *电网与清洁能源*, 2022, 38(3): 129-138.
- MA Linchao, QI Shancheng, LIU Yi. Simplified control strategy of parallel operation for distributed inverters system[J]. *Power System and Clean Energy*, 2022, 38(3): 129-138.
- [20] ZHANG R, ZHANG C H, XING X Y, et al. Modeling and control method to suppress common-mode resonance circulating current for high-power parallel three-level inverters system with improved LCL filter[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2023, 70(3): 2484-2496.
- [21] ZHANG C H, WANG Z Z, XING X Y, et al. Modeling and suppression of circulating currents among parallel single-phase three-level grid-tied inverters[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, 69(12): 12967-12979.
- [22] 吴中东, 丁石川, 郭小璇, 等. 一种并联逆变器自适应下垂控制方法[J]. *电力系统保护与控制*, 2023, 51(7): 84-94.
- WU Zhongdong, DING Shichuan, GUO Xiaoxuan, et al. An adaptive droop control method for parallel inverters[J]. *Power System Protection and Control*, 2023, 51(7): 84-94.
- [23] MOHAPATRA S R, AGARWAL V. Model predictive controller with reduced complexity for grid-tied multilevel inverters[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, 66(11): 8851-8855.
- [24] KOMURCUGIL H, OZDEMIR S, SEFA I, et al. Sliding-mode control for single-phase grid-connected LCL-filtered VSI with double-band hysteresis scheme[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(2): 864-873.
- [25] AHMAD A, ULLAH N, AHMAD N, et al. Robust control of grid-tied parallel inverters using nonlinear backstepping approach[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 111982-111992.
- [26] STONIER A A, MURUGESAN S, SAMIKANNU R, et al. Fuzzy logic control for solar PV fed modular multilevel inverter towards marine water pumping applications[J]. *IEEE Access*, 2021, 9: 88524-88534.
- [27] XU Q, BLAABJERG F, ZHANG C. Finite-time stabilization of constant power loads in DC microgrids[C]// *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, September 29, 2019-October 3, 2019, Baltimore, MD, USA: 2059-2064.
- [28] ULLAH N, ASGHAR M, KHATTAK A, et al. Comparison of integer and fractional order robust controllers for DC/DC converter feeding constant power load in a DC microgrid[J]. *Sustainable Energy, Grids and Networks*, 2017, 12: 1-9.
- [29] SARRAFAN N, ZAREI J, RAZAVI-FAR R et al. A novel on-board DC/DC converter controller feeding uncertain constant power loads[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2021, 9(2): 1233-1240.
- [30] CHEN M, WANG H, LIU X. Adaptive fuzzy practical fixed-time tracking control of nonlinear systems[J]. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2021, 29(3): 664-673.
- [31] WANG C, LIN Y. Decentralized adaptive tracking control for a class of interconnected nonlinear time-varying systems[J]. *Automatica*, 2015, 54: 16-24.
- [32] ZHU Z, XIA Y, FU M. Attitude stabilization of rigid spacecraft with finite-time convergence[J]. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2011, 21(6): 686-702.
- [33] LI S, AHN C K, CHADLI M. et al. Sampled-data adaptive fuzzy control of switched large-scale nonlinear delay systems[J]. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2022, 30(4): 1014-1024.
- [34] WANG L X, MENDEL J M. Fuzzy basis functions, universal approximation, and orthogonal least-squares learning[J]. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 1992, 3(5): 807-814.

收稿日期: 2023-04-05; 修回日期: 2023-05-22

作者简介:

何国锋(1971—), 男, 通信作者, 博士, 教授, 研究方向为变流器高效控制技术; E-mail: dragonhgf@hncj.edu.cn

周子淳(1999—), 男, 硕士, 研究方向为并联逆变器系统的高效控制技术; E-mail: 202108080021064@ctgu.edu.cn

张国勇(1998—), 男, 硕士, 研究方向为神经网络模糊控制技术. E-mail: 1417859466@qq.com

(编辑 姜新丽)