

微电网并离网切换系统混合樽海鞘优化控制策略

王后能¹, 殷劲骁¹, 廖小兵¹, 叶石丰²

(1. 武汉工程大学电气信息学院, 湖北武汉 430205; 2. 广东电网有限责任公司广州供电局, 广东广州 510620)

摘要: 在能源转型与“双碳”目标驱动下, 孤岛微电网作为灵活可靠的分布式能源载体, 其多模式切换控制如并网/孤岛运行模式切换控制及孤岛运行时内部多能源协调切换控制对保障供电质量、系统稳定性和经济性至关重要。但随着孤岛微电网不断扩建与复杂度提升, 其运行存在多重挑战: 内部存在的强非线性耦合、外部不确定随机干扰、参数不确定和控制成本与复杂度高等问题日益突出, 会导致切换失稳和暂态性能较差等问题。微电网切换系统可以进行内部能源间相互切换, 还可以和大电网相连, 实现并网和孤岛运行模式相切换, 且动态特性和运行工况更加复杂。本文以存在计划孤岛的微电网并离网非线性切换系统为对象, 微电网并网和孤岛运行之间的非线性特性加剧变量间的耦合关系, 扰动还会引起抖振甚至系统失稳。首先, 通过一种改进交叉滑模反步控制(Improved Cross Backstepping Sliding Mode Variable Control, ICBSMVC)来解耦非严格反馈系统, 利用 κ 类函数提高收敛速度; 其次, 融入误差补偿和滑模控制来增强系统鲁棒性, 设计改进扩张状态观测器来补偿外部随机不确定干扰; 此外采用动态面技术(Dynamic Surface Control, DSC)来改善“计算爆炸”问题。最后, 将哈里斯鹰优化算法和樽海鞘群优化算法相结合, 提出一种混合樽海鞘优化算法来实现并离网之间存在外部扰动的情况下平滑切换, 实现微电网快速且稳定地并离网切换控制, 保证电压和频率稳定。基于 Matlab 平台进行了仿真对比实验验证本文所提控制方法的有效性。首先通过数值实例验证了改进扩张状态观测器可以更快追踪到扰动信号, 跟踪误差为 0, 且不会出现抖动。对 fal 函数进行改进, 能够更精确地估计外部扰动, 使得微电网在切换过程中能够快速稳定, 并减少稳态误差。本文所提方法在由孤岛运行切换到并网运行时, 0.16 s 内频率能稳定到 50 Hz, 并网运行模式切换到孤岛运行模式时, 也能在 0.166 s 内频率能恢复到 50 Hz, 在两种模式切换时, 电压的波形几乎没有突变, 验证了本文控制方法的有效性。

关键词: 微电网; 非线性切换系统; 改进交叉反步法; 改进扩张状态观测器; 滑模控制; 混合樽海鞘优化算法

基金项目: 国家自然科学基金(No.52107122)

中图分类号: TP12

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2025)11-4091-13

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20250514

Hybrid Salp Swarm Optimization Control Strategy for Microgrid Grid-Connected and Islanded Mode Switching System

WANG Hou-neng¹, YIN Jin-xiao¹, LIAO Xiao-bing¹, YE Shi-feng²

(1. School of Electrical and Information Engineering, Wuhan Institute of Technology, Wuhan, Hubei 430205, China;

2. Guangzhou Power Supply Bureau of Guangdong Grid Co., Ltd., Guangzhou, Guangdong 510620, China)

Abstract: Driven by energy transition and the “dual carbon” goals, islanded microgrids serve as flexible and reliable distributed energy carriers. Their multi-mode switching control, such as grid-connected/islanded operation mode switching and internal multi-energy coordination switching during islanded operation, is crucial for ensuring power supply quality, system stability and economic efficiency. However, with the continuous expansion and increasing complexity of islanded microgrids, multiple operational challenges emerge: strong nonlinear couplings internally, external uncertain random disturbances, parameter uncertainties, and high control costs and complexity. These issues can lead to switching instability and poor transient performance. Microgrid switched systems enable mutual switching among internal energy sources and can also connect to the main grid, allowing transitions between grid-connected and islanded modes, with more complex dynamic characteristics and operational conditions. This paper focuses on a nonlinear switching system of microgrids with planned islanding, where the nonlinear characteristics between grid-connected and islanded modes intensify coupling relationships among variables and disturbances may cause chattering or even system instability. First, an improved cross backstepping

sliding mode variable control (ICBSMVC) is employed to decouple non-strict feedback systems, utilizing a barrier Lyapunov function to enhance convergence speed. Second, error compensation and sliding mode control are integrated to improve system robustness and an improved extended state observer is designed to compensate for external stochastic uncertainties. Additionally, dynamic surface control (DSC) is adopted to mitigate the “explosion in computation” problem. Finally, combining the Harris Hawk optimization algorithm and the sardine swarm optimization algorithm, a hybrid sardine swarm optimization algorithm is proposed to achieve smooth switching between grid-connected and islanded modes under external disturbances, enabling rapid and stable microgrid switching control while ensuring voltage and frequency stability. Simulation experiments on the Matlab platform validate the effectiveness of the proposed control method. Numerical examples demonstrate that the improved extended state observer can track disturbance signals more quickly, with zero tracking error and no chattering. The modified fal function enables more accurate estimation of external disturbances, ensuring rapid stabilization during microgrid switching and reducing steady-state errors. The proposed method achieves frequency stabilization at 50 Hz within 0.16 s when transitioning from islanded to grid-connected mode and restores frequency to 50 Hz within 0.166 s when switching from grid-connected to islanded mode. Voltage waveforms exhibit minimal abrupt changes during mode transitions, confirming the effectiveness of the control method.

Key words: microgrid; nonlinear switched system; improved cross backstepping; improved extended state observer; sliding mode control; hybrid salp swarm

Foundation Item(s): National Natural Science Foundation of China (No.52107122)

1 引言

微电网正常与主网相连接实现电力平衡和资源利用,主网故障或策略改变时切换孤岛模式独立供电,保障可靠性和灵活性^[1].逆变器作为微电网中关键的电气设备,承担着保证电能质量和并离网切换等重要作用^[2,3].因此,合理设计逆变器的控制策略是实现高效且稳定并离网切换的关键.文献[4]设计了并网和孤岛相协调控制策略,并结合动态改进下垂控制实现了并离网平滑切换.

实际工程中微电网并离网切换受分布式电源、系统结构等因素影响,其复杂非线性关系需合适控制以防失稳.文献[5]基于非线性切换理论,将孤岛和并网模式看成两个子系统,并设计相应的切换控制器.文献[6]将积分滑模控制和反步法相结合,反步法是基于Lyapunov稳定性的递归设计方法,适用于严格反馈型非线性系统的镇定、跟踪及干扰抑制问题.此外,子系统在进行切换时可能受外部随机不确定干扰的影响,导致系统抖振甚至失去稳定.采用扩张状态观测器是补偿外部随机干扰的有效方法^[7].文献[8]针对并离网切换过程中可能出现的干扰,设计ESO(Extended State Observer)以抵抗外部干扰的影响.上述方法可以保证微电网切换系统在面临电源切换、负载波动、通信中断等不确定因素时,仍能保持稳定运行并满足性能要求的能力;但响应速度和控制精度以及可调性方面有待改进,同时控制器设计复杂性可以进一步简化.

高渗透率可再生能源背景下,切换控制需更高精确性与响应速度,优化算法优化控制器参数可提升性能并具自动化调试及成本优势^[9-12].文献[13]利用樽海鞘群优化算法对ESO的参数进行优化,有效地提高了

ESO对扰动的抑制能力.文献[14]针对复杂的全局路径规划问题,利用哈里斯鹰优化以提高规划效率和质量.但面对复杂的全局优化任务时优化能力有进一步的提升空间,收敛速度方面也可以进一步提升.

针对以上问题,本文将微电网并网与离网两种运行模式分别构建对应的子系统模型,提出一种基于混合SSA和HHO(Hybrid SSA and HHO, HSSAHHO)的改进交叉滑模backstepping控制,提升控制的精确性和响应速度,实现微电网快速且稳定地并离网切换控制,解决传统方法中稳定性、抗干扰性与计算复杂度等问题.最后通过和由SSA优化的ICBSMC、ICBSMC和传统交叉反步法进行仿真对比来证明所提方法的优秀性能.

本文创新点总结如下:

(1)提出改进交叉滑模反步控制(Improved Cross Backstepping Sliding Mode Variable Control, ICBSMVC),通过交叉反步法解耦非线性系统,结合 κ 类函数、误差补偿与滑模控制,提升切换控制的精确性与鲁棒性;

(2)改进ESO的fal函数,使其具备更好的连续性与可微性,实现对外部干扰的高精度跟踪与补偿;

(3)设计HSSAHHO算法,将HHO的全局突袭搜索机制与SSA的链式协同寻优特性结合,优化控制器参数,提升算法收敛速度与全局寻优能力;

(4)整合动态面技术、改进ESO(Improved Extended State Observer, IESO)与混合优化算法,形成“控制-观测-优化”一体化方案,解决传统方法中稳定性、抗干扰性与计算复杂度等问题.

2 微电网并离网切换系统非线性模型

假设微电网孤岛和并网运行模式切换时,微电网

$i_{3\alpha 0}, x_{26} = i_{3\beta} - i_{3\beta 0}$ 为孤岛增广模型的状态变量, 其中 $i_{3\alpha 0}$ 和 $i_{3\beta 0}$ 分别为孤岛运行下电流变量的基准值, 将 $u_{\alpha 1}$ 和 $u_{\beta 1}$ 设计为子系统 I 的控制输入 u_{11} 和 u_{12} , $u_{\alpha 2}$ 和 $u_{\beta 2}$ 设计为子系统 II 的控制输入 u_{21} 和 u_{22} . 由式(1)和式(2)可以推导出微电网并网非线性切换系统模型, 式(3)和式(4)分别为并网和孤岛模型:

$$\begin{cases} \dot{x}_{11} = \frac{x_{13} + u_{C\alpha 0} - R_2 x_{11} - i_{2\alpha 0} - u_{g\alpha}}{L_2} \\ \dot{x}_{12} = \frac{x_{14} + u_{C\beta 0} - R_2 x_{12} - i_{2\beta 0} - u_{g\beta}}{L_2} \\ \dot{x}_{13} = \frac{x_{15} + i_{1\alpha 0} - x_{11} + i_{2\alpha 0}}{C} \\ \dot{x}_{14} = \frac{x_{16} + i_{1\beta 0} - x_{12} + i_{2\beta 0}}{C} \\ \dot{x}_{15} = \frac{u_{11} - x_{13} - u_{C\alpha 0} - R_1 x_{15} - i_{1\alpha 0}}{L_1} + f_{11} \\ \dot{x}_{16} = \frac{u_{12} - x_{14} - u_{C\beta 0} - R_1 x_{16} - i_{1\beta 0}}{L_1} + f_{12} \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_{21} = 0 \\ \dot{x}_{22} = 0 \\ \dot{x}_{23} = \frac{x_{25} + i_{3\alpha 0} - i_{4\alpha}}{C} \\ \dot{x}_{24} = \frac{x_{26} + i_{3\beta 0} - i_{4\beta}}{C} \\ \dot{x}_{25} = \frac{u_{21} - x_{23} - u_{C\alpha 0} - R_3(x_{25} - i_{3\alpha 0})}{L_3} + f_{21} \\ \dot{x}_{26} = \frac{u_{22} - x_{24} - u_{C\beta 0} - R_3(x_{26} - i_{3\beta 0})}{L_3} + f_{22} \end{cases} \quad (4)$$

3 基于 IESO 的 ICBSMVC 设计

3.1 IESO 设计

ESO 可以补偿外部不确定干扰 $f_{11} \sim f_{22}$, 但传统 ESO 处理非线性的能力较弱和存在振荡和超调等缺点, 因此设计改进 fal 函数来改进 ESO 的动态特性:

$\text{newfal}(e, a, f, g)$

$$= \begin{cases} (\alpha-1)\phi^{\alpha-3}e^3 - (\alpha-1)\phi^{\alpha-2}e^2 \text{sgn}(e) + \phi^{\alpha-1}e, & |e| \leq \phi \\ |e|^\alpha \text{sgn}(e), & \phi < |e| < \gamma \\ \gamma^{\alpha-1}, & \gamma \leq |e| \end{cases} \quad (5)$$

其中, α 为非线性因子; ϕ 为过滤因子; e 为跟踪外部干扰误差; γ 为待设计的常数. 当 $\alpha=1$ 时变为传统 ESO 的设计, 传统 fal 在 $|e|=\phi$ 时存在非光滑切换, 加入 α 后 fal 函数切换更加光滑以避免振荡, 并设置 $\gamma \leq |e|$ 来避免 e 很大时导致 ESO 的性能变差. $\text{newfal}(e, a, \phi, \gamma)$ 函数相比于传统 fal 函数的可微性和连续性更好, 同时放宽 ϕ 的选择, 提高了追踪误差的精确度.

微电网非线性切换系统中并网模式下奇数阶的 IESO 设计如下:

$$\begin{cases} \dot{e}_{f11} = z_{f11} - x_{15} \\ \dot{z}_{f11} = z_{f12} - \beta_{f11} e_{f11} + \dot{x}_{15} - f \\ \dot{z}_{f12} = -\beta_{f12} \text{newfal}(e_{f11}, \alpha, \phi_1, \gamma) \end{cases} \quad (6)$$

其中, β_{f11} 和 β_{f12} 为 IESO 增益系数, 可以针对 f_{11} 实现跟踪: $z_{f11} \rightarrow x_{15}, z_{f12} \rightarrow f_{11}$. 抵抗 $f_{12} \sim f_{22}$ 的设计类似并网模式下奇数阶 IESO 设计.

3.2 ICBSMVC 设计

并网模型和孤岛模型存在显著差异, 切换时系统阶数、参数和控制目标的突变导致强非线性. 且分布式电源的波动、线路阻抗(等效电阻、电感)的变化, 以及全控型功率器件的非线性特性, 加剧了系统状态变量之间的复杂耦合关系, 因此需采用非线性切换控制策略来处理该非线性.

微电网并网非线性切换系统模型属于非严格下三角结构, 不能使用传统反步法来设计控制器, 因此对并网模型的奇数和偶数阶进行拆解并分为两个互相耦合的严格反馈子系统, 并利用交叉反步法来处理子系统之间的动态耦合. 首先针对并网模型设计切换控制器, 式(7)为其奇数阶模型:

$$\begin{cases} \dot{x}_{11} = \frac{x_{13} + u_{C\alpha 0} - R_2 x_{11} - i_{2\alpha 0} - u_{g\alpha}}{L_2} \\ \dot{x}_{13} = \frac{x_{15} + i_{1\alpha 0} - x_{11} + i_{2\alpha 0}}{C} \\ \dot{x}_{15} = \frac{u_{11} - x_{13} - u_{C\alpha 0} - R_1 x_{15} - i_{1\alpha 0}}{L_1} + f_{11} \end{cases} \quad (7)$$

定义虚拟控制函数 x_{13d} 和 x_{15d} , 并设计相应误差变量:

$$\begin{cases} z_{11} = x_{11} \\ z_{13} = x_{13} - x_{13d} \\ z_{15} = x_{15} - x_{15d} \end{cases} \quad (8)$$

取一阶 Lyapunov 函数为

$$V_{11} = \frac{1}{2} z_{11}^2 \quad (9)$$

设计虚拟控制函数 x_{13d} :

$$x_{13d} = -u_{C\alpha 0} + L_2 \left[\frac{R_2}{L_2} (x_{11} + i_{2\alpha 0}) + \frac{u_{g\alpha}}{L_2} - (\kappa_{11} (|z_{11}|) + c_{11}) z_{11} - p_{11} z_{13} \right] \quad (10)$$

其中, $\kappa_{11} (|z_{11}|) = \lambda_{11} z_{11}/3$; λ_{11} 为待设计的 κ 类函数增益参数; $p_{11} z_{13}$ 为误差补偿项, 当 λ_{11} 和 p_{11} 等于 0 时, 则变为传统交叉反步法的设计.

若对 x_{13d} 进行微分, 会导致下一阶段虚拟控制函数的设计变得复杂, 进而导致整个切换控制器设计复杂, 因此引入改进 DSC 技术来简化控制器设计. 定义改进 DSC 控制器为

$$\begin{aligned} \tau_{11} \dot{h}_{11} = & |x_{13d} - h_{11}|^\mu \operatorname{sgn}(x_{13d} - h_{11}) \\ & + |x_{13d} - h_{11}|^\nu \operatorname{sgn}(x_{13d} - h_{11}) \end{aligned} \quad (11)$$

其中, x_{13d} 和 h_{11} 分别为 DSC 控制器的输入和输出, 且 $x_{13d}(0) = h_{11}(0)$. 改进 DSC 可以实现更快的计算速度和更高的精确度, 且可以保证非奇异控制. 选取第二阶段 Lyapunov 函数为

$$V_{13} = \frac{1}{2} z_{11}^2 + \frac{1}{2} z_{13}^2 \quad (12)$$

设计虚拟控制函数 x_{15d} :

$$\begin{aligned} x_{15d} = & -i_{1a0} + C \left[-\left(\frac{1}{L_2} - p_{11} \right) z_{11} + \frac{1}{C} (x_{11} + i_{2a0}) \right. \\ & \left. + \dot{h}_{11} - \left(\kappa_{13}(|z_{11}|) + c_{13} \right) z_{13} - p_{13} z_{15} \right] \end{aligned} \quad (13)$$

其中, $\kappa_{13}(|z_{13}|) = \lambda_{13} z_{13}/3$, λ_{13} 为待设计的增益参数, $p_{13} z_{15}$ 为误差补偿项. 则 V_{13} 对时间的导数为

$$\begin{aligned} \dot{V}_{13} = & -\left(\kappa_{11}(|z_{11}|) + c_{11} \right) z_{11}^2 \\ & - \left(\kappa_{13}(|z_{13}|) + c_{13} \right) z_{13}^2 + \left(\frac{1}{C} - p_{12} \right) z_{13} z_{15} \end{aligned} \quad (14)$$

令 $G_1 = \frac{1}{C} - p_{12}$, 并基于式 (9) 和式 (12) 选取最终 Lyapunov 函数:

$$V_{15} = \frac{1}{2} z_{11}^2 + \frac{1}{2} z_{13}^2 + \frac{1}{2} s_{11}^2 \quad (15)$$

其中, s_{11} 为滑模面, $s_{11} = d_{11} z_{11} + d_{13} z_{13} + z_{15}$, 当 $d_{11} = d_{13} = 0$ 时, 则变为传统交叉反步法 Lyapunov 函数的设计. V_{15} 对时间的导数为

$$\begin{aligned} \dot{V}_{15} = & -\left(\kappa_{11}(|z_{11}|) + c_{11} - d_{11}^2 \right) z_{11}^2 - \left[\left(\kappa_{13}(|z_{13}|) \right. \right. \\ & \left. \left. + c_{13} + G_1 d_{13} - \frac{G_1^2}{4} \right) z_{13}^2 - \left(d_{11} z_{11} + \frac{G_1 z_{13}}{2} \right)^2 \right. \\ & \left. + s_{11} (G_1 z_{13} + d_{11} \dot{z}_{11} + d_{13} \dot{z}_{13} + \dot{x}_{15} - \dot{x}_{15d}) \right] \end{aligned} \quad (16)$$

利用 DSC 技术处理 x_{15d} 导数, 并设计滤波器:

$$\begin{aligned} \tau_{12} \dot{h}_{12} = & |x_{15d} - h_{12}|^\mu \operatorname{sgn}(x_{15d} - h_{12}) \\ & + |x_{15d} - h_{12}|^\nu \operatorname{sgn}(x_{15d} - h_{12}) \end{aligned} \quad (17)$$

其中, x_{15d} 和 h_{12} 分别为 DSC 控制器的输入和输出, 且 $x_{15d}(0) = h_{12}(0)$. 输出滤波信号 \dot{h}_{12} 并设计奇数阶控制器如式 (18) 所示:

$$\begin{aligned} u_{11} = & L_1 \left[-G_1 z_{13} - d_{11} \dot{z}_{11} - d_{13} \dot{z}_{13} + \frac{x_{13} + u_{Ca0}}{L_1} \right. \\ & \left. + \frac{\dot{h}_{12} R_1 (x_{15} + i_{1a0})}{L_1} - \left(\kappa_{15}(|z_{15}|) + c_{15} \right) \operatorname{sgn}(s_{11}) \right] \end{aligned} \quad (18)$$

同样地, 针对并网模型中偶数阶模型设计虚拟控制函数 x_{14d} 和 x_{16d} , 并定义误差变量如式 (19) 所示:

$$\begin{cases} z_{12} = x_{12} \\ z_{14} = x_{14} - x_{14d} \\ z_{16} = x_{16} - x_{16d} \end{cases} \quad (19)$$

设计并网模型中偶数阶的各阶段 Lyapunov 函数如式 (20) 所示:

$$\begin{cases} V_{12} = \frac{1}{2} z_{12}^2 \\ V_{13} = \frac{1}{2} z_{11}^2 + \frac{1}{2} z_{13}^2 \\ V_{16} = \frac{1}{2} z_{12}^2 + \frac{1}{2} z_{14}^2 + \frac{1}{2} s_{12}^2 \end{cases} \quad (20)$$

类似于奇数阶控制器的设计思路, 并设计偶数阶切换控制器如式 (21) 所示:

$$\begin{aligned} u_{12} = & L_1 \left[\frac{x_{14} + u_{C\beta 0}}{L_1} + \dot{h}_{14} \frac{R_1 (x_{16} + i_{1\beta 0})}{L_1} - d_{12} \dot{z}_{12} \right. \\ & \left. - d_{14} \dot{z}_{14} - \left(\kappa_{16}(|z_{16}|) + c_{16} \right) \operatorname{sgn}(s_{12}) - G_2 z_{14} \right] \end{aligned} \quad (21)$$

并网系统最终 Lyapunov 函数为

$$\begin{cases} \dot{V}_{15} = -\left(\kappa_{11}(|z_{11}|) + c_{11} - d_{11}^2 \right) z_{11}^2 - \left[\kappa_{13}(|z_{13}|) \right. \\ \quad \left. + c_{13} + G_1 d_{13} - \frac{G_1^2}{4} \right] z_{13}^2 - \left(d_{11} z_{11} + \frac{G_1 z_{13}}{2} \right)^2 \\ \quad - \left(\kappa_{15}(|z_{15}|) + c_{15} \right) s_{11}^2 \\ \dot{V}_{16} = -\left(\kappa_{12}(|z_{12}|) + c_{12} - d_{14}^2 \right) z_{12}^2 - \left(\kappa_{14}(|z_{14}|) \right. \\ \quad \left. + c_{14} + G_2 d_{16} - \frac{G_2^2}{4} \right) z_{14}^2 - \left(d_{14} z_{12} + \frac{G_2 z_{14}}{2} \right)^2 \\ \quad - \left(\kappa_{16}(|z_{16}|) + c_{16} \right) s_{12}^2 \end{cases} \quad (22)$$

将奇数和偶数阶系统相结合, 得出并网系统的最终 Lyapunov 函数为

$$V_1 = \frac{1}{2} z_{11}^2 + \frac{1}{2} z_{12}^2 + \frac{1}{2} z_{13}^2 + \frac{1}{2} z_{14}^2 + \frac{1}{2} s_{11}^2 + \frac{1}{2} s_{12}^2 \quad (23)$$

利用 HSSAHO 优化参数使 $\dot{V}_1 < 0$, 进而得出非线性切换控制器 u_{11} 和 u_{12} 的协调工作能保证并网系统渐近稳定. 针对孤岛奇数阶模型设计误差变量:

$$\begin{cases} z_{21} = x_{21} \\ z_{23} = x_{23} \\ z_{25} = x_{25} - x_{25d} \end{cases} \quad (24)$$

其中, x_{25d} 为虚拟控制函数. 取第一阶段 Lyapunov 函数为: $V_{23} = z_{21}^2/2 + z_{23}^2/2$, 并设计 x_{25d} :

$$x_{25d} = -i_{3a0} + i_{4a} + C \left[-\left(\kappa_{21}(|z_{21}|) + c_{21} \right) - p_{21} z_{25} \right] \quad (25)$$

则 V_{23} 对时间的导数为

$$\dot{V}_{23} = -\left(\kappa_{21}(|z_{21}|) + c_{21} \right) z_{21}^2 + \left(\frac{1}{C} - p_{21} \right) z_{23} z_{25} \quad (26)$$

令 $G_3 = \frac{1}{C} - p_{21}$, 并设计最终 Lyapunov 函数为 $V_{25} = z_{21}^2/2 + z_{23}^2/2 + s_{21}^2/2$, 其中 s_{21} 为动态滑模面:

$$s_{21} = d_{21}z_{21} + d_{23}z_{23} + z_{25} \quad (27)$$

则 V_{25} 对时间的导数为

$$\begin{aligned} \dot{V}_{25} = & -\left(d_{21}z_{21} + \frac{G_3 z_{23}}{2}\right)^2 - z_{23}^2 \left(\kappa_{21}(|z_{23}|) + c_{21}\right) \\ & + G_3 d_{23} + \frac{G_3^2}{4} + s_{21}(G_3 z_{23} + d_{23} \dot{z}_{23} + \dot{x}_{25} - \dot{x}_{25d}) \end{aligned} \quad (28)$$

同样地, 由 DSC 技术输出 \dot{h}_{21} 来取代 \dot{x}_{25d} 并设计孤岛奇数阶切换控制信号:

$$\begin{aligned} u_{21} = & L_3 \left[-G_3 z_{23} + \frac{x_{24} + u_{Ca0} + R_3(x_{25} + i_{3a0})}{L_3} \right. \\ & \left. + \dot{h}_{21} - (\kappa_{22}(|z_{25}|) + c_{22}) \operatorname{sgn}(s_{21}) - d_{23} \dot{z}_{23} \right] \end{aligned} \quad (29)$$

针对孤岛模型中偶数阶模型设计虚拟控制函数 x_{26d} 并定义误差变量如式(30)所示:

$$\begin{cases} z_{21} = x_{21} \\ z_{23} = x_{23} \\ z_{25} = x_{25} - x_{26d} \end{cases} \quad (30)$$

设计孤岛运行模式下偶数阶模型的最终 Lyapunov 函数为

$$V_{26} = \frac{1}{2} z_{24}^2 + \frac{1}{2} z_{25}^2 + \frac{1}{2} s_{22}^2 \quad (31)$$

类似于奇数阶控制器的设计思路, 设计相应切换控制器:

$$\begin{aligned} u_{22} = & L_3 \left[-G_4 z_{24} + \frac{x_{24} + u_{Cb0} + R_3(x_{26} + i_{3b0})}{L_3} \right. \\ & \left. + \dot{h}_{22} - (\kappa_{24}(|z_{26}|) + c_{24}) \operatorname{sgn}(s_{22}) - d_{24} \dot{z}_{24} \right] \end{aligned} \quad (32)$$

结合式(29)和式(32)可以推导出孤岛系统最终 Lyapunov 函数:

$$\begin{cases} \dot{V}_{25} = -\left(\kappa_{21}(|z_{23}|) - \frac{G_3^2}{4} + G_3 d_{23} + c_{21}\right) z_{23}^2 \\ \quad - \left(\frac{G_3 z_{23}}{2}\right)^2 - (\kappa_{22}(|z_{25}|) + c_{22}) s_{21}^2 \\ \dot{V}_{26} = -\left(\kappa_{23}(|z_{24}|) + c_{23} + G_4 d_{26} - \frac{G_4^2}{4}\right) z_{24}^2 \\ \quad - \left(\frac{G_4 z_{24}}{2}\right)^2 - (\kappa_{24}(|z_{26}|) + c_{24}) s_{22}^2 \end{cases} \quad (33)$$

将孤岛奇数阶系统和偶数阶系统相结合得出最终 Lyapunov 函数为

$$V_2 = \frac{1}{2} z_{21}^2 + \frac{1}{2} z_{22}^2 + \frac{1}{2} z_{23}^2 + \frac{1}{2} z_{24}^2 + \frac{1}{2} s_{21}^2 + \frac{1}{2} s_{22}^2 \quad (34)$$

基于 HSSAHHO 优化参数可以使 $\dot{V}_{25} < 0$ 和 $\dot{V}_{26} < 0$,

由式(32)和式(33)可以得出 $\dot{V}_2 < 0$, 故控制器 u_{21} 和 u_{22} 可以使孤岛系统在平衡点是渐近稳定的。

4 HSSAHHO 算法优化控制器参数

实际工程应用中需要较高的控制精度和鲁棒性以及较低的成本, 此外若控制器参数过多, 现场工程师调试时间变长且没有可重复性, 导致调试效率低和系统可靠性下降. 采用合适的优化算法可以解决上述问题, 由于传统优化算法在面对复杂的全局优化问题时效果不佳, 因此需要开发一种具有较强全局优化能力的优化算法。

HHO 算法通过模拟哈里斯鹰的捕猎过程, 具有很强的全局搜索能力, 可以很好地避免局部最优, 且在面对复杂的多维问题时仍有较好的收敛性, 但存在收敛速度较慢和局部搜索能力较弱等问题^[16]。

SSA 算法通过模拟樽海鞘种群中个体之间的协同相互变化来实现优化算法, 有较快的收敛速度, 在工程应用中实现简单且效果较好, 但存在全局搜索能力较弱等问题^[17]。

SSA 和 HHO 各自具有独特的优势, 通过结合这两者的优点, 可以形成更强大、更高效的优化算法, 适用于多种复杂的工程和科学问题. 根据实际工程应用的要求设计相应的误差性能指标:

$$J = \int_0^T \xi_1 |e(t)| + \xi_2 |u(t)| dt \quad (35)$$

其中, $e(t)$ 为系统的跟踪误差; $u(t)$ 为控制量; T 为最大周期, 根据实际需要设计惯性权重 ξ_1 和 ξ_2 来代表对系统消耗能量和误差跟踪精度的权重. 通过 J 来评估所有种群, 并确定当前最佳个体 X_{prey} 。

将 HHO 算法中的逃逸能量 E 融入 SSA 中实现勘测阶段和探索阶段之间的平滑转换以提高算法的全局寻优能力, 设计 E 如下:

$$E = 2E_0 \left(1 - \sin \left(\left(0.5 \cdot \frac{t}{T} \right)^{2.5} \right) \cdot \pi \right) \quad (36)$$

其中, E_0 为逃逸能力的初值, 其值在 -1 和 1 之间往复交替, 若 E_0 由 0 减少到 -1 , 则代表兔子的身体虚弱, 若 E_0 由 0 增加到 1 , 则代表兔子的身体强壮. E 的值随着 E_0 的变化而变化, 但随着迭代最终都会减少. 当 $|E| \geq 1$ 时, 算法处于探索阶段, 代表着找到了兔子的位置; $|E| < 1$ 时处于开发阶段, 此时算法会采用附近的最优解. 传统 E 的设计快速下降并减少搜索次数, 存在着降低全局寻优的缺点. 式(36)能有效地降低 E 的下降趋势来改善该缺点。

定义兔子的随机跳跃强度 M 来模拟猎物的运动行为, 用式(37)来表示:

$$M = 2(1 - \operatorname{rand}(1)) \quad (37)$$

若 $\operatorname{rand}(1) > 0.5$, 则采用式(38)来更新领导者位置:

$$X_j^1 = F_j + Q_1 M (Q_2 (ub_j - lb_j)) \quad (38)$$

其中, F_j 和 X_j^1 为兔子和领导者在第 j 维空间位置, 定义算法在 j 维空间里寻优上下界为 ub_j 和 lb_j . Q_2 为随机数, Q_1 为最重要的变量, 它在迭代过程中会不断减少, 使算法在早期进行高强度探索任务, 在最后步骤中进行高强度开发任务, 将 Q_1 设计为

$$Q_1 = 2 \tan(\pi \cdot (1 - I/T)^{40}/4) \quad (39)$$

其中, I 为当前迭代次数. 若 $\text{rand}(1) \leq 0.5$, 将领导者位置公式设计为

$$X_j^1 = F_j - ME \times \text{Mean}(Q_2 (ub_j - lb_j) + lb_j) Q_1 \quad (40)$$

跟随者 X_j^i 位置的更新公式如式(41)所示:

$$X_j^i = 0.5(X_j^i - X_j^{i-1}) \quad (41)$$

根据 J 来搜索和评估所有种群, 并进行不断地迭代更新种群位置, 最后输出最优解 X_b . 微电网的并网切换控制器结构如图3所示.

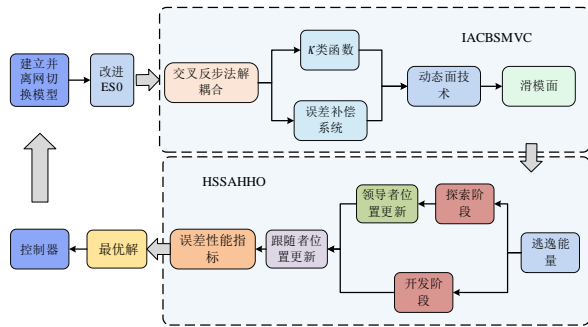


图3 微电网非线性切换控制器结构图

混合樽海鞘群优化算法如算法1所示.

算法1 混合樽海鞘群优化算法伪代码

```

输入: 设定迭代次数  $T$ 、樽海鞘种群  $N$ 、 $E_0$  等参数的初值
由式(1)确定适应度函数
输出: 最优解  $X_b$ 
WHILE ( $t < T$ ) DO 0
    根据式(35)计算所有种群的适应度值  $x_i (i = 1, 2, \dots, N)$ 
    将  $X_{\text{prey}}$  设计为领导者
    由式(36)更新逃逸能量  $E$ 
    由式(37)更新随机跳跃强度  $M$ 
    由式(39)更新  $Q_1$ 
    FOR 所有种群( $x_i$ ) DO
        IF  $i = 1$  THEN
            由式(38)和式(40)更新领导者位置
        ELSE
            由式(41)更新跟随者位置
        由  $ub_j$  和  $lb_j$  更新种群
        由  $x_i$  对当前所有种群进行评价和排序
        更新最优解  $X_b$ 
    RETURN  $X_b$ 
    
```

5 微电网切换系统切换稳定性分析

由非线性切换系统理论, 非线性并网切换系统不仅需要满足子系统本身稳定, 还需要满足相应切换律下稳定, 否则切换系统可能会失稳^[18]. 针对非线性切换系统, 可以采用共同 Lyapunov 函数法等来研究系统切换时的稳定性^[19-21].

由式(22)和式(33)可知, 并网系统和孤岛系统自身在控制器的作用下在平衡点趋于稳定, 且两个子系统具有共同 Lyapunov 函数:

$$V = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} z_3^2 + \frac{1}{2} z_4^2 + \frac{1}{2} s_1^2 + \frac{1}{2} s_2^2 \quad (42)$$

基于式(42)和共同 Lyapunov 函数定义可得出, 微电网并网切换系统在任意切换信号下都是稳定的. 此外, 还需考虑切换时的切换驻留时间, 若不满足该时间也可能导致系统失稳. 根据驻留时间法计算, 并网切换为孤岛系统的驻留时间为 $\Phi(t_k) > 0.101$ s.

6 仿真实验

在 Matlab 平台进行仿真对比实验验证所提控制方法的有效性. 微电网并网切换系统参数如表1所示.

表1 微电网并网切换系统参数

参数	数值
滤波电容 C	0.008 F
等效电阻 $R_1 \sim R_4$	0.1 Ω
等效直流源 u_{dc}	700 V
$\alpha\beta$ 坐标系下负载电流 $i_{4\alpha}$ 和 $i_{4\beta}$	10 A
$\alpha\beta$ 坐标系下负载电压 $u_{g\alpha}$ 和 $u_{g\beta}$	311 V
并网运行下电压稳态值 u_{Ca0}	311 V
并网运行下电压稳态值 u_{Cp0}	0 V
逆变器侧滤波电感 L_1 和 L_3	0.01 H
网侧滤波电感 L_2	0.01 H
载波频率	10 kHz
频率 f	50 Hz
滤波参数 τ	0.001
非线性因子 α	0.25
IESO 参数 γ	10
IESO 参数 ϕ	0.01
滤波参数 μ	0.9
滤波参数 ν	1.1
过滤因子 β_f	100
惯性权重 ζ_1	100
惯性权重 ζ_2	10
最大迭代次数 T	100
种群数量 N	100
算法上界 ub_j	300
算法下界 lb_j	0.1

微电网并网系统的状态变量初始值:

$$(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6) = (5, -4, -10, 14, 5, 8),$$

孤岛系统的状态变量始值:

$$(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6) = (0, 0, 1, 0, -5, -5).$$

为模拟微电网并离网切换系统在切换过程中可能遭受的外部扰动,将并网系统所受外部不确定干扰设为 $f_{11}=f_{12}=\sin(2t)+2\cos(t)$,将孤岛系统所受外部不确定干扰设为 $f_{21}=f_{22}=2\sin(t)+\cos(2t)$. 针对并网和孤岛系统的外部扰动,分别采用 IESO 和 ESO 进行补偿,其跟踪补偿效果如图 4 和图 5 所示,代表着对外部干扰 f_{11} 和 f_{12} 的补偿效果. 当追踪曲线和干扰曲线的重合度高,其抗干扰的能力越强.

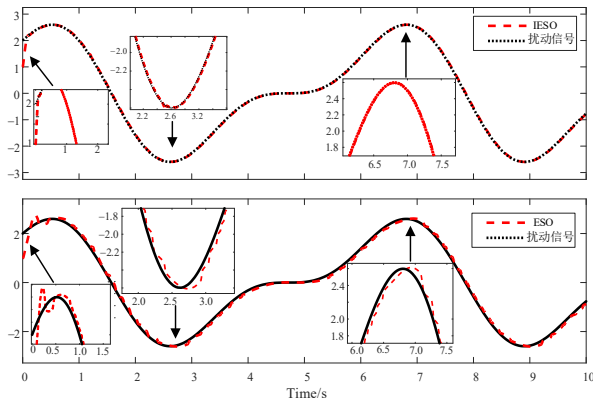


图4 f_{11} 和补偿值对照曲线

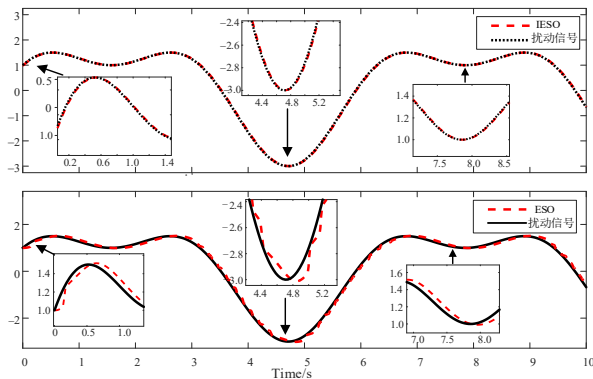


图5 f_{12} 和补偿值对照曲线

通过图 6 和图 7 可以看出,IESO 可以更快追踪到扰动信号,跟踪误差基本为 0,且不会出现抖动. 由于对 fal 函数进行改进,能够更精确地估计外部扰动,直接提高了控制器的控制精度,使得微电网在切换过程中能够快速稳定,并减少稳态误差.

当由并网运行切换为孤岛运行,采用了四种不同的控制策略进行对比实验:传统交叉反步法、ICBSMVC、SSA 优化 ICBSMVC 及 HSSAHHO 优化 ICBSMVC 来控制并网系统切换到孤岛系统,各状态变量收敛到稳态点的暂态响应曲线如图 8~13 所示.

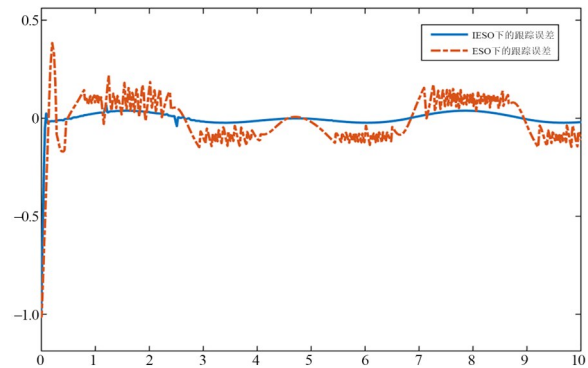


图6 IESO 和 ESO 下的跟踪误差对比图

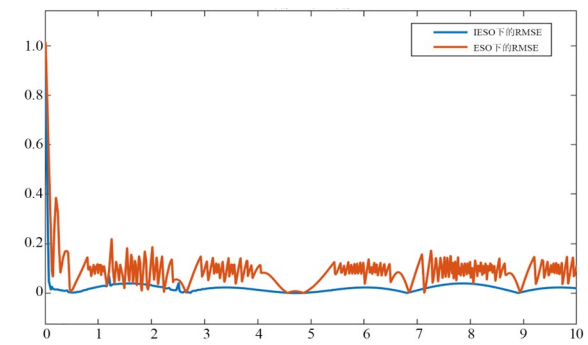


图7 IESO 和 ESO 下的 RMSE 对比图

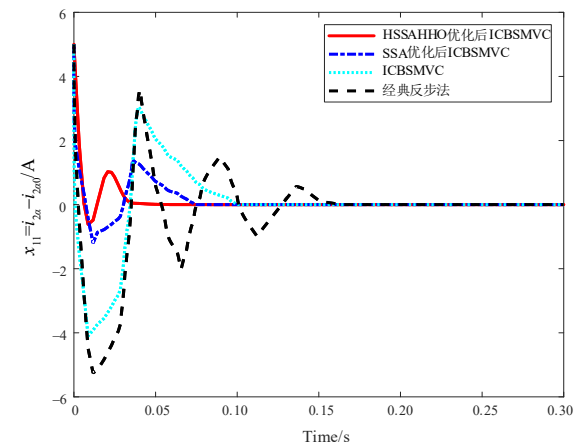


图8 并网系统状态变量 x_{11} 暂态响应对照曲线

各个图代表着状态变量收敛到 0 的速度,即收敛到微电网最佳工作点的速度. 收敛速度越快代表着切换后系统稳定速度越快,收敛过程中状态变量的超调量越小代表着切换过程中电压和频率波动越小,控制器的控制性能越优. 结果显示,上述方法都能在存在不确定扰动下,使切换系统稳定. 相比之下,ICBSMVC 控制器的应用提升了响应速度、鲁棒性增强.

由孤岛系统切换为并网系统运行,分别采用四种方法控制孤岛切换到并网,各状态变量收敛到稳态点的暂态响应曲线如图 14~17 所示. 可以看出,采用由 HSSAHHO 优化算法优化后的 IBSMVC 明显优于其他三

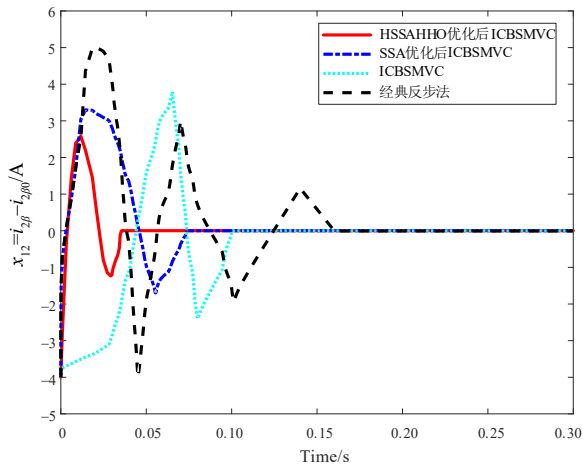


图9 并网系统状态变量 x_{12} 暂态响应对照曲线

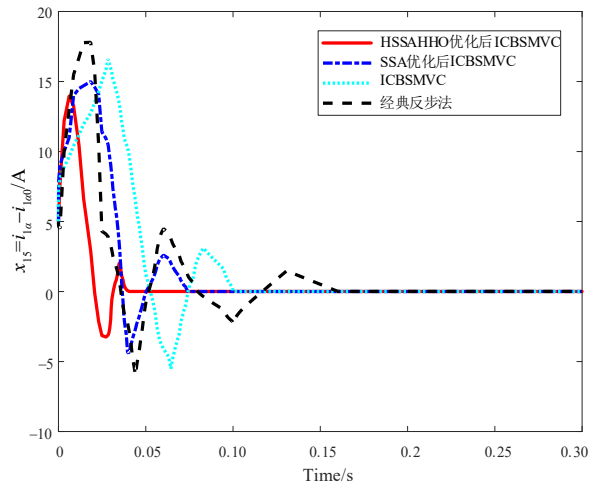


图12 并网系统状态变量 x_{15} 暂态响应对照曲线

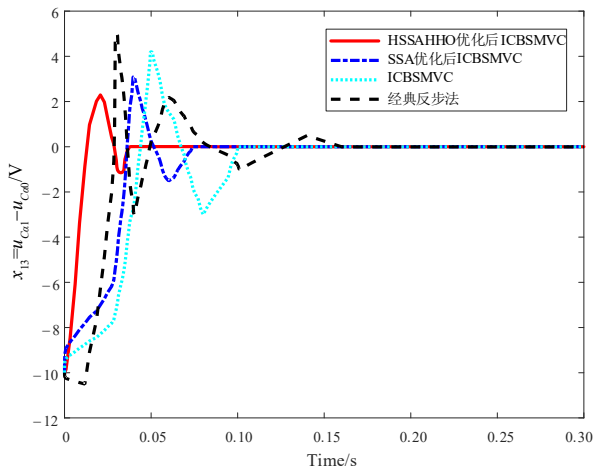


图10 并网系统状态变量 x_{13} 暂态响应对照曲线

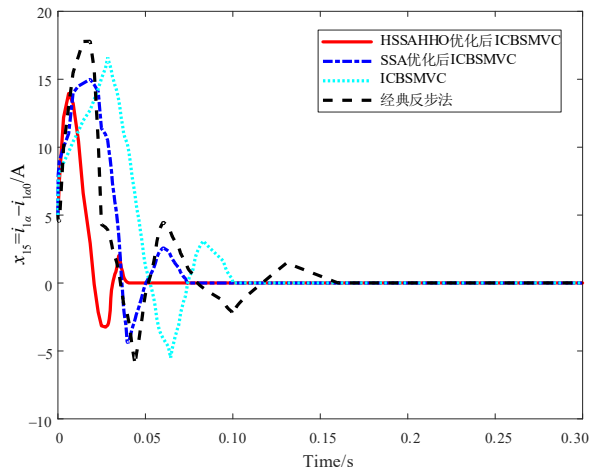


图13 并网系统状态变量 x_{16} 暂态响应对照曲线

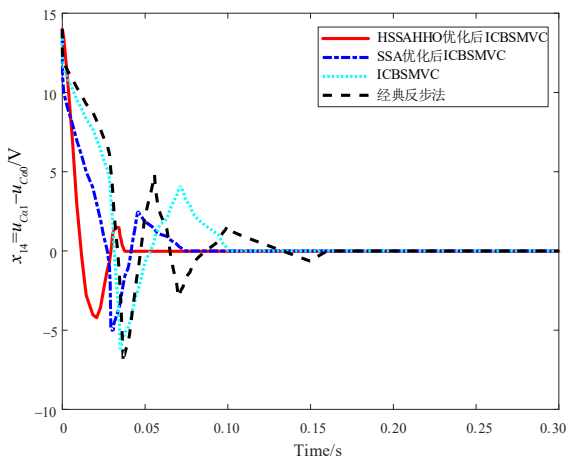


图11 并网系统状态变量 x_{14} 暂态响应对照曲线

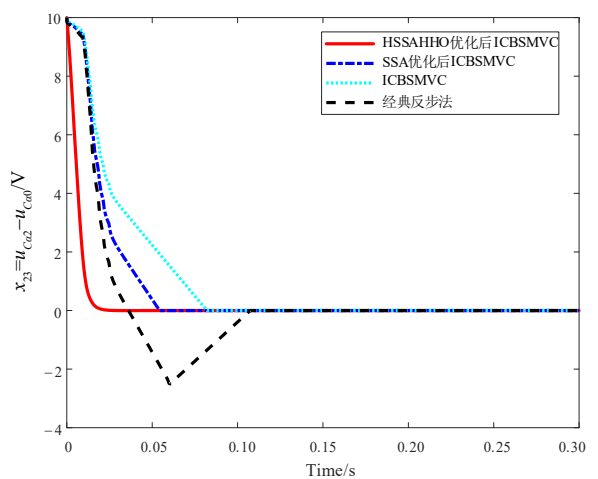
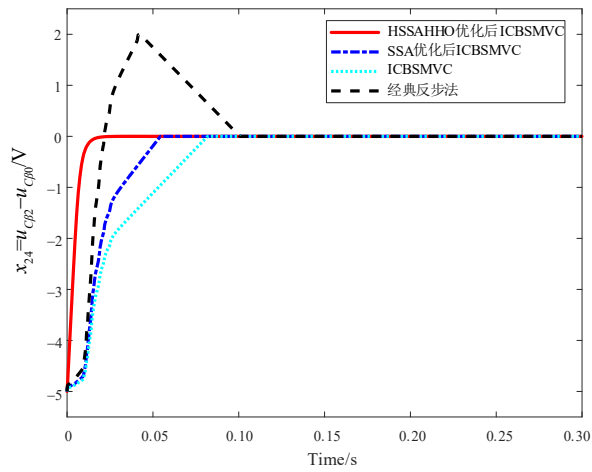
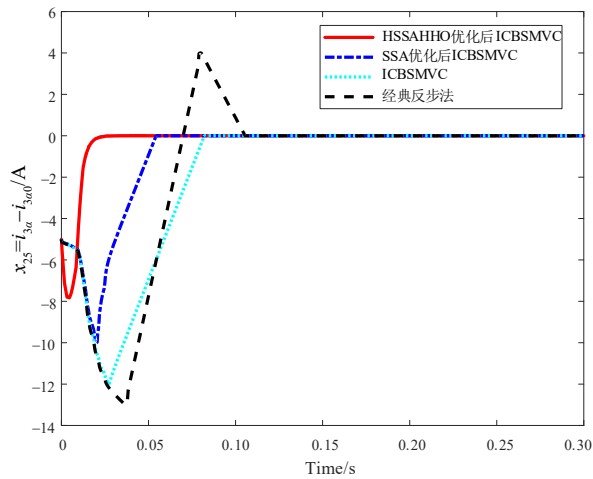
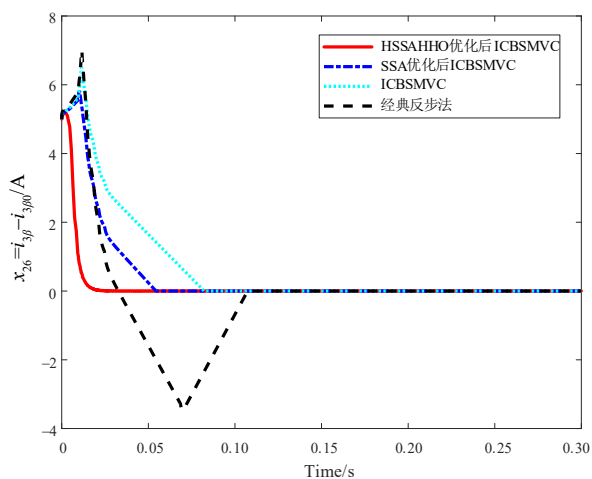


图14 孤岛系统状态变量 x_{23} 暂态响应对照曲线

种控制方法。

由 SSA 优化后的 IBSMVC 可以简化调试过程且改善控制冗余等问题,但由于该算法全局优化能力较弱,容易陷入局部最优.可以看出,采用由 HSSAHHO 优化

算法优化后的 ICBSMVC 的效果最佳,可以使并网系统切换为孤岛系统更加平滑,各个状态变量收敛到最佳工作点的速度更快,且不易陷于局部最优.

图 15 孤岛系统状态变量 x_{24} 暂态响应对照曲线图 16 孤岛系统状态变量 x_{25} 暂态响应对照曲线图 17 孤岛系统状态变量 x_{26} 暂态响应对照曲线

将负荷动态特性检测机制引入切换控制策略中, 负荷功率的幅值与变化速率作为切换触发信号的核心输入参数之一. 在并网运行模式切换为孤岛运行模式

前, 由负荷检测单元评估当前负荷功率与孤岛主控单元的输出能力匹配性:

(1) 当负荷功率正常时, 由切换控制器从并网切换为孤岛模式.

(2) 当负荷功率大于孤岛模式下主控单元的额定功率 90% 时, 优先启动柴油发电机系统来提高备用容量, 或者利用负荷管理系统将非必要负荷切除, 直到功率达到平衡后再执行切换操作.

当由孤岛运行模式切换为并网运行模式时, 柴油发电机因惯性低、容量小且缺乏同步调节机制, 难以直接与主网或其他分布式电源同步并网, 需通过储能设备作为过渡环节实现平滑切换.

模拟微电网在 0 s 时本地分布式发电单元出力不足, 由孤岛切换为并网运行补充电能, 保证用电设备正常供电. 在 0.1 s 时微电网处于丰光期/丰水期, 此时本地发电单元出力充足, 由主网重新切换为孤岛系统, 优先由本地可再生能源出力, 降低发电成本. 其状态变量收敛曲线如图 18 所示.

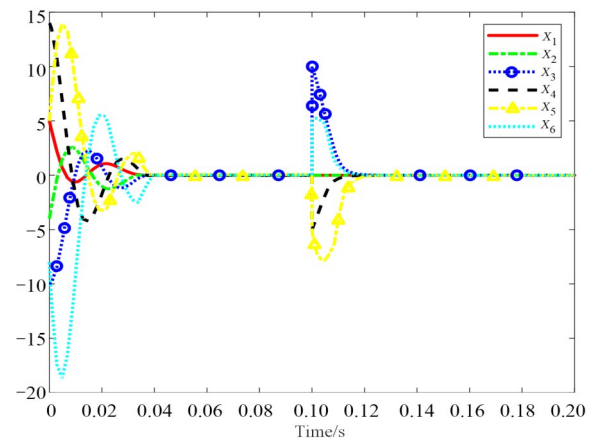


图 18 微电网切换系统状态变量暂态响应对照曲线

微电网的频率响应是通过对系统状态变量的动态建模与控制策略协同作用体现的, ICBSMVC 通过调节逆变器的输出功率, 进而影响微电网的频率. 图 19 为微电网切换系统的频率响应曲线, 系统最开始运行在孤岛模式下, 频率在 0.04 s 时略微波动, 降低至 49.94 Hz, 但很快就恢复到 50 Hz, 在 0.1 s 时切换并网运行, 此时频率上升到 50.15 Hz, 在切换控制器的作用下在 0.16 s 内重新恢复到 50 Hz. 在 0.3 s 时主网出现故障, 此时切换为孤岛系统, 频率降低为 49.86 Hz, 在 0.166 s 内恢复稳定, 且始终保持在误差范围之内.

图 20 和图 21 为微电网并离网切换系统采用 P/Q 和 V/F 的传统切换控制策略时, 电压和电流的响应曲线. 可以看出, 在 0.6 s 切换时刻, 电压显著振荡, 由 311 V 的电压幅值突增至 448 V, 20 A 的电流幅值突增至 39 A. 因

此,采用该传统方法将会严重影响电网的运行安全.

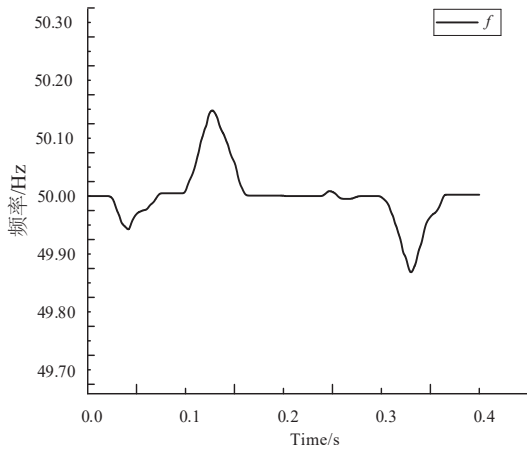


图 19 微电网切换系统频率响应曲线

微电网并网切换孤岛运行的电压响应曲线,系统在 0.07 s 时切换,电压波形无突变.

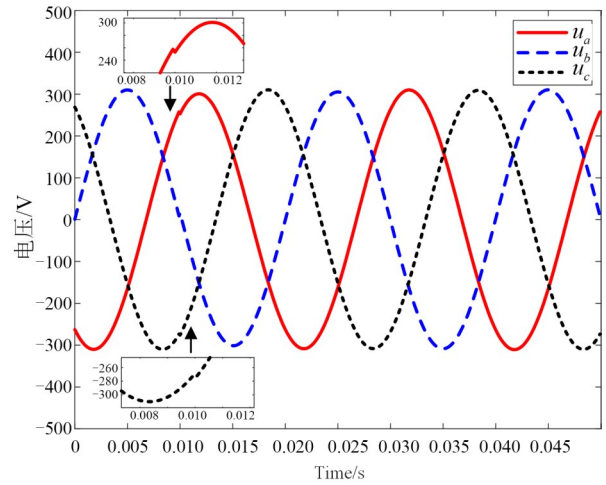


图 22 孤岛运行切换并网运行的电压响应曲线

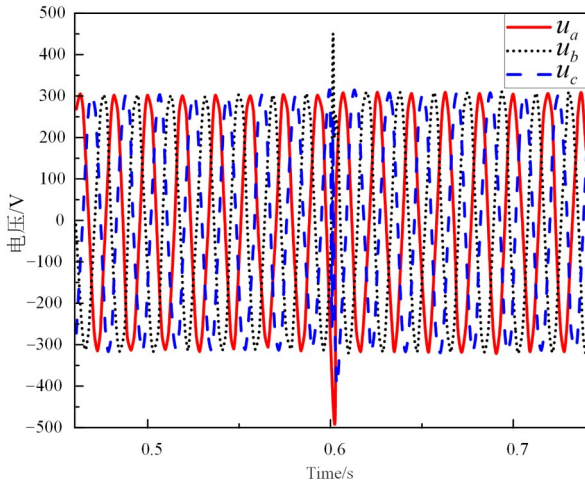


图 20 传统并网运行切换孤岛运行的电压响应曲线

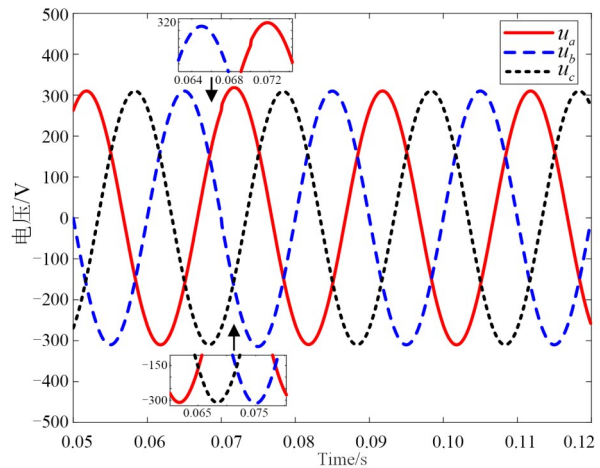


图 23 并网运行切换孤岛运行的电压响应曲线

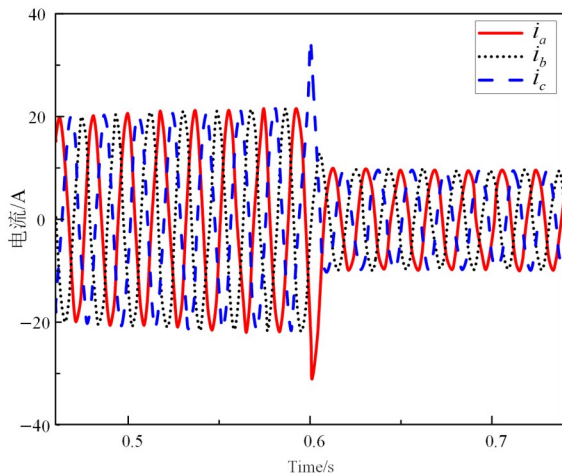


图 21 传统并网运行切换孤岛运行的电流响应曲线

图 24 为微电网并网和孤岛系统相互切换的电流响应曲线,系统在 0.01 s 时由并网系统切换为孤岛系统,逆变器的三相电流平滑且快速地降低到 10 A,在 0.07 s 时切换为并网系统,电流快速升为 20 A,峰值在误差范围之内,且波形几乎无突变.

图 25 是负载增加 30% 的电压响应曲线,图 26 是负载减少 30% 的电压响应曲线,由两个图可以看出,电压在负载调整后会有短暂的波动,但是很快就可以稳定运行.

7 结论

由于传统交叉反步法存在设计复杂和控制性能差等问题,首先,设计改进交叉反步法来提高切换控制的精确性和收敛速度,并保证并网和孤岛系统在任意切换信号下稳定. 其次,针对切换过程中的外部不确定随

图 22 为孤岛切换并网运行的电压响应曲线,系统在 0.01 s 时切换,在切换后,电压波形几乎无突变. 图 23 为

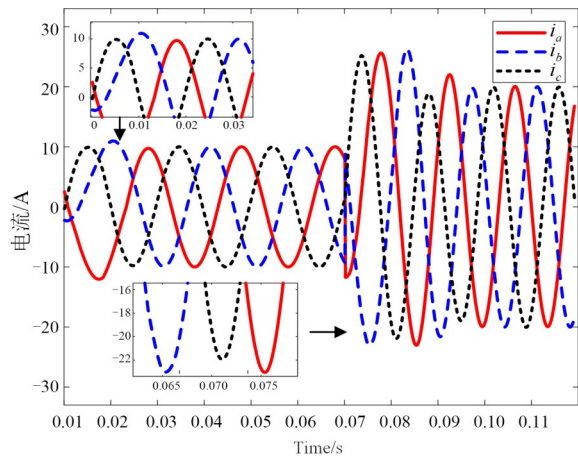


图24 微电网切换系统的电流响应曲线

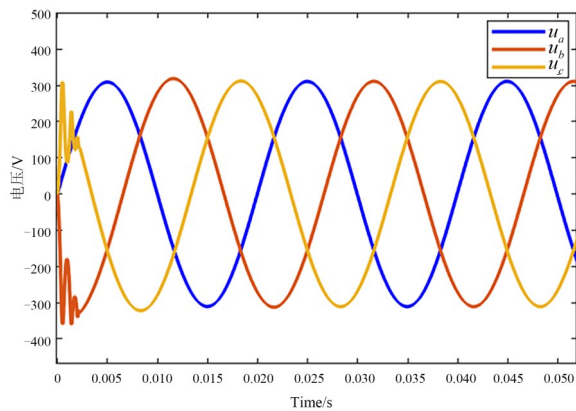


图25 负载增加30%的电压响应曲线

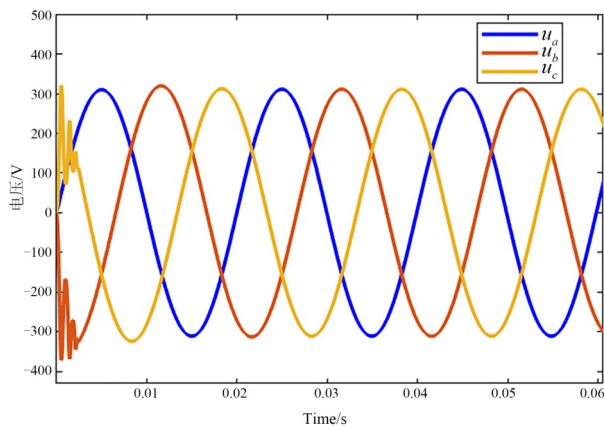


图26 负载减少30%的电压响应曲线

机干扰,设计改进ESO来提高鲁棒性和补偿精度.结合HHO的全局突袭搜索与SSA的链式协同寻优,避免传统算法陷入局部最优,实现控制器参数的高效全局优化,增强电网可靠性.最后,通过与其他三种方法进行对比实验证明所提控制策略的优越性.

现有孤岛微电网切换系统仅支持储能系统与柴油发电机间的模式切换,未来需深入研究多类型新能源(如氢能、光伏)的协同切换控制策略,涵盖非线性建

模、切换规则设计及稳定性分析.

参考文献

- [1] SINGH P, KUMAR U, CHOUDHARY N K, et al. Advancements in protection coordination of microgrids: A comprehensive review of protection challenges and mitigation schemes for grid stability[J]. *Protection and Control of Modern Power Systems*, 2024, 9(6): 156-183.
- [2] 郭子跃, 全惠敏, 彭子舜, 等. 一种基于Si/SiC级联H桥逆变器的高性能模型预测控制方法[J]. *电子学报*, 2024, 52(9): 3000-3009.
GUO Z Y, QUAN H M, PENG Z S, et al. A high-performance model predictive control strategy based on Si/SiC cascaded H-bridge inverter[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2024, 52(9): 3000-3009. (in Chinese)
- [3] 许津铭, 凌子涵, 程成, 等. 并网逆变器非线性特性建模及稳定性研究综述[J]. *高电压技术*, 2024, 50(1): 370-385.
XU J M, LING Z H, CHENG C, et al. Overview on nonlinear modeling and stability analysis of grid-tied inverters[J]. *High Voltage Engineering*, 2024, 50(1): 370-385. (in Chinese)
- [4] 钱佳钰, 赵虎府, 刘文泉, 等. 直流微电网并离网协调控制策略[J]. *电机与控制应用*, 2024, 51(9): 11-23.
QIAN J Y, ZHAO H F, LIU W Q, et al. Coordinated control strategy of parallel and off-grid DC microgrid[J]. *Electric Machines & Control Application*, 2024, 51(9): 11-23. (in Chinese)
- [5] 孙丽颖, 张鹏飞, 吕晶剑. 基于切换系统的微电网逆变器双模式控制设计[J]. *控制工程*, 2021, 28(8): 1567-1579.
SUN L Y, ZHANG P F, LV J J. Design of dual-mode control for microgrid inverter based on switching system[J]. *Control Engineering of China*, 2021, 28(8): 1567-1579. (in Chinese)
- [6] TENG Q, XU D Z, YANG W L, et al. Neural network-based integral sliding mode backstepping control for virtual synchronous generators[J]. *Energy Reports*, 2021, 7: 1-9.
- [7] 李壮举, 杜朋达, 王宁. 基于改进LESO的四旋翼无人机模糊线性自抗扰控制方法[J]. *电子学报*, 2024, 52(9): 3185-3194.
LI Z J, DU P D, WANG N. Fuzzy linear active disturbance rejection control of a quadrotor UAV via an improved LESO[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2024, 52(9): 3185-3194. (in Chinese)
- [8] KANG J Y, WANG Y, WANG J C, et al. Seamless switching control strategy for a power conversion system in a microgrid based on extended state observer and super-twisting algorithm[J]. *Electronics*, 2024, 13(9): 1708.
- [9] 陈晓华, 王志平, 吴杰康, 等. 微电网技术研究综述[J]. *黑龙江电力*, 2023, 45(6): 471-480.
CHEN X H, WANG Z P, WU J K, et al. Review of microgrid technology research[J]. *Heilongjiang Electric Pow-*

er, 2023, 45(6): 471-480. (in Chinese)

- [10] 王毅, 郑宏志, 黄欣, 等. 基于多阶段调度框架的麻雀搜索优化算法[J]. 电子学报, 2024, 52(9): 3086-3096.
WANG Y, ZHENG H Z, HUANG X, et al. Sparrow search optimization algorithm based on multi-stage scheduling framework[J]. Acta Electronica Sinica, 2024, 52(9): 3086-3096. (in Chinese)
- [11] ISSA M. Enhanced arithmetic optimization algorithm for parameter estimation of PID controller[J]. Arabian Journal for Science and Engineering, 2023, 48(2): 2191-2205.
- [12] SANTRA S, DE M L. Grey wolf optimization approach for enhancing the transient stability of microgrid using fractional-order PID-based inertia injection controller[J]. Electrical Engineering, 2023, 105(6): 4361-4376.
- [13] 陈猛, 成利兴. 基于改进樽海鞘群算法的电流控制器参数整定[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2023(3): 122-126.
CHEN M, CHENG L X. Parameter tuning of current controller based on improved SSA algorithm[J]. Modular Machine Tool & Automatic Manufacturing Technique, 2023(3): 122-126. (in Chinese)
- [14] LI C Y, SI Q, ZHAO J N, et al. A robot path planning method using improved Harris Hawks optimization algorithm[J]. Measurement and Control, 2024, 57(4): 469-482.
- [15] 王海星, 岳云凯, 朱军, 等. 基于 $\alpha\beta$ 坐标下离网逆变器控制策略研究[J]. 测控技术, 2017, 36(9): 68-71.
WANG H X, YUE Y K, ZHU J, et al. Research on control strategy of off-grid inverter based on $\alpha\beta$ coordinate system[J]. Measurement & Control Technology, 2017, 36(9): 68-71. (in Chinese)
- [16] WANG Y H, ZHOU Y Q, LUO Q F. Parameter optimization

of shared electric vehicle dispatching model using discrete Harris Hawks optimization[J]. Mathematical Biosciences and Engineering, 2022, 19(7): 7284-7313.

- [17] NAGARAJAN L, MAHALINGAM S K, CEP R, et al. Correction: A novel equal area-equal width-equal bin numbers technique using salp swarm optimization algorithm for maximizing the success rate of ball bearing assembly[J]. International Journal of Precision Engineering and Manufacturing, 2024, 25(10): 2221.
- [18] 王锐, 于福生, 赵利云. 具有饱和输入和非严格反馈结构的切换非线性系统的自适应模糊控制[J]. 系统科学与数学, 2024, 44(3): 622-633.
WANG R, YU F S, ZHAO L Y. Novel direct non-strict feedback fuzzy control for uncertain saturation nonlinear systems in switched form[J]. Journal of Systems Science and Mathematical Sciences, 2024, 44(3): 622-633. (in Chinese)
- [19] MASOOMI M, BAGHERIAN FARAHABADI H, PAHNABI A. Modular multi-phase DC-DC converter with enhanced dynamic performance based on Lyapunov function[J]. Electrical Engineering, 2023, 105(6): 3773-3789.
- [20] DING B C, YAO X. Output feedback receding horizon control for Takagi-sugeno systems with Non-PDC law[J]. IET Control Theory & Applications, 2023, 17(14): 1967-1974.
- [21] 高娟, 李同彬. 非线性扰动的切换系统的异步控制: 模态依赖的平均驻留时间方法[J]. 工程数学学报, 2022, 39(6): 899-909.
GAO J, LI T B. Asynchronous control of switched systems with nonlinear perturbation: A mode-dependent average dwell time approach[J]. Chinese Journal of Engineering Mathematics, 2022, 39(6): 899-909. (in Chinese)

作者简介



王后能 男, 1978年10月出生于湖北省咸宁市. 现为武汉工程大学电气信息学院副教授、硕士生导师. 主要研究方向为电力系统稳定性分析与控制.
E-mail: wanghouneng@163.com



殷劲骁 男, 1999年11月出生于湖北省武汉市. 2025年毕业于武汉工程大学电气信息学院电气工程专业. 主要研究方向为微电网切换系统.
E-mail: 532174262@qq.com



廖小兵 男, 1987年7月出生于湖北省孝感宁市. 现为武汉工程大学电气信息学院副教授、硕士生导师. 主要研究方向为电力系统不确定性分析.
E-mail: lxbwhu@126.com



叶石丰 男, 1978年8月出生于广东省汕尾市. 2010年毕业于华南理工大学电气工程专业. 现为广东电网有限责任公司广州供电局高级工程师. 主要研究方向为电力系统的运行与控制.
E-mail: 26786957@qq.com