

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.240273

基于改进分数阶快速终端滑模的 APF 优化控制研究

虞忠明¹, 陈科宇¹, 陆柯彤¹, 张宇¹, 孙跃², 戴欣²

(1. 昆明理工大学电力工程学院, 云南 昆明 650500; 2. 重庆大学自动化学院, 重庆 400044)

摘要: 电力电子化系统的快速发展导致电网中的谐波问题日益严重。为进一步提高有源电力滤波器(active power filter, APF)的补偿电流跟踪性能和滤波效果, 提出一种基于金枪鱼群优化(tuna swarm optimization, TSO)算法的改进型分数阶快速终端滑模控制(improved fractional-order fast terminal sliding mode control, IFOFTSMC)策略。首先, 搭建三相并联型 APF 的数学模型, 并考虑其参数扰动。其次, 提出一种改进的分数阶快速终端滑模控制策略, 其中滑模面采用分数阶快速终端滑模与分数阶 PI 相结合, 并进行了有限时间分析, 趋近律采用指数趋近律和幂次趋近律相结合, 同时以反双曲正弦函数作为切换项。然后, 利用 TSO 算法对所设计控制器的参数和阶次进行优化并获得最优解。最后, 通过仿真验证了所提控制方法的有效性。此外, 经与相关文献比较进一步证实了所提优化控制算法不仅可以获得最优控制参数和最优分数阶阶次, 使系统在有限时间内到达稳定, 还能使 APF 具有更好的电流跟踪性能、滤波效果和更强的鲁棒性。

关键词: 有源电力滤波器; 分数阶快速终端滑模控制; 金枪鱼群优化算法; 有限时间稳定; 谐波治理

Improved fractional-order fast terminal sliding mode optimal control for an APF

YU Zhongming¹, CHEN Keyu¹, LU Ketong¹, ZHANG Yu¹, SUN Yue², DAI Xin²

(1. Faculty of Electric Power Engineering, Kunming University of Science and Technology, Kunming 650500, China;

2. College of Automation, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: As the electronic power system develops rapidly, the harmonic problem in the power grid is becoming increasingly serious. To improve the compensation current tracking performance and filtering effect of an active power filter (APF), this paper proposes an improved fractional-order fast terminal sliding mode control (IFOFTSMC) based on tuna swarm optimization (TSO). First, the mathematical model of a three-phase shunt APF is established, and its parameter perturbation is considered. Secondly, an improved fractional-order fast terminal sliding mode control strategy is proposed. In the sliding mode surface, the fractional-order fast terminal sliding mode is combined with fractional-order PI theory, and finite time analysis is presented. Simultaneously, the reaching law combines exponential and power reaching law and takes the arcsinh function as the switching term. Thirdly, the control parameters and order of the designed controller are optimized using the tuna swarm optimization algorithm and the optimal solution is obtained. Finally, the effectiveness of the proposed control method is verified by simulation. In addition, it is further proved that the proposed optimal control algorithm can not only gain the optimal control parameters and fractional order, with the system reaching stability in a finite time, but also makes the APF have better current tracking performance, filtering effect and greater robustness.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 52307204).

Key words: active power filter; fractional-order fast terminal sliding mode control; tuna swarm optimization algorithm; finite time stability; harmonic suppression

0 引言

随着电力电子技术的发展, 配电网中诸如变频

器、电弧炉、中频炉等越来越多的非线性设备接入电网^[1-3], 致使电网中产生大量谐波, 进而导致电网电能质量降低。然而, 谐波作为衡量电能质量的关键性指标之一, 在理论研究和工程实践中具有重大意义^[4-5]。

针对谐波对电能质量带来的不良影响, 有源电力滤波器(active power filter, APF)因其在动态滤波

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(52307204); 云南省基础研究计划项目资助(202201BE070001-022、202301AT070204)

由 PWM 的脉冲信号控制 IGBT 的导通和关断, 从而得到补偿电流。直流侧电容器主要起稳定直流电压的作用, 避免由于有功功率损耗引起直流电压的大幅波动。

根据 APF 的电路模型和基尔霍夫定理, 建立如式(1)所示的数学模型。

$$\begin{cases} \frac{di_{ca}}{dt} = \frac{1}{L}(u_{sa} - ri_{ca} + h_a u_{dc}) \\ \frac{di_{cb}}{dt} = \frac{1}{L}(u_{sb} - ri_{cb} + h_b u_{dc}) \\ \frac{di_{cc}}{dt} = \frac{1}{L}(u_{sc} - ri_{cc} + h_c u_{dc}) \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_{sk} 为电源电压, $k = a, b, c$; i_{ck} 为补偿电流; u_{dc} 为直流侧电压; r 为 APF 交流侧等效电阻; L 为 APF 交流侧等效电感; h_k 为控制函数, 如式(2)所示。

$$h_k = d_k - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} d_k \quad (2)$$

式中, d_k 为 IGBT 桥臂的开关函数。

$$d_k = \begin{cases} 1 & \text{上桥臂导通, 下桥臂关断} \\ 0 & \text{上桥臂关断, 下桥臂导通} \end{cases} \quad (3)$$

将上述 APF 数学模型写成矩阵形式, 得

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{h} + \mathbf{G} \quad (4)$$

式中: \mathbf{x} 为状态变量矩阵, $\mathbf{x} = [i_{ca} \ i_{cb} \ i_{cc}]^T = \mathbf{i}_c$; \mathbf{A} 为系数矩阵, $\mathbf{A} = \text{diag}\left[-\frac{r}{L}, -\frac{r}{L}, -\frac{r}{L}\right]$; \mathbf{B} 为输入控制矩阵, $\mathbf{B} = \text{diag}\left[\frac{u_{dc}}{L}, \frac{u_{dc}}{L}, \frac{u_{dc}}{L}\right]$; \mathbf{h} 为控制函数, $\mathbf{h} =$

$$[h_a \ h_b \ h_c]^T; \mathbf{G} \text{ 为常数向量, } \mathbf{G} = \begin{bmatrix} \frac{u_{sa}}{L} & \frac{u_{sb}}{L} & \frac{u_{sc}}{L} \end{bmatrix}^T。$$

此外, 由于有源电力滤波器在运行中会因扰动而使系统内部参数发生摄动, 于是进一步考虑参数摄动, 得到 APF 的数学模型式(5)。

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{h} + \mathbf{G} + \mathbf{R} \quad (5)$$

参数变化项为

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \frac{(r\Delta L - \Delta rL)i_{ca} - (u_{sa} + h_a u_{dc})\Delta L}{L(L + \Delta L)} \\ \frac{(r\Delta L - \Delta rL)i_{cb} - (u_{sb} + h_b u_{dc})\Delta L}{L(L + \Delta L)} \\ \frac{(r\Delta L - \Delta rL)i_{cc} - (u_{sc} + h_c u_{dc})\Delta L}{L(L + \Delta L)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a \\ R_b \\ R_c \end{bmatrix}$$

R_k 满足 $\max(|R_k|) \leq R_0$, 其中: R_0 为一个有界非负常数; Δr 、 ΔL 表示参数变化量。

2 改进分数阶快速终端滑模控制器设计

2.1 相关定义、引理及性质

分数阶微积分运算符 ${}_t D_t^\mu$ 定义^[20]为

$${}_t D_t^\mu = \begin{cases} \frac{d^\mu}{dt^\mu}, & \mu > 0 \\ 1, & \mu = 0 \\ \int_{t_0}^t (d\tau)^{-\mu}, & \mu < 0 \end{cases} \quad (6)$$

式中, t 和 t_0 分别表示分数阶微积分算子的上下限, μ 表示为分数阶阶次。

Riemann-Liouville 型分数阶微积分的微分和积分表达式^[20]分别为

$${}_t D_t^\mu f(t) = \frac{1}{\Gamma(\mu)} \int_{t_0}^t (t - \xi)^{\mu-1} f(\xi) d\xi \quad (7)$$

$${}_t D_t^\mu f(t) = D^n [{}_t D_t^{-\sigma} f(t)] = \frac{1}{\Gamma(\sigma)} \cdot \frac{d^n}{dt^n} \left[\int_{t_0}^t (t - \xi)^{\sigma-1} f(\xi) d\xi \right] \quad (8)$$

式中: $\sigma = n - \mu$, n 为大于 μ 的最小整数; $\Gamma(\mu)$ 为 Gamma 函数, 定义为式(9)。

$$\Gamma(\mu) = \int_0^\infty t^{\mu-1} e^{-t} dt \quad (9)$$

引理 1^[20]: 设 $\mu > 0$, $\nu > -1$, 函数 $f(t) = (t - a)^\nu$ 的分数阶积分和微分分别为

$${}_t D_t^{-\mu} f(t) = \frac{(t - a)^{\nu+\mu}}{\Gamma(\mu)} B(\mu, \nu + 1), 0 \leq n - 1 \leq \mu < n \quad (10)$$

$${}_t D_t^\mu f(t) = \frac{\Gamma(\nu + 1)(t - a)^{\nu-\mu}}{\Gamma(\nu - \mu + 1)}, 0 \leq n - 1 \leq \mu < n \quad (11)$$

式中: n 为正整数; $B(\mu, \nu)$ 为 Beta 函数, 如式(12)所示。

$$B(\mu, \nu) = \int_0^1 t^{\mu-1} (1-t)^{\nu-1} dt \quad (12)$$

并且 Beta 函数与 Gamma 函数的关系为

$$B(\mu, \nu) = \frac{\Gamma(\mu)\Gamma(\nu)}{\Gamma(\mu + \nu)} \quad (13)$$

引理 2^[21]: 设 $n - 1 < \mu < n$, $f(t)$ 为可积函数, 则等式(14)成立。

$$D^\mu {}_t D_t^{-\mu} f(t) = f(t) \quad (14)$$

$$D^{-\mu} {}_t D_t^\mu f(t) = f(t) - \sum_{j=1}^n [D_{t_0}^{\mu-j} f(t)] \frac{(t - t_0)^{\mu-j}}{\Gamma(\mu - j + 1)} \quad (15)$$

性质 1^[21]: 设 $f(t)$ 、 $g(t)$ 的分数阶导数和积分有定义, l_1 、 l_2 为任意常数, μ 为分数阶阶次, $\text{Re}(\mu) > 0$, 则有:

$${}_t D_t^\mu [l_1 f(t) + l_2 g(t)] = l_1 {}_t D_t^\mu f(t) + l_2 {}_t D_t^\mu g(t) \quad (16)$$

$${}_t D_t^{-\mu} [l_1 f(t) + l_2 g(t)] = l_1 {}_t D_t^{-\mu} f(t) + l_2 {}_t D_t^{-\mu} g(t) \quad (17)$$

2.2 分数阶快速终端滑模面设计

为实现系统有限时间稳定和提高系统的收敛性, 本文采用快速终端滑模面, 定义 $e(t) = i_c(t) - i_c^*(t)$, 并把符号函数、绝对值和分数阶理论引入快速终端滑模面中, 得到如式(18)所示的快速终端滑模面^[22]。

$$s = \alpha |e(t)|^\delta \text{sign}[e(t)^\delta] + \beta |e(t)|^\varepsilon \text{sign}[e(t)^\varepsilon] + {}_0 D_t^\lambda e(t) \quad (18)$$

式中: $e(t)$ 为误差; $0 < \delta < \lambda < 1 < \varepsilon < 2$; $\alpha > 0$; $\beta > 0$ 。

在此基础上, 为了在系统接近平衡点时消除扰动导致的稳态误差, 应用分数阶 PI 理论, 对 $\alpha |e(t)|^\delta \text{sign}[e(t)^\delta]$ 这一项引入分数阶积分控制, 从而得到分数阶新型快速终端滑模面, 如式(19)所示。

$$s = \alpha {}_0 D_t^{\lambda_2-1} \left\{ |e(t)|^\delta \text{sign}[e(t)^\delta] \right\} + \beta |e(t)|^\varepsilon \text{sign}[e(t)^\varepsilon] + {}_0 D_t^{\lambda_1} e(t) \quad (19)$$

式中: $0 < \delta < \lambda_1 < 1 < \varepsilon < 2$ 且 $\lambda_1 > \varepsilon - 1$; $0 < \lambda_2 < 1$; $\alpha > 0$; $\beta > 0$ 。

接着, 对 s 进行求导, 可得:

$$\dot{s} = \alpha {}_0 D_t^{\lambda_2} \left\{ |e(t)|^\delta \text{sign}[e(t)^\delta] \right\} + \beta \varepsilon e^{\varepsilon-1}(t) \dot{e}(t) + {}_0 D_t^{\lambda_1+1} e(t) \quad (20)$$

2.3 滑模面有限时间分析

当电流跟踪误差 $e(t)$ 离平衡点较远时, 滑模面动态方程近似于:

$$s = \beta |e(t)|^\varepsilon \text{sign}[e(t)^\varepsilon] + {}_t D_t^{\lambda_1} e(t) = \beta e^\varepsilon(t) + {}_t D_t^{\lambda_1} e(t) = 0 \quad (21)$$

对式(21)进行变形, 得:

$$\frac{d^{\lambda_1} e(t)}{dt^{\lambda_1}} = -\beta e^\varepsilon(t) \quad (22)$$

然后, 在式(22)左右两边同时乘以 $e^{-\varepsilon}(t)$ 和 dt^{λ_1} , 得:

$$e^{-\varepsilon}(t) d^{\lambda_1} e(t) = -\beta dt^{\lambda_1} \quad (23)$$

接着, 对式(23)左右两边同时进行积分, 得:

$$\int_{|e(t_m)|}^{|e(t_s)|} e^{-\varepsilon}(t) d^{\lambda_1} e(t) = \int_{t_m}^{t_s} -\beta dt^{\lambda_1} \quad (24)$$

式中: t_m 为谐波电流跟踪误差进入滑动模式的时间; t_s 为谐波电流跟踪误差靠近平衡点的时间; $e(t_m)$ 为谐波电流进入滑动模式时的跟踪误差; $|e(t_m)|$ 为 t_m 时刻所对应的误差绝对值; $|e(t_s)|$ 为 t_s 时刻所对应的误差绝对值。

根据引理 1, 计算得到如下几个重要等式。

$${}_t D_t^{\lambda_1} \left[\frac{(t-t_m)^{\lambda_1}}{\Gamma(1+\lambda_1)} \right] = 1 \quad (25)$$

$${}_0 D_{e(t)}^{\lambda_1} e^{\lambda_1-\varepsilon}(t) = \frac{\Gamma(1+\lambda_1-\varepsilon)}{\Gamma(1-\varepsilon)} e^{\lambda_1-\varepsilon-\lambda_1}(t) = \frac{\Gamma(1+\lambda_1-\varepsilon)}{\Gamma(1-\varepsilon)} e^{-\varepsilon}(t) \quad (26)$$

式中, $0 < \lambda_1 < 1 < \varepsilon < 2$ 且 $\lambda_1 > \varepsilon - 1$ 。

将式(26)代入式(24)的左边, 得:

$$\int_{|e(t_m)|}^{|e(t_s)|} e^{-\varepsilon}(t) d^{\lambda_1} e(t) = \frac{\Gamma(1-\varepsilon)}{\Gamma(\lambda_1+1-\varepsilon)} e^{\lambda_1-\varepsilon}(t) \Big|_{|e(t_m)|}^{|e(t_s)|} = \frac{\left[|e(t_s)|^{\lambda_1-\varepsilon} - |e(t_m)|^{\lambda_1-\varepsilon} \right] \Gamma(2-\varepsilon)}{(1-\varepsilon)^2 \Gamma(\lambda_1+1-\varepsilon)} \quad (27)$$

接着, 将式(25)代入式(24)的右边, 得:

$$\int_{t_m}^{t_s} -\beta dt^{\lambda_1} = -\beta \frac{(t-t_m)^{\lambda_1}}{\Gamma(1+\lambda_1)} \Big|_{t_m}^{t_s} = -\beta \frac{(t_s-t_m)^{\lambda_1}}{\Gamma(1+\lambda_1)} \quad (28)$$

然后, 联立式(24)、式(27)和式(28), 通过计算可得:

$$t_s = t_m + \left[\frac{\Gamma(2-\varepsilon)\Gamma(1+\lambda_1) \left(|e(t_m)|^{\lambda_1-\varepsilon} - |e(t_s)|^{\lambda_1-\varepsilon} \right)}{\beta(1-\varepsilon)^2 \Gamma(\lambda_1+1-\varepsilon)} \right]^{\frac{1}{\lambda_1}} \quad (29)$$

当电流跟踪误差 $e(t)$ 接近平衡点时, 滑模面动态方程近似于:

$$\alpha {}_t D_t^{\lambda_2-1} \left[|e(t)|^\delta \text{sign}[e(t)^\delta] \right] + {}_t D_t^{\lambda_1} e(t) = \alpha {}_t D_t^{\lambda_2-1} e^\delta(t) + {}_t D_t^{\lambda_1} e(t) = 0 \quad (30)$$

对式(30)两边求 $1-\lambda_2$ 阶导数 ${}_t D_t^{1-\lambda_2}$, 得:

$${}_t D_t^{1-\lambda_2} [\alpha {}_t D_t^{\lambda_2-1} e^\delta(t) + {}_t D_t^{\lambda_1} e(t)] = 0 \quad (31)$$

根据性质 1 和引理 2, 可得:

$$\alpha e^\delta(t) + {}_t D_t^{1-\lambda_2+\lambda_1} e(t) = 0 \quad (32)$$

对式(32)移项得到:

$${}_t D_t^{1-\lambda_2+\lambda_1} e(t) = \frac{d^{1-\lambda_2+\lambda_1} e(t)}{dt^{1-\lambda_2+\lambda_1}} = -\alpha e^\delta(t) \quad (33)$$

对式(33)左右两边同时乘以 $e^{-\delta}(t)$ 和 $dt^{1-\lambda_2+\lambda_1}$,

可得:

$$e^{-\delta}(t)d^{1-\lambda_2+\lambda_1}e(t) = -\alpha dt^{1-\lambda_2+\lambda_1} \quad (34)$$

对式(34)左右两边同时积分, 得

$$\int_{|e(t_s)|}^{|e(t_n)|} e^{-\delta}(t)d^{1-\lambda_2+\lambda_1}e(t) = \int_{t_s}^{t_n} -\alpha dt^{1-\lambda_2+\lambda_1} \quad (35)$$

式中: t_n 为谐波电流跟踪误差离到达平衡点的时间; $|e(t_n)|$ 为 t_n 时刻所对应的误差绝对值。当谐波跟踪误差收敛到稳态时, 跟踪误差绝对值趋于 0, 即 $|e(t_n)| = 0$ 。

根据引理 1, 计算得到如下重要等式:

$$\begin{aligned} {}_0D_{e(t)}^{1-\lambda_2+\lambda_1} e^{1-\lambda_2+\lambda_1-\delta}(t) = \\ \frac{\Gamma(2+\lambda_1-\lambda_2-\delta)}{\Gamma(1-\delta)} e^{1-\lambda_2+\lambda_1-\delta-1+\lambda_2-\lambda_1}(t) = \\ \frac{\Gamma(2+\lambda_1-\lambda_2-\delta)}{\Gamma(1-\delta)} e^{-\delta}(t) \end{aligned} \quad (36)$$

式中, $\lambda_1 - \lambda_2 - \delta > -2$ 。

将式(36)代入式(35)的左边, 可得:

$$\begin{aligned} \int_{|e(t_s)|}^{|e(t_n)|} e^{-\delta}(t)d^{1-\lambda_2+\lambda_1}e(t) = \\ \frac{\Gamma(1-\delta)}{\Gamma(\lambda_1+2-\lambda_2-\delta)} e^{1-\lambda_2+\lambda_1-\delta}(t) \Big|_{|e(t_s)|}^{|e(t_n)|} = \\ -\frac{\Gamma(1-\delta)}{\Gamma(\lambda_1+2-\lambda_2-\delta)} |e(t_s)|^{1-\lambda_2+\lambda_1-\delta} \end{aligned} \quad (37)$$

类似地, 根据式(25), 可得

$$\int_{t_s}^{t_n} -\alpha dt^{1-\lambda_2+\lambda_1} = -\alpha \frac{(t-t_s)^{1-\lambda_2+\lambda_1}}{\Gamma(2+\lambda_1-\lambda_2)} \Big|_{t_s}^{t_n} = -\alpha \frac{(t_n-t_s)^{1-\lambda_2+\lambda_1}}{\Gamma(2+\lambda_1-\lambda_2)} \quad (38)$$

接着, 联立式(35)、式(37)和式(38), 通过计算可得:

$$t_n = t_s + \left[\frac{\Gamma(1-\delta)\Gamma(2+\lambda_1-\lambda_2)}{\alpha\Gamma(2+\lambda_1-\lambda_2-\delta)} |e(t_s)|^{1-\lambda_2+\lambda_1-\delta} \right]^{\frac{1}{1-\lambda_2+\lambda_1}} \quad (39)$$

最后, 将式(29)代入式(39)中, 得到的有限收敛时间为

$$\begin{aligned} t_n = t_m + \left[\frac{\Gamma(2-\varepsilon)\Gamma(1+\lambda_1)}{\beta(1-\varepsilon)^2\Gamma(\lambda_1+1-\varepsilon)} \left(|e(t_m)|^{\lambda_1-\varepsilon} - |e(t_s)|^{\lambda_1-\varepsilon} \right) \right]^{\frac{1}{\lambda_1}} + \\ \left[\frac{\Gamma(1-\delta)\Gamma(2+\lambda_1-\lambda_2)}{\alpha\Gamma(2+\lambda_1-\lambda_2-\delta)} |e(t_s)|^{1-\lambda_2+\lambda_1-\delta} \right]^{\frac{1}{1-\lambda_2+\lambda_1}} \end{aligned} \quad (40)$$

从而, 当 $t \geq t_n$ 时, 系统可实现有限时间稳定。

2.4 滑模趋近律设计

为了更好地抑制系统抖振, 本文在设计滑模

趋近律时采用连续的反双曲正弦函数 $\operatorname{arcsinh}(\cdot)$ 作为切换项, 同时将指数趋近律和幂次趋近律相结合, 从而得到新型滑模趋近律 RL1。

$$\dot{s} = -k_1 |s|^{k_3 |\tanh(s)|} \operatorname{arcsinh}(s) - k_2 s \sqrt{1+s^2} \quad (41)$$

式中, $k_1 > 0$, $k_2 > 0$, $k_3 > 0$ 。

当跟踪误差 $e(t)$ 未到达滑模面时, 趋近律近似于 $\dot{s} = -k_2 s \sqrt{1+s^2}$, 与 $\dot{s} = -k_2 s$ 相比, 前者变速趋近过程的速度更快, 大大缩短了到达滑模面的时间。当跟踪误差 $e(t)$ 到达滑模面并趋近平衡点时, 趋近律近似于 $\dot{s} = -k_1 |s|^{k_3 |\tanh(s)|} \operatorname{arcsinh}(s)$, $k_1 |s|^{k_3 |\tanh(s)|}$ 的数值接近于 0, 从而削弱了抖振。

此外, 为进一步验证本文所设计趋近律的优越性, 将其与传统指数趋近律 RL2($\dot{s} = -k_4 s - k_5 \operatorname{sign}(s)$)、文献 [15] 的趋近律 RL3($\dot{s} = -k_6 |s| \operatorname{asinh}(a_1 s^\tau) - k_7 \tanh(a_2 s)$) 以及文献[23]的趋近律 RL4($\dot{s} = -k_8 s - k_9 \tanh(a_3 |s|) \operatorname{sign}(s)$) 分别进行比较, 其中 $k_g > 0$ ($g = 3, 4, 5, 6, 7, 8$), a_1 、 a_2 和 a_3 均大于 0, $\tau > 0$ 。

本文采用如式(42)所示的典型系统对滑模趋近律进行仿真验证。

$$\frac{dx}{dt} = \mathbf{F}x + \mathbf{J}u \quad (42)$$

式中: $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2]^T$, x_1 和 x_2 为状态变量; $\mathbf{F} =$

$$\begin{bmatrix} 1 & 0.001 \\ 0 & 0.971 \end{bmatrix}; \mathbf{J} = \begin{bmatrix} -0.001 \\ -0.135 \end{bmatrix}; \mathbf{u} \text{ 为系统的控制函数。}$$

这里采用的滑模面为

$$s_1 = \mathbf{C}x \quad (43)$$

式中, $\mathbf{C} = [20 \ 1]$ 。

图 2 展示了不同趋近律下系统的相轨迹。由该图可知, 在 RL1 作用下, 系统的趋近速度明显快于其他趋近律。同时, 当系统接近平衡点时, 趋近律 RL1 能够让系统更加快速光滑地靠近滑模面, 从而大幅降低抖振, 实现变速趋近。因此, 本文所设计趋近律 RL1 更具优势。

2.5 改进型滑模控制器设计

首先, 定义跟踪误差为

$$e_k(t) = i_{ck}(t) - i_{ck}^*(t) \quad (44)$$

式中: i_{ck}^* 表示指令电流; i_{ck} 表示补偿电流。

然后, 根据式(19)得到 APF 的滑模面, 如式(45)所示。

$$s_k = \alpha_0 D_t^{\lambda_2-1} \left\{ |e_k(t)|^\delta \operatorname{sign}[e_k(t)^\delta] \right\} + \beta |e_k(t)|^\epsilon \operatorname{sign}[e_k(t)^\epsilon] + {}_0D_t^\lambda e_k(t) \quad (45)$$

接着, 在式(41)的基础上, 设计得到 APF 的滑

模趋近律, 如式(46)所示。

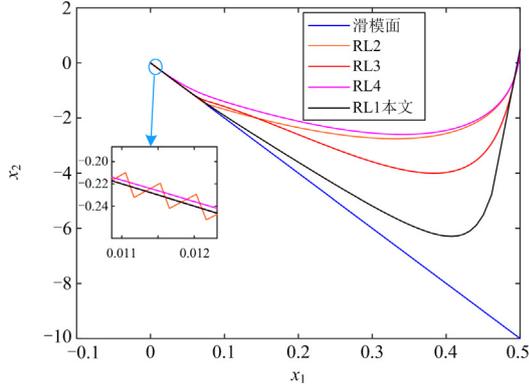


图2 不同趋近律到达滑模面的相轨迹图

Fig. 2 Phase trajectory diagram of reaching sliding mode surface with different reaching laws

$$\dot{s}_k = -\frac{L}{\beta \varepsilon e_k^{\varepsilon-1} u_{dc}} \left[k_1 |s_k|^{k_3 |\tanh(s_k)|} \operatorname{arcsinh}(s_k) + k_2 s_k \sqrt{1+s_k^2} \right] \quad (46)$$

最后, 令 $\dot{s}_k = 0$, 并联立式(4)、式(44)一式(46), 得到的滑模控制律为

$$h_k = -\frac{L}{\beta \varepsilon e_k^{\varepsilon-1} u_{dc}} \left\{ \alpha_0 D_t^{\lambda_2} \left\{ |e_k(t)|^\delta \operatorname{sign}[e_k(t)^\delta] \right\} + \frac{L}{u_{dc}} \left(i_{ck}^* + \frac{r}{L} i_{ck} - \frac{u_{sk}}{L} \right) - \frac{L}{\beta \varepsilon e_k^{\varepsilon-1} u_{dc}} \left[k_1 |s_k|^{k_3 |\tanh(s_k)|} \operatorname{arcsinh}(s_k) + k_2 s_k \sqrt{1+s_k^2} \right] \right\} \quad (47)$$

2.6 基于 TSO 算法的改进型 FOFTSMC 参数优化

本文利用 TSO 算法对所设计控制器的控制参数及分数阶阶次进行优化。算法通过模拟金枪鱼群体的两种觅食行为(即螺旋觅食和抛物线觅食)来实现对目标参数的寻优, 具有寻优能力强和收敛速度快的特点, 具体原理详见文献[24]。

为对所提控制器的控制参数和分数阶阶次进行优化, 基于 TSO 算法构造了如式(48)所示的目标函数。

$$\begin{cases} \min f = \int_0^\theta |i_c(t) - i_c^*(t)| dt \\ \text{s.t.} \begin{cases} 0 < \lambda_1 < 1 \\ 0 < \lambda_2 < 1 \\ 0 < k_1 < 400 \\ 0 < k_2 < 400 \\ 0 < k_3 < 400 \\ 0 < \alpha < 400 \\ 0 < \beta < 400 \end{cases} \end{cases} \quad (48)$$

式中, θ 为积分时间上限。此外, 种群数量选择 50, 最大迭代次数选择 100。

3 仿真分析

为验证基于 TSO 算法的改进型分数阶快速终端滑模控制器的有效性, 本文在 Matlab/Simulink 工具箱中搭建有源电力滤波器模型, 并对其进行仿真分析。同时为便于对比分析, APF 仿真参数如表 1^[12,25]所示。

表 1 APF 仿真参数

Table 1 APF simulation parameters

参数	数值
负荷参数	$R_1 = 10 \Omega, L_1 = 2 \text{ mH}$
动态负荷参数	$R_2 = 10 \Omega, L_1 = 2 \text{ mH}$
APF 主回路	$r = 0.001 \Omega, L = 10 \text{ mH}$
开关频率	$f = 20 \text{ kHz}$
其他参数	$U_{dc}^* = 700 \text{ V}, C = 500 \mu\text{F}$

此外, 这里采用电阻 R_1 和电感 L_1 串联等效非线性负荷, 并将该负荷接入电网, 得到滤波前电网侧电流波形和频谱, 如图 3 和图 4 所示。从图 3 和图 4

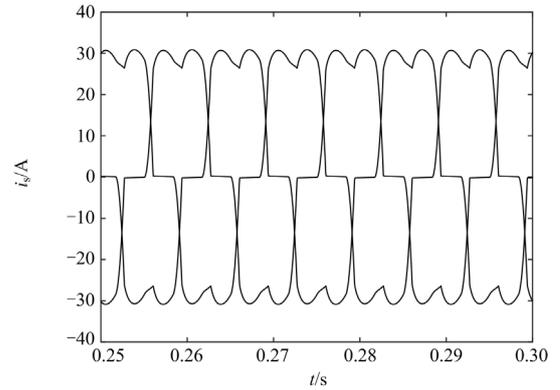


图3 滤波前电网侧电流波形

Fig. 3 Current waveform on the grid side before filtering

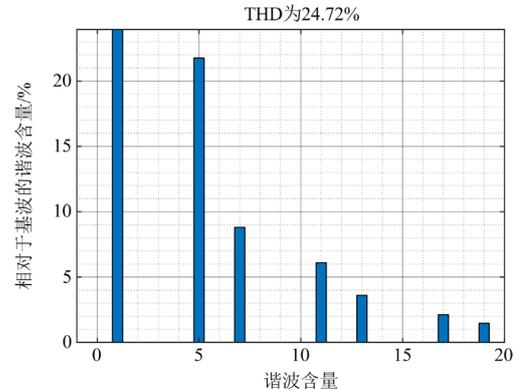


图4 滤波前电网侧电流频谱

Fig. 4 Current spectrum on the grid side before filtering

中可以看到, 此时的电网侧电流波形出现严重畸变, 电流总谐波失真(total harmonic distortion, THD)含量高达 24.72%。

3.1 本文所提控制策略的滤波效果及对比

选取控制器仿真参数 $\delta = 0.4$ 、 $\varepsilon = 1.05$ 、电阻 $r = 0.001 \Omega$ 、电感 $L = 10 \text{ mH}$, 而实际 APF 内部电路中的电阻 $r = 0.001 \Omega$, 电感 $L = 5 \text{ mH}$, 即 $\Delta r = 0$, $\Delta L = -5 \text{ mH}$ 。然后, 通过 TSO 算法优化得到的最优控制参数及最优阶次如下: $k_1 = 260.8311$ 、 $k_2 = 120.2946$ 、 $k_3 = 91.73931$ 、 $\alpha = 114.594$ 、 $\beta = 250.437$ 、 $\lambda_1 = 0.493336$ 、 $\lambda_2 = 0.036174$ 。最后, 施加基于 TSO 算法的改进型分数阶快速终端滑模控制的 APF 后, 得到的电网侧电流波形及频谱分别如图 5 和图 6 所示。

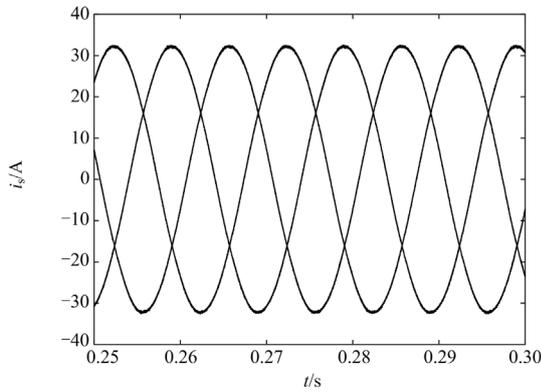


图 5 滤波后电网侧电流波形

Fig. 5 Current waveform of the power grid side after filtering

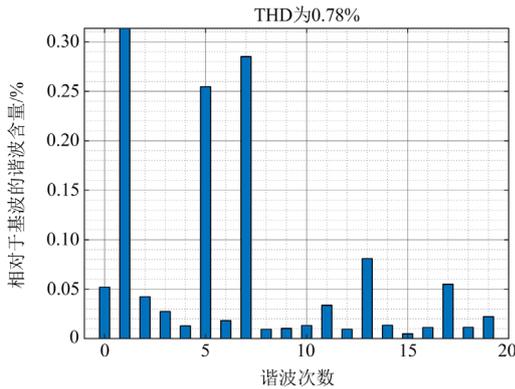


图 6 滤波后电网侧电流频谱

Fig. 6 Current spectrum of the grid side after filtering

对比图 3 和图 5 可以看出, 使用本文所设计的控制器后, 电网侧电流波形由原先凹凸不平的波形变为近似光滑正弦波形。此外, 对比图 4 和图 6 可以看到, 电流 THD 从滤波前的 24.72%降到了滤波

后的 0.78%。由此说明, 本文所设计的控制器在滤波中取得了较好的效果。

此外, 为进一步验证本文所设计的控制器在滤波效果方面的优势, 将其分别与在分数阶终端滑模控制(fractional-order terminal sliding mode control, FOTSMC)、分数阶快速终端滑模控制(fractional-order fast terminal sliding mode control, FOFTSMC)、连续径向基情感神经网络控制^[12](continuous radial basis emotional neural network, CRBENN)以及自适应模糊神经网络控制^[25](adaptive fuzzy neural network, AFNN)下的 APF 滤波效果进行比较。各控制方法的控制参数和对应 APF 滤波效果分别如表 2 和表 3 所示。

表 2 不同控制方法的控制参数

Table 2 Control parameters under different control methods

控制策略	控制参数
FOTSMC	趋近律: $k_1 = 400, k_2 = 400$
	滑模面: $p_1 = 0.1, p_2 = 20000, \delta = 0.2$
	分数阶阶次: $\lambda = 0.8$
FOFTSMC	趋近律: $k_1 = 400, k_2 = 400$
	滑模面: $p_1 = 300, p_2 = 500, p_3 = 0.8, \delta = 0.2$
	分数阶阶次: $\lambda = 0.8$
AFNN	趋近律: $k_1 = 1000000$
	滑模面: $p_1 = 15, p_2 = 17, c_1 = 10000, \lambda_1 = 0.00001$
CRBENN	趋近律: $k_1 = 10000000000, k_2 = 15, k_3 = 20$
	滑模面: $\alpha_1 = 20, \beta_1 = 1000000, \chi_1 = 800, \varepsilon = 1.2, \rho = 0.5$
TSO-IFOTSMC	趋近律: $k_1 = 260.8311, k_2 = 120.2946, k_3 = 91.73931$
	滑模面: $\alpha = 114.594, \beta = 250.437$
	分数阶阶次: $\lambda_1 = 0.493336, \lambda_2 = 0.036174$

表 3 不同控制方法的 APF 滤波效果

Table 3 Comparison of APF filtering effect under different control methods

控制策略	FOTSMC	FOFTSMC	AFNN	CRBENN	TSO-IFOTSMC
THD/%	2.05	1.65	1.97	1.58	0.78

由表 2 和表 3 可知, TSO-IFOTSMC 的控制参数更小, 控制器更易实现, 同时滤波效果更佳。

3.2 内部参数摄动对 APF 滤波效果的影响

为验证本文所提优化控制下的 APF 在不同参数摄动下的滤波效果, 选择多组不同参数值进行仿真实验。首先, 设置电阻 r 为 0.001Ω , 电感 L 为 10 mH 。然后, 实际选取 APF 内部电阻分别为 0.0005Ω 、 0.001Ω 和 0.0015Ω , 电感分别为 5 mH 、 10 mH 和 15 mH 。通过仿真得到在电感和电阻参数

扰动情况下经 APF 治理后电网侧电流的 THD，如表 4 所示。

由表 4 可以看到，APF 内部参数发生变化后，APF 均能对电网谐波进行治理，并且治理效果较为显著，由此说明本文所设计的控制器具有良好的鲁棒性。

表 4 不同内部参数扰动组合的滤波效果

Table 4 Filtering effect of different perturbation combinations of internal parameters

电阻/ Ω	电感/mH	THD/%
0.0005	5	0.87
0.0005	10	0.89
0.0005	15	3.75
0.001	5	0.78
0.001	10	0.90
0.001	15	3.75
0.0015	5	0.87
0.0015	10	0.88
0.0015	15	3.75

3.3 本文所提控制策略的鲁棒性验证

为充分验证本文所设计的控制器在鲁棒性方面的优势，将其分别与分数阶终端滑模控制和分数阶快速终端滑模控制进行参数扰动和负荷投切模拟仿真比较，同时利用 TSO 算法对 3 种控制策略进行优化。其中，设置电阻 r 为 0.001Ω ，电感 L 为 10 mH ，而实际 APF 内部电路中的电阻为 0.001Ω ，电感为 5 mH 。在 $t=0.2 \text{ s}$ 时投入动态负荷，在 $t=0.25 \text{ s}$ 时切除负荷，得到 3 种控制策略经 TSO 算法优化后的控制参数，如表 5 所示，电流跟踪效果分别如图 7—图 9 所示。

从图 7—图 9 可以看出，当 $t=0.2 \text{ s}$ 时，投入外加负荷，在经过 TSO 算法优化后的 3 种控制策略作用下，补偿电流 i_c 几乎均能完全跟踪指令电流 i_c^* 的变化。当 $t=0.25 \text{ s}$ 时，切除外加负荷，指令电流 i_c^* 发

表 5 TSO 算法优化后的不同控制方法的控制参数

Table 5 Control parameters under different control methods after TSO

控制策略	控制参数
分数阶终端滑模	趋近律: $k_1 = 42.494\ 617\ 2, k_2 = 113.885\ 246$
	滑模面: $\alpha = 60.828\ 603, \beta = 22\ 386.184\ 1, \delta = 0.2$
	分数阶阶次: $\lambda_1 = 0.408\ 249\ 953$
分数阶快速终端滑模	趋近律: $k_1 = 99.648\ 59, k_2 = 73.784\ 22$
	滑模面: $\alpha = 315.201\ 7, \beta = 0.240\ 493, \delta = 0.2$
	分数阶阶次: $\lambda_1 = 0.146\ 024\ 7$
本文所提控制策略	趋近律: $k_1 = 88.401\ 63, k_2 = 11.100\ 44, k_3 = 188.094\ 1$
	滑模面: $\alpha = 9.392\ 978, \beta = 125.886\ 5, \delta = 0.2, \varepsilon = 1.05$
	分数阶阶次: $\lambda_1 = 0.266\ 33, \lambda_2 = 0.0348\ 77$

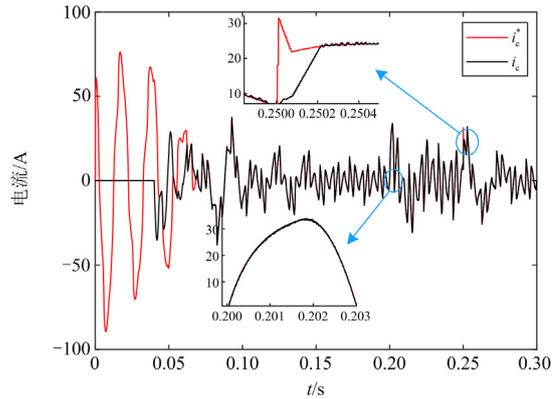


图 7 TSO 算法优化后的分数阶终端滑模控制下的电流跟踪图

Fig. 7 Current tracking diagram under TSO optimized fractional-order terminal sliding mode control

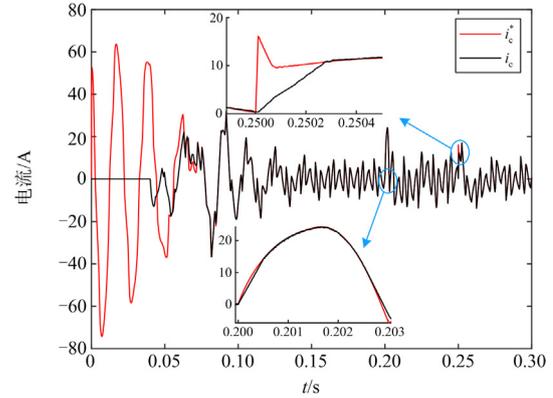


图 8 TSO 算法优化后的分数阶快速终端滑模控制下的电流跟踪图

Fig. 8 Current tracking diagram under TSO optimized fractional-order fast terminal sliding mode control

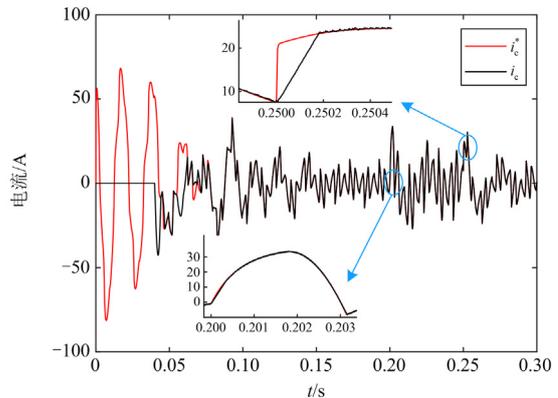


图 9 本文所提优化控制策略的电流跟踪图

Fig. 9 Current tracking diagram of the optimal control strategy proposed

生突变, 由图 7 和图 8 可以看出, 在 FOTSMC 和 FOFTSMC 下的 APF 补偿电流 i_c 未能很好地跟踪指令电流 i_c^* 变化, 但由图 9 可以看出, 在本文所提优化控制算法下的 APF 补偿电流能对指令电流实现完全跟踪。此外, 通过比较负荷切除后的跟踪响应时间可知, 本文所提控制方法所用时间最短, 其次是分数阶终端滑模控制策略, 用时最长的是分数阶快速终端滑模控制策略。由此可见, 本文所提优化控制策略拥有更好的电流跟踪性能和更强的鲁棒性。

4 结论

本文对电网中的谐波治理问题进行了研究, 为进一步提高 APF 的滤波效果和电流跟踪性能, 提出了一种基于 TSO 算法的改进分数阶快速终端滑模控制策略, 并进行了有限时间分析。通过仿真分析和比较, 一方面表明了所提控制方法是有效的; 另一方面表明了利用本文所提优化控制算法不仅可以使控制器获得最优控制参数和最优分数阶阶次, 还能使 APF 具有更好的电流跟踪性能、滤波效果和更强的鲁棒性。

参考文献

- [1] 周娟, 徐高祥, 钊翔坤, 等. LCL 型有源电力滤波器的强鲁棒性控制器优化设计[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(10): 140-152.
ZHOU Juan, XU Gaoxiang, ZHAO Xiangkun, et al. Optimization design of strong robust controller for an LCL-type active power filter[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(10): 140-152.
- [2] 夏焰坤, 朱赵晴, 唐文张, 等. 基于改进秃鹰算法优化极限学习机的谐波发射水平估计[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(1): 156-165.
XIA Yankun, ZHU Zhaoqing, TANG Wenzhang, et al. Harmonic emission level estimation method based on an improved bald eagle search optimized extreme learning machine[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(1): 156-165.
- [3] 陈蓉, 杨勇. 基于多孔分数阶小波变换的谐波检测新方法[J]. 电测与仪表, 2023, 60(11): 142-150, 157.
CHEN Rong, YANG Yong. A novel method for harmonic detection based on fractional wavelet transform with A trous algorithm[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2023, 60(11): 142-150, 157.
- [4] 马永翔, 权学红, 闫群民, 等. 基于 PI+QPR 控制的单相有源电力滤波器研究[J]. 电测与仪表, 2023, 60(3): 165-171.
MA Yongxiang, QUAN Xuehong, YAN Qunmin, et al. Study on the single-phase active power filter based on PI+QPR control[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2023, 60(3): 165-171.
- [5] 荣飞, 孙宗卿, 徐爽, 等. 基于辅助子模块的 MMC 输出电流谐波优化控制方法[J]. 高压电器, 2023, 59(5): 154-162.
RONG Fei, SUN Zongqing, XU Shuang, et al. Harmonic optimization control method of MMC output current based on auxiliary sub-module[J]. High Voltage Apparatus, 2023, 59(5): 154-162.
- [6] FEI J, LIU L, CHEN Y. Finite-time disturbance observer of active power filter with dynamic terminal sliding mode controller[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(2): 1604-1615.
- [7] FEI J, CHEN Y. Dynamic terminal sliding-mode control for single-phase active power filter using new feedback recurrent neural network[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(9): 9904-9922.
- [8] 贺琦. 并联型有源电力滤波器电流控制策略的研究[D]. 太原: 山西大学, 2021.
HE Qi. Research on control technology of inverter based on virtual synchronous generator technology[D]. Taiyuan: Shanxi University, 2021.
- [9] VAN M, GE S S. Adaptive fuzzy integral sliding-mode control for robust fault-tolerant control of robot manipulators with disturbance observer[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2021, 29(5): 1284-1296.
- [10] 袁敞, 毕嘉亮, 陈虎, 等. 多虚拟同步机系统的自适应滑模变结构控制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(8): 26-36.
YUAN Chang, BI Jialiang, CHEN Hu, et al. Adaptive sliding mode variable structure control for multi virtual synchronous machine systems[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(8): 26-36.
- [11] WANG H, FEI J. Nonsingular terminal sliding mode control for active power filter using recurrent neural network[J]. IEEE Access, 2018, 6: 67819-67829.
- [12] 侯世玺, 付士利, 储云迪. 基于情感神经网络的有源电力滤波器智能终端滑模控制[J]. 控制与决策, 2022, 37(8): 2067-2076.
HOU Shixi, FU Shili, CHU Yundi. Emotional neural networks based intelligent terminal sliding mode control for active power filter[J]. Control and Decision, 2022, 37(8): 2067-2076.
- [13] 林洁琼, 杨雪梅, 闫东, 等. 一种改进的双幂次指数趋近律的滑模变结构控制策略[J]. 长春工业大学学报, 2021, 42(3): 193-199, 289.
LIN Jieqiong, YANG Xuemei, YAN Dong, et al. An

- improved sliding mode variable structure control strategy for double power exponential approach law[J]. Journal of Changchun University of Technology, 2021, 42(3): 193-199, 289.
- [14] 谷爱昱, 庞城洁, 乐敏. 基于改进趋近律的 IPMSM 滑模 NDOB 调速控制[J/OL]. 控制工程: 1-9[2023-12-19]. <https://doi.org/10.14107/j.cnki.kzgc.20230382>. GU Aiyu, PANG Chengjie, YUE Min. Sliding mode and nonlinear disturbance observer speed control of IPMSM based on improved reaching law[J/OL]. Control Engineering of China: 1-9[2023-12-19]. <https://doi.org/10.14107/j.cnki.kzgc.20230382>.
- [15] TAO L, CHEN Q, NAN Y, WU C. Double hyperbolic reaching law with chattering-free and fast convergence[J]. IEEE Access, 2018, 6: 27717-27725.
- [16] 王浩, 聂晶莹, 李斌, 等. 电网电压不平衡下交直流混合微电网互联接口变换器分数阶滑模控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(16): 94-103. WANG Hao, NIE Jingying, LI Bin, et al. Fractional order sliding mode control strategy of AC/DC hybrid microgrid interconnection interface converter under grid voltage imbalance[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(16): 94-103.
- [17] 杨旭红, 方浩旭, 贾巍. 基于分数阶滑模控制的直接矩阵变换器控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(19): 158-166. YANG Xuhong, FANG Haoxu, JIA Wei. Research on fractional-order sliding-mode control of a direct matrix converter[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(19): 158-166.
- [18] 孙建民, 崔子晗, 张帅, 等. 基于布谷鸟搜索优化带增益分数阶 PID 的电子节气门控制[J]. 现代制造工程, 2022(3): 41-47, 146. SUN Jianmin, CUI Zihan, ZHANG Shuai, et al. Optimization of electronic throttle with gain fractional PID control based on cuckoo search algorithm[J]. Modern Manufacturing Engineering, 2022(3): 41-47, 146.
- [19] 陈炫儒, 吴立飞, 杨晓忠. 基于改进麻雀搜索算法的分数阶 PID 参数整定[J]. 控制与决策, 2024, 39(4): 1177-1184. CHEN Xuanru, WU Lifei, YANG Xiaozhong. Fractional order PID parameter tuning based on improved sparrow search algorithm[J]. Control and Decision, 2024, 39(4): 1177-1184.
- [20] PODLUBNY I. Fractional differential equations[M]. San Diego: Academic Press, 1999.
- [21] SAMKO S G, KILBAS A A, MARICHEV O I. Fractional integrals and derivatives: theory and applications[M]. Philadelphia: Gordon and Breach Science Publishers, 1993.
- [22] 吴飞. 基于分数阶扰动观测器的永磁同步电机调速系统分数阶滑模控制[D]. 上海: 上海交通大学, 2020. WU Fei. Fractional order sliding mode control PMSM speed regulation system with fractional order disturbance observer[D]. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University, 2020.
- [23] ZHU Q X, HUANG D H, YU B, et al. An improved method combined SMC and MLESO for impedance control of legged robots' electro-hydraulic servo system[J]. ISA Transactions, 2022, 130: 598-609.
- [24] 孙淑琴, 李丞, 李再华, 等. 基于金枪鱼群优化算法的光伏 MPPT 控制策略研究[J]. 电源技术, 2023, 47(9): 1202-1206. SUN Shuqin, LI Cheng, LI Zaihua, et al. Research on photovoltaic MPPT control strategy based on tuna swarm optimization algorithm[J]. Chinese Journal of Power Sources, 2023, 47(9): 1202-1206.
- [25] HOU S, FEI J, CHEN Y. Finite-time adaptive fuzzy-neural-network control of active power filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(10): 10298-10313.

收稿日期: 2024-03-11; 修回日期: 2024-04-22

作者简介:

虞忠明(1988—), 男, 通信作者, 博士, 特聘副教授, 硕士生导师, 研究方向为新型电力系统稳定性分析与控制、无线电能传输技术; E-mail: yuzhgm@sina.com

陈科宇(1996—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力系统稳定与控制; E-mail: cky-ben@outlook.com

陆柯彤(2000—), 女, 硕士研究生, 研究方向为电力系统运行与控制。E-mail: ketong_6@sina.com

(编辑 姜新丽)