



PI型自抗扰广义预测控制的性能分析

任佳, 陈增强, 孙明玮, 孙青林

引用本文:

任佳, 陈增强, 孙明玮, 等. PI型自抗扰广义预测控制的性能分析[J]. 智能系统学报, 2021, 16(1): 66–74.

REN Jia, CHEN Zengqiang, SUN Mingwei, et al. Performance analysis of PI-type active disturbance rejection generalized predictive control[J]. *CAAI Transactions on Intelligent Systems*, 2021, 16(1): 66–74.

在线阅读 View online: <https://dx.doi.org/10.11992/tis.202006041>

您可能感兴趣的其他文章

基于自适应神经模糊推理系统的船舶航向自抗扰控制

Active disturbance rejection control of ship course based on adaptive-network-based fuzzy inference system

智能系统学报. 2020, 15(2): 255–263 <https://dx.doi.org/10.11992/tis.201809047>

基于大变异遗传算法进行参数优化整定的负荷频率自抗扰控制

Active disturbance rejection control of load frequency based on big probability variation's genetic algorithm for parameter optimization

智能系统学报. 2020, 15(1): 41–49 <https://dx.doi.org/10.11992/tis.201906026>

一种新型控制方法——自抗扰控制技术及其工程应用综述

Overview of a novel control method: active disturbance rejection control technology and its practical applications

智能系统学报. 2018, 13(6): 865–877 <https://dx.doi.org/10.11992/tis.201711029>

一类区间二型模糊PI控制器设计算法

An interval type 2 fuzzy PI controller design algorithm

智能系统学报. 2018, 13(5): 836–842 <https://dx.doi.org/10.11992/tis.201703039>

一阶惯性大时滞系统Smith预估自抗扰控制

Smith prediction and active disturbance rejection control for first-order inertial systems with long time-delay

智能系统学报. 2018, 13(4): 500–508 <https://dx.doi.org/10.11992/tis.201705031>

磁通切换型定子永磁电机的建模与线性自抗扰控制

Modeling and linear active-disturbance-rejection control of flux-switching stator permanent magnet motor

智能系统学报. 2018, 13(3): 339–345 <https://dx.doi.org/10.11992/tis.201707028>

微信公众平台



关注微信公众号，获取更多资讯信息

DOI: 10.11992/tis.202006041

PI 型自抗扰广义预测控制的性能分析

任佳¹, 陈增强^{1,2}, 孙明玮¹, 孙青林¹

(1. 南开大学 人工智能学院, 天津 300350; 2. 天津市智能机器人重点实验室, 天津 300350)

摘 要: 为克服自抗扰控制 (active disturbance rejection control, ADRC) 算法在大时滞系统中的局限性, 减小 PI 型广义预测控制 (PI-type generalized predictive control, PI-GPC) 算法的在线计算量, 我们在先前的研究中提出了 PI 型自抗扰广义预测控制 (PI-type active disturbance rejection generalized predictive control, PI-ADRGPC) 算法。本文通过频域分析方法, 对 PI-ADRGPC 算法进行了稳定性分析, 利用 PI-ADRGPC 算法离散形式的开环传递函数绘制其伯德图, 分析了参数变化对 PI-ADRGPC 性能的影响。通过绘制奈奎斯特曲线, 分析了 PI-ADRGPC 算法的稳定性。通过控制一阶惯性环节以及船舶航向控制系统验证了所提出算法的性能。研究结果表明: 与 ADRC-GPC 算法相比, PI-ADRGPC 算法的响应速度更快、控制效果更好。

关键词: PI 型自抗扰广义预测控制; 频域特性; 自抗扰控制; PI 型广义预测控制; 伯德图; 奈奎斯特曲线; 稳定性; 参数调节

中图分类号: TP273 文献标志码: A 文章编号: 1673-4785(2021)01-0066-09

中文引用格式: 任佳, 陈增强, 孙明玮, 等. PI 型自抗扰广义预测控制的性能分析 [J]. 智能系统学报, 2021, 16(1): 66-74.

英文引用格式: REN Jia, CHEN Zengqiang, SUN Mingwei, et al. Performance analysis of PI-type active disturbance rejection generalized predictive control[J]. CAAI transactions on intelligent systems, 2021, 16(1): 66-74.

Performance analysis of PI-type active disturbance rejection generalized predictive control

REN Jia¹, CHEN Zengqiang^{1,2}, SUN Mingwei¹, SUN Qinglin¹

(1. College of Artificial Intelligence, Nankai University, Tianjin 300350, China; 2. Key Lab of Intelligent Robotics of Tianjin, Tianjin 300350, China)

Abstract: To overcome the limitations of the active disturbance rejection control (ADRC) algorithm in large time-delay systems and reduce the amount of online calculation of the PI-type generalized predictive control (PI-GPC) algorithm, we proposed the PI-type active disturbance rejection generalized predictive control (PI-ADRGPC) algorithm in our previous research. In this paper, the frequency domain analysis method is used to analyze the stability of the PI-ADRGPC control algorithm. By using the open-loop transfer function of the discrete form of the PI-GPC algorithm to draw the Bode diagram, the influence of parameter changes on the performance of PI-ADRGPC is analyzed. By drawing the Nyquist curve, the stability of the PI-ADRGPC algorithm is analyzed. The performance of the proposed algorithm is verified by controlling the first-order inertial system and the ship heading control system. The research results show that compared with the ADRC-GPC algorithm, the PI-ADRGPC algorithm has a faster response speed and better control effect.

Keywords: PI-type active disturbance rejection generalized predictive control; frequency domain characteristics; active disturbance rejection control; PI-type generalized predictive control; Bode diagram; Nyquist curve; stability; parameter adjustment

自抗扰控制 (active disturbance rejection con-

trol, ADRC) 和 PI 型广义预测控制 (PI type generalized predictive control, PI-GPC) 都是为解决系统所受到干扰问题而引入的算法。

1988 年韩京清提出 ADRC 算法^[1-2], 通过对系

收稿日期: 2020-06-24.

基金项目: 国家自然科学基金项目 (61973175, 61973172).

通信作者: 陈增强. E-mail: chenzq@nankai.edu.cn.

统受到的总扰动进行估计和补偿, ADRC 算法具有较强的克服干扰的能力, 也因此有着广泛的应用前景。钟斌等^[3]将 ADRC 算法应用于交流感应电动机的精确解耦模型, 从而改善了交流感应电动机的调速性能并且快速跟踪了负载转矩。王东阳等^[4]将 ADRC 算法应用于电压型 PWM 整流器的功率控制, 获得了很好的控制效果。荣智林等^[5]使用滑膜自抗扰算法调节永磁同步电动机的转速, 改进算法具有更好的抗干扰能力。Cao 等^[6]将自抗扰控制用于并网逆变器的电流控制, 并研究了其鲁棒性。Ramirez-Neria 等^[7]将自抗扰控制和微分平滑算法结合, 在欠驱动系统中进行轨迹跟踪, 降低了实验过程中对测量噪声的敏感性。Das 等^[8]在风能转换系统中使用自抗扰控制算法, 增强了向电网传输的有功和无功功率的稳态和瞬态响应, 得到了较好的效果。Wang 等^[9]将自抗扰控制和矢量谐振控制相结合, 用于永磁同步直流电机的电流谐波抑制。从而建立了线性电动机控制平台。Zhou 等^[10]使用基于偏差控制原理的线性自抗扰控制进行并网光伏逆变器的控制, 提高了控制的稳定性和抗干扰性。

1994 年陈增强等^[11]提出了 PI-GPC 算法。通过对过程输出进行多步预测, PI-GPC 算法的动态性能和鲁棒性较好, 被广泛应用于工业生产。仇宝玉等^[12]提出了一种由遗传算法进行参数优化的 PI-GPC 算法, 它有效地解决了 PI-GPC 算法的参数优化问题。为了进一步提高非线性系统控制器的性能, 朱峰等^[13]提出了一种基于 U 模型的非线性系统的 PI-GPC 算法。

尽管有着上述优点, 但是 ADRC 算法在时滞较大的系统中具有局限性; PI-GPC 算法在线计算量大, 在快速系统中的应用受限。因此, 结合两种算法的优势, 我们在先前的研究中设计了 PI 型自抗扰广义预测控制 (PI-ADRGPC) 算法^[14]。该算法不依赖于受控对象的具体模型, 无需在线辨识系统参数, 且可以对总扰动进行在线补偿, 从而将系统简化成串联积分器形式。该算法可以离线求解 Diophantine 方程, 从而使在线计算量得以减少, 克服了 PI-GPC 算法在线计算量大的问题。利用滚动优化的思想对系统输出进行多步预测, 该算法可以克服 ADRC 算法在大时滞系统中的局限性。

1 PI-ADRGPC 介绍

本节将对 PI-ADRGPC 进行详细介绍, 其算法结构如图 1 所示。

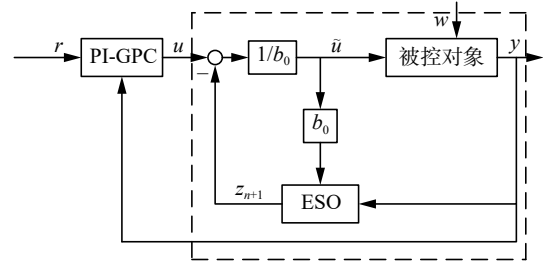


图 1 PI-ADRGPC 算法结构

Fig. 1 PI-ADRGPC algorithm structure diagram

如图 1 所示, 将系统所有外部干扰以及内部未知信息看作总扰动, 用扩张状态观测器 (extended state observer, ESO) 估计该扰动并将其扩张为 x_{n+1} , 然后通过线性状态误差反馈控制律 (linear states error feedback control laws, LSEF) 补偿总扰动, 虚线框内部分被化为积分器串联形式。针对该部分设计 PI-GPC 的控制量 u , 就完成了整个 PI-ADRGPC 的设计。和 ADRC 控制相比, 该控制算法将原来 PD 控制器换成了 PI-GPC, 从而改善了算法性能。

给出以下形式的离散单输入单输出系统, 称为 CARIMA 模型:

$$A(z^{-1})y(k) = B(z^{-1})u(k-1) + \frac{C(z^{-1})\zeta(k)}{\Delta} \quad (1)$$

式中: $u(k-1)$ 是被控对象输入; $y(k)$ 是被控对象输出; z^{-1} 是后移算子; $\zeta(t)$ 是表示扰动的随机序列; $\Delta = 1 - z^{-1}$ 为差分算子。 $A(z^{-1})$ 、 $B(z^{-1})$ 、 $C(z^{-1})$ 分别为

$$\begin{cases} A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + \cdots + a_{n_a} z^{-n} \\ B(z^{-1}) = b_0 + b_1 z^{-1} + \cdots + b_{n_b} z^{-n} \\ C(z^{-1}) = 1 + c_1 z^{-1} + \cdots + c_{n_c} z^{-n} \end{cases}$$

为简单起见, 令 $C(z^{-1}) = 1$ 。

在自抗扰算法中, 对总扰动进行补偿后, 系统简化为串联积分器形式, 一阶系统就是单个积分器。传递函数为

$$G(s) = \frac{1}{s}$$

用零阶保持器对其离散化得到脉冲传递函数:

$$G(z^{-1}) = (1 - z^{-1})Z\left[\frac{G(s)}{s}\right] = \frac{Tz^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (2)$$

忽略扰动 $\zeta(k)$, 则式 (1) 化为

$$A(z^{-1})y(k) = B(z^{-1})u(k-1)$$

其脉冲传递函数可以定义为

$$G(z^{-1}) = z^{-1} \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} \quad (3)$$

由式 (2) 和式 (3) 对比得:

$$A(z^{-1}) = 1 - z^{-1}, B(z^{-1}) = T \quad (4)$$

将丢番图方程写为

$$\begin{cases} 1 = E_j(z^{-1})A(z^{-1})\Delta + z^{-j}F_j(z^{-1}) \\ E_j(z^{-1})B(z^{-1}) = G_j(z^{-1}) + z^{-j}H_j(z^{-1}) \\ E_j(z^{-1}) = e_1 + e_2z^{-1} + \dots + e_jz^{-(j-1)} \\ F_j(z^{-1}) = f_1^j + f_2^jz^{-1} + \dots + f_{n+1}^jz^{-n} \\ G_j(z^{-1}) = g_1 + g_2z^{-1} + \dots + g_jz^{-(j-1)} \\ H_j(z^{-1}) = h_1^j + h_2^jz^{-1} + \dots + h_{n-1}^jz^{-(n-2)} \end{cases} \quad (5)$$

将式 (4) 代入式 (5), 得到一阶系统丢番图方程的解为

$$\begin{aligned} e_j &= j, f_1^j = j+1, f_2^j = -j \\ g_j &= jT, H_j(z^{-1}) = 0 \end{aligned}$$

考虑以下 PI-GPC 算法的性能指标函数:

$$J = E \left\{ \sum_{j=1}^N [K_p(\Delta e(k+j))^2 + K_i e(k+j)^2] + \lambda \sum_{j=1}^{N_u} [\Delta u(k+j-1)]^2 \right\} \quad (6)$$

式中: $K_p \geq 0, K_i > 0$ 是给定常数, 称为比例因子和积分因子; $\Delta u(k+j-1) = 0 (j = N_u, N_u+1, \dots, N)$ 表示当 $j = N_u, N_u+1, \dots, N$ 时, 系统输入不变; N 是预测步长; N_u 是控制步长; 而 $\lambda (\lambda > 0)$ 是控制加权系数。

$$\Delta e(k+j) = e(k+j) - e(k+j-1)$$

式中 $j = 1, 2, \dots, N$ 。

误差序列的计算如式 (7) 所示:

$$e(k+j) = w(k+j) - y(k+j) \quad (7)$$

设计以下柔化序列 $w(k+j)$ 来使输出平缓达到给定值:

$$\bar{W} = [w(k+1), w(k+2), \dots, w(k+N)]^T = F_\alpha y(k) + \bar{F}_\alpha y_r(k) \quad (8)$$

式中: $\alpha (0 \leq \alpha \leq 1)$ 是柔化因子; $y_r(k)$ 是参考轨迹; $F_\alpha = [\alpha, \alpha^2, \dots, \alpha^N]^T$; $\bar{F}_\alpha = [1-\alpha, 1-\alpha^2, \dots, 1-\alpha^N]^T$ 。

j 步后的预测输出为

$$y(k+j) = G_j \Delta u(k+j-1) + F_j y(k) + H_j \Delta u(k-1)$$

令 $y_0(k+j) = F_j y(k) + H_j \Delta u(k-1)$, 所以有

$$y(k+j) = y_0(k+j) + G_j \Delta u(k+j-1) \quad (9)$$

将式 (9) 写为向量形式:

$$\bar{Y} = \bar{Y}_0 + G_i \bar{U} \quad (10)$$

其中

$$\begin{aligned} \bar{Y} &= [y(k+1) y(k+2) \dots y(k+N)]^T \\ \bar{Y}_0 &= [y_0(k+1) y_0(k+2) \dots y_0(k+N)]^T \\ G_i &= \begin{bmatrix} g_0 & & & 0 \\ g_1 & g_0 & & \\ \vdots & \vdots & & \\ g_{N_u-1} & g_{N_u-2} & \dots & g_0 \\ \vdots & \vdots & & \\ g_{N-1} & g_{N-2} & \dots & g_{N-N_u} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$\bar{U} = [\Delta u(k) \Delta u(k+1) \dots \Delta u(k+N_u-1)]^T$$

根据式 (7) 和式 (10), 可得:

$$\begin{aligned} \bar{E} &= \bar{W} - \bar{Y} = \bar{W} - \bar{Y}_0 - G_i \bar{U} \\ \Delta \bar{E} &= \Delta \bar{W} - \Delta \bar{Y} = \Delta \bar{W} - \Delta \bar{Y}_0 - G_p \bar{U} \end{aligned}$$

其中

$$\bar{E} = [e(k+1) e(k+2) \dots e(k+N)]^T$$

$$G_p = \begin{bmatrix} g_0 & & & 0 \\ g_1 - g_0 & g_0 & & \\ \vdots & \vdots & & \\ g_{N_u-1} - g_{N_u-2} & g_{N_u-2} - g_{N_u-3} & \dots & g_0 \\ \vdots & \vdots & & \\ g_{N-1} - g_{N-2} & g_{N-2} - g_{N-3} & \dots & g_{N-N_u} - g_{N-N_u-1} \end{bmatrix}$$

将式 (6) 写为向量形式:

$$\begin{aligned} J &= K_p \Delta \bar{E}^T \Delta \bar{E} + K_i \bar{E}^T \bar{E} + \lambda \bar{U}^T \bar{U} = \\ &K_p [\Delta \bar{W} - \Delta \bar{Y}_0 - G_p \bar{U}]^T [\Delta \bar{W} - \Delta \bar{Y}_0 - G_p \bar{U}] + \\ &K_i [\bar{W} - \bar{Y}_0 - G_i \bar{U}]^T [\bar{W} - \bar{Y}_0 - G_i \bar{U}] + \lambda \bar{U}^T \bar{U} \end{aligned}$$

当 J 为最小值时,

$$\bar{U} = (\lambda I + K_p G_p^T G_p + K_i G_i^T G_i)^{-1} \cdot$$

$$[K_p G_p^T (\Delta \bar{W} - \Delta \bar{Y}_0) + K_i G_i^T (\bar{W} - \bar{Y}_0)] \quad (11)$$

令 $K = [1, 0, 0, \dots, 0]_{N_u \times 1}^T$

$$\Delta u(k) = K^T (\lambda I + K_p G_p^T G_p + K_i G_i^T G_i)^{-1} \cdot$$

$$[K_p G_p^T (\Delta \bar{W} - \Delta \bar{Y}_0) + K_i G_i^T (\bar{W} - \bar{Y}_0)]$$

其中, $\Delta u(k)$ 是 \bar{U} 的第一个分量。

$$u(k) = u(k-1) + R_p^T (\Delta \bar{W} - \Delta \bar{Y}_0) + R_i^T (\bar{W} - \bar{Y}_0)$$

其中,

$$R_p = K_p K^T (\lambda I + K_p G_p^T G_p + K_i G_i^T G_i)^{-1} G_p^T$$

$$R_i = K_i K^T (\lambda I + K_p G_p^T G_p + K_i G_i^T G_i)^{-1} G_i^T$$

则可以得到基于 CARIMA 模型的 PI-ADRG-PC 算法控制律。

为了方便计算, 本文把所得控制律进行简化。

先定义:

$$S = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 0 \\ -1 & & 0 \\ \vdots & & \vdots \\ 0 & & 1 \\ 0 & \dots & -1 \end{bmatrix}$$

则可得 $G_p = S G_i$, $\Delta \bar{W} = S \bar{W}$, $\Delta \bar{Y}_0 = S \bar{Y}_0$ 。使用上述公式简化式 (11), 可以得到:

$$\begin{aligned} \bar{U} &= [\lambda I + K_p G_i^T S^T S G_i + K_i G_i^T G_i]^{-1} \cdot \\ &[K_p G_i^T S^T (S \bar{W} - S \bar{Y}_0) + K_i G_i^T (\bar{W} - \bar{Y}_0)] = \\ &(\lambda I + G_i^T \Omega G_i)^{-1} G_i^T \Omega (\bar{W} - \bar{Y}_0) \\ &\Omega = K_i I + K_p S^T S \end{aligned}$$

2 PI-ADRGPC 的离散形式

由上述分析可知:

$$\Delta u(k) = h^T (\bar{W} - \bar{Y}_0) \quad (12)$$

其中 $h^T = [1, 0, 0, \dots, 0] (\lambda I + G_i^T \Omega G_i)^{-1} G_i^T \Omega$ 。

将式 (8) 代入式 (12) 得:

$$\Delta u(k) = h^T [\bar{F}_\alpha y_r(k) - (F - F_\alpha) y(k) - H \Delta u(k-1)]$$

即

$$T\Delta u(k) = Ry_r(k) - Sy(k) \quad (13)$$

其中 $R = \mathbf{h}^T \bar{\mathbf{F}}_\alpha$, $S = \mathbf{h}^T (\mathbf{F} - \mathbf{F}_\alpha)$, $T = 1 + z^{-1} \mathbf{h}^T \mathbf{H}(z^{-1})$ 。

已知

$$y(k) = G(z^{-1})u(k) \quad (14)$$

式 (14) 两边同乘 $T\Delta$, 并代入式 (13) 得:

$$y(k) = \frac{G(z^{-1})D(z^{-1})}{1 + G(z^{-1})H(z^{-1})}y_r(k)$$

其中 $D(z^{-1}) = \frac{R}{T\Delta}$, $H(z^{-1}) = \frac{S}{T\Delta}$ 。

PI-GPC 算法可以转化为闭环离散系统的形式, 结构如图 2 所示。

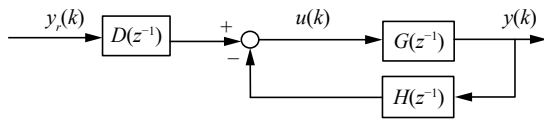


图 2 PI-GPC 算法控制下的闭环反馈结构

Fig. 2 Closed-loop feedback structure under the control of PI-GPC algorithm

LESO 的内模控制结构如图 3 所示^[15]。

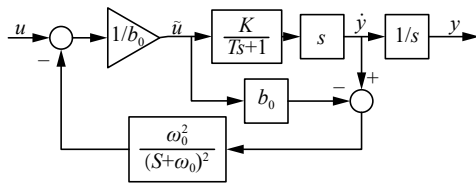


图 3 LESO 的内模控制结构

Fig. 3 Internal model control structure of LESO

所以 PI-ADRGPC 下的闭环离散系统结构如图 4 所示^[16]。

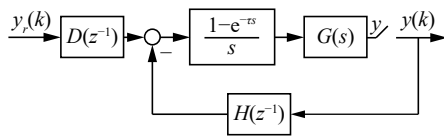


图 4 PI-ADRGPC 算法的闭环反馈结构

Fig. 4 Closed-loop feedback structure of PI-ADRGPC

对于一阶惯性环节

$$G_p(s) = \frac{K}{Ts+1}$$

ESO 内模结构下的闭环传递函数为

$$G(s) = \frac{b_0(s+w_o)^2}{Tb_0s^3 + (2w_o b_0 T + 1)s^2 + (2w_o b_0 + w_o^2 b_0)s}$$

设

$$Z \left[\frac{1-e^{-Ts}}{s} \cdot \frac{b_0(s+w_o)^2}{Tb_0s^3 + (2w_o b_0 T + 1)s^2 + (2w_o b_0 + w_o^2 b_0)s} \right]$$

则闭环系统的特征方程为

$$1 + G(z^{-1})H(z^{-1}) = 0$$

因此, 只需考虑开环传递函数的频率响应。

$$G(z^{-1})H(z^{-1}) = \frac{z^{-1}B(z^{-1})S(z^{-1})}{A(z^{-1})T(z^{-1})\Delta}$$

3 PI-ADRGPC 的稳定性检测

给出以下一阶惯性环节:

$$G(s) = \frac{2}{2s+1}$$

控制过程中采样时间 $T_0 = 0.1$, 控制增益的估值价 $b_0 = 1$ 。

所以, PI-ADRGPC 算法主要受参数 N 、 w_o 、 α 、 λ 、 N_u 、 K_p 、 K_i 的影响。对参数进行调整, 并且通过 Bode 图来分析参数变化对系统性能的影响。

3.1 N 改变对系统性能的影响

当 N 分别取 5、8、10、17、20、30、40 时, 取 $\lambda = 0.005$, $\alpha = 0.2$, $w_o = 8$, $N_u = 1$, $K_p = 0.1$, $K_i = 1$ 开环系统的 Bode 图如图 5 所示。

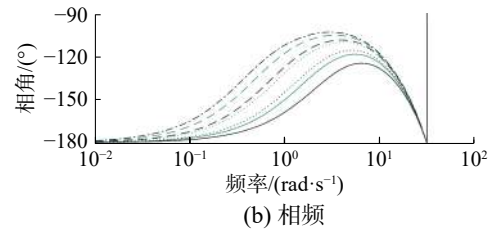
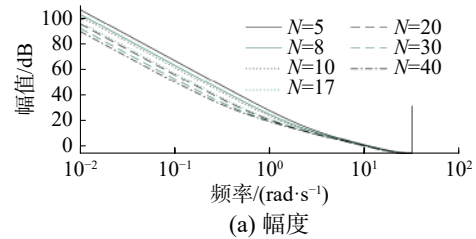


图 5 当 $N_u = 1$, N 改变时的 Bode 图

Fig. 5 Bode diagram when N changes ($N_u = 1$)

实验结果显示, 当 $N_u = 1$ 时, N 取值较大, 系统截止频率小, 响应速度慢, 但是相角裕度较大, 稳定性较好。

当 $N_u = 2$ 时, 开环系统的伯德图如图 6 所示。对应的相角裕度和截止频率如表 1 所示。

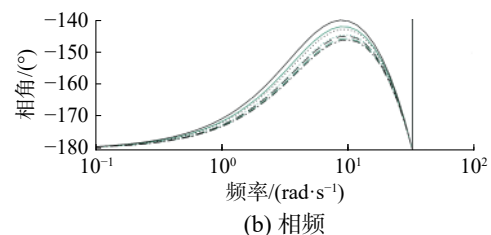
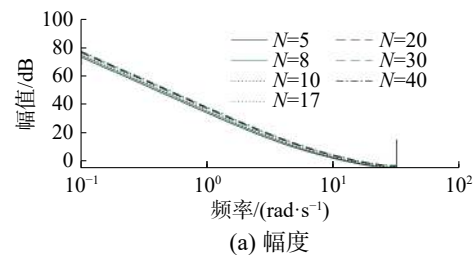


图 6 当 $N_u = 2$, N 改变时的 Bode 图

Fig. 6 Bode diagram when N changes ($N_u = 2$)

表 1 当 $N_u = 2$, N 变化时的相角裕度和截止频率
Table 1 Crossover frequency and phase margin under different N ($N_u = 2$)

N	相角裕度/(°)	截止频率/(rad·s ⁻¹)
5	37.37	12.54
8	34.90	13.39
10	33.68	13.86
17	31.08	14.95
20	30.40	15.26
30	28.97	15.92
40	28.17	16.30

从图 6 和表 1 可得, 预测时域的改变会同时影响系统的相角裕度和截止频率。 $N_u = 2$ 时, N 取值较小, 系统截止频率小, 响应速度慢, 但是相角裕度较大, 稳定性较好。

当 $N_u = 3$ 时, 开环系统的 Bode 图如图 7 所示。

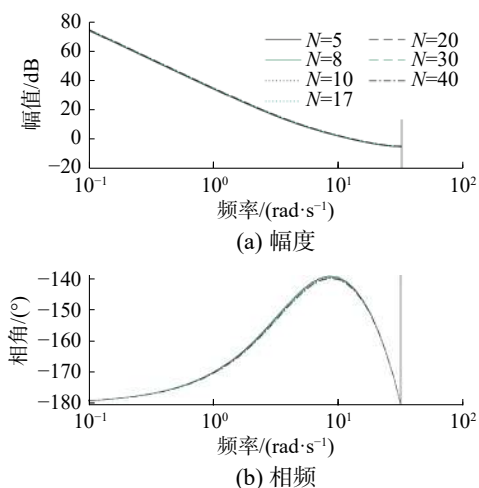


图 7 当 $N_u = 3$, N 改变时的 Bode 图
Fig. 7 Bode diagram when N changes ($N_u = 3$)

实验结果显示, 当 $N_u = 3$ 时, 随着 N 的改变, 系统性能几乎不发生变化。因此 N_u 取值越大, N 的改变对系统性能的影响越不明显。

N 改变对系统性能的影响也和 N_u 的取值相关。应选择合适的预测时域, 使控制过程既能得到较快的响应速度, 又具有较好的稳定性。

3.2 w_o 改变对系统性能的影响

当 w_o 分别取 4、5、8、12、18、25、40、60 时, 取 $N = 17$, $\lambda = 0.005$, $\alpha = 0.2$, $N_u = 2$, $K_p = 0.1$, $K_I = 1$, 开环系统的 Bode 图如图 8 所示。

随着 w_o 增加, 系统的截止频率和相角裕度几乎不变, 但是 ESO 的精度提高了。即 w_o 起滤波作用, w_o 越大, 系统的输入输出对噪声就越敏感。因此 w_o 应该限制在一定范围内以获得较好的控制效果。

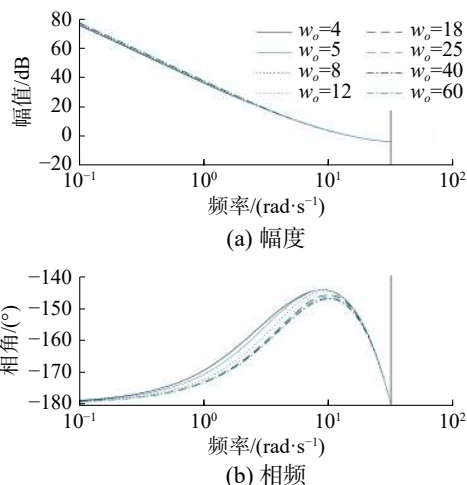


图 8 w_o 改变时的 Bode 图
Fig. 8 Bode diagram when w_o changes

3.3 α 改变对系统性能的影响

当 α 分别取 0、0.1、0.2、0.4、0.5、0.6、0.7、0.9 时, 取 $N = 17$, $\lambda = 0.005$, $w_o = 8$, $N_u = 2$, $K_p = 0.1$, $K_I = 1$, 开环系统的 Bode 图如图 9 所示。

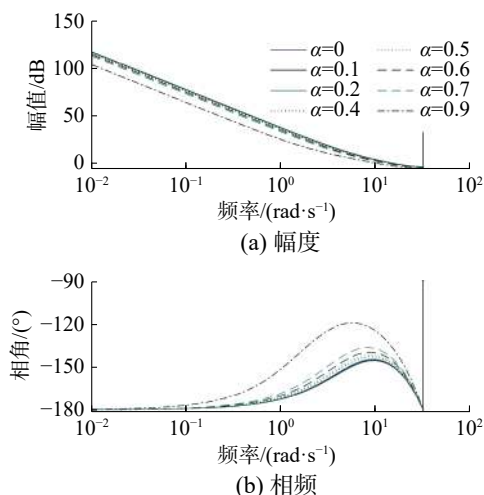


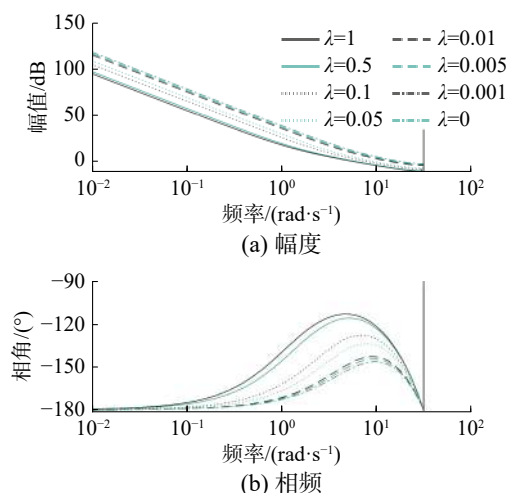
图 9 α 改变时的 Bode 图
Fig. 9 Bode diagram when α changes

由图 9 可得, α 取较大值时, 系统的截止频率较低, 响应速度慢, 影响了系统的动态性能, 但是系统稳定性较好。因此在确定了预测时域值 N 的基础上进行参数调节, α 应在 1 附近取值, 才能获得较好的控制效果。

3.4 λ 改变对系统性能的影响

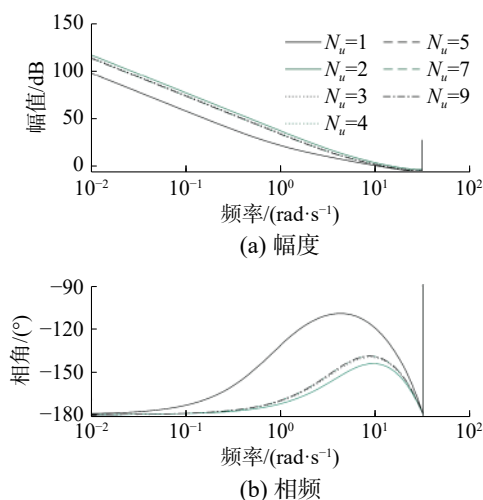
当 λ 分别取 1、0.5、0.1、0.05、0.01、0.005、0.001、0 时, 取 $N = 17$, $\alpha = 0.2$, $w_o = 8$, $N_u = 2$, $K_p = 0.1$, $K_I = 1$, 开环系统的 Bode 图如图 10 所示。

由图 10 可得, 随着 λ 减小, 系统的截止频率升高, 响应速度变快。但同时系统的相角裕度减小, 稳定性降低, 而且也出现了超调。相反, 如果 λ 增大, 则相角裕度增加, 超调消失, 但响应速度减慢。所以实际会选择较小的 λ 。

图 10 λ 改变时的 Bode 图Fig. 10 Bode diagram when λ changes

3.5 N_u 改变对系统性能的影响

当 N_u 分别取 1、2、3、4、5、7、9 时, 取 $N = 17$, $\lambda = 0.005$, $\alpha = 0.2$, $w_o = 8$, $K_p = 0.1$, $K_i = 1$ 。开环系统的 Bode 图如图 11 所示。对应的相角裕度和幅值裕度如表 2 所示。

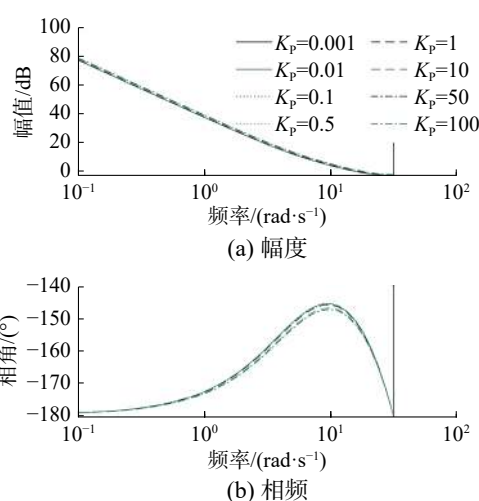
图 11 N_u 改变时的 Bode 图Fig. 11 Bode diagram when N_u changes表 2 N_u 变化时的相角裕度和截止频率Table 2 Crossover frequency and phase margin under different N_u

N_u	相角裕度/(°)	截止频率/(rad·s ⁻¹)
1	57.71	10.81
2	31.08	14.95
3	36.98	12.87
4	38.44	12.27
5	38.51	12.21
6~7	38.50	12.21

在 PI-GPC 中应满足 $N_u \leq N$ 。图 11 和表 2 显示, 当 $N_u = 1$ 时, 截止频率最小, 系统响应速度最慢。但是相角裕度最大, 稳定性强。当 $N_u > 1$ 时, 系统的响应速度比 $N_u = 1$ 时快。但相角裕度与 $N_u = 1$ 时相比下降, 系统的稳定性降低。当 $N_u = 2$ 时, 截止频率最大, 系统响应速度最快。但是相角裕度最小, 稳定性差。因此, 要根据对控制效果的要求选择合适的 N_u 值。

3.6 K_p 改变对系统性能的影响

当 K_p 分别取 0.001、0.01、0.1、0.5、1、10、50、100 时, 取 $N = 17$, $\lambda = 0.005$, $\alpha = 0.2$, $w_o = 8$, $N_u = 2$, $K_i = 1$ 开环系统的 Bode 图如图 12 所示。

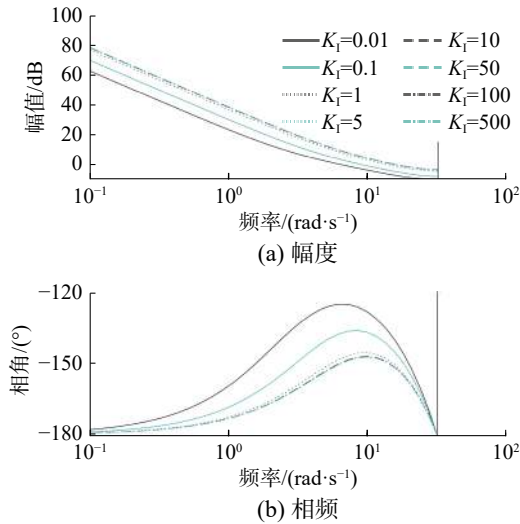
图 12 K_p 改变时的 Bode 图Fig. 12 Bode diagram when K_p changes

从图 12 中可以看出, 随着 K_p 的变化, 系统的截止频率和相角裕度变化不明显。当 K_p 取值较小时, 系统截止频率小, 响应速度慢, 但相角裕度较大, 稳定性较好。应该选择合适的 K_p , 使控制过程既能得到较快的响应速度, 又具有较好的稳定性。

3.7 K_i 改变对系统性能的影响

当 K_i 分别取 0.01、0.1、1、5、10、50、100、500 时, 取 $N = 17$, $\lambda = 0.005$, $\alpha = 0.2$, $w_o = 8$, $N_u = 2$, $K_p = 0.1$ 开环系统的 Bode 图如图 13 所示。

实验结果显示, K_i 的改变会同时影响系统的相角裕度和截止频率。当 K_i 取值较小时, 系统截止频率小, 响应速度慢, 但是相角裕度较大, 稳定性较好。但当 $K_i \geq 5$ 时, 系统的截止频率和相角裕度几乎不随着 K_i 变化, 所以 K_i 的选择不需要过大。应该选择合适的 K_i , 使控制过程既能得到较快的响应速度, 又具有较好的稳定性。

图 13 K_i 改变时的 Bode 图Fig. 13 Bode diagram when K_i changes

3.8 实验例证

3.8.1 一阶线性系统验证

对于上述系统,当控制器参数为 $N=17$, $w_o=8$, $\lambda=0.005$, $\alpha=0.2$, $N_u=2$, $K_p=0.1$, $K_i=1$ 时,其离散系统的开环传递函数为

$$G(z^{-1})H(z^{-1}) = \frac{1.65z^{-1} - 2.375z^{-2} + 1.134z^{-3} - 0.1798z^{-4}}{1 - 2.859z^{-1} + 2.911z^{-2} - 1.243z^{-3} + 0.192z^{-4}}$$

可以得出离散系统的奈奎斯特图,如图 14 所示。从图 14 可以看出,系统的奈氏曲线逆时针绕 $(-1, j0)$ 点 0 圈,它的开环传递函数在单位圆外没有特征根,因此离散系统稳定。

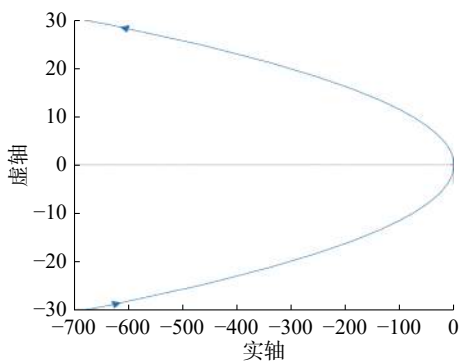


图 14 离散系统的奈奎斯特图

Fig. 14 Nyquist diagrams of discrete systems

将 PI-ADRGPC 算法的控制效果和 ADRC-GPC 算法进行对比,两种算法的参数如表 3 所示,其输出响应对比如图 15 所示。

由图 15 和表 4 可知,对于一阶线性系统,由 PI-ADRGPC 算法控制的系统输出上升时间短、调节时间短,控制过程响应速度更快。ITAE 性能指标小,PI-ADRGPC 具有更好的控制效果。

表 3 两种控制器的参数

Table 3 Parameters of the two controllers

控制算法	控制器参数
PI-ADRGPC	$N=17, N_u=2, \omega_o=8, \lambda=0.005,$ $\alpha=0.2, h=0.1, b_0=1, K_p=0.1, K_i=1$
ADRC-GPC	$N=10, N_u=2, \omega_o=10, \lambda=0.005,$ $\alpha=0.2, h=0.1, b_0=1$

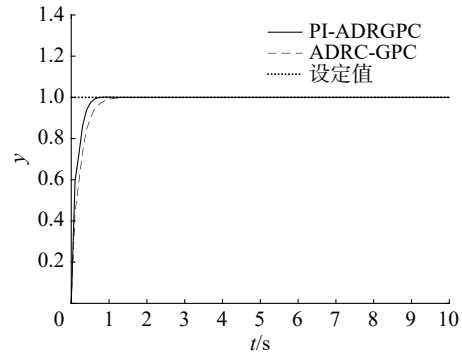


图 15 输出响应对比

Fig. 15 Comparison graph of output response

表 4 控制过程的性能指标

Table 4 Performance indexes of the control processes

性能指标	PI-ADRGPC	ADRC-GPC
上升时间 t_r/s	0.7	1.2
调节时间 t_s/s	0.7	1.2
超调量 $M_p/\%$	0	0
静差	0	0
ITAE ²	0.1905	0.4624

控制过程中,系统的性能指标如表 4 所示。表 4 中数据的计算阈值为 $\pm 0.5\%$,即控制量达到 $100\% \pm 0.5\%$ 时计算上升时间、调节时间、超调量和静差。其中 ITAE 为时间与绝对误差乘积积分。

3.8.2 船舶航向控制验证

为检验算法在实际系统中的性能,本文使用 PI-ADRGPC 控制船舶航向,并将其与使用 ADRC-GPC 算法的控制效果进行比较。

船舶的非线性响应模型可以表示为

$$\begin{cases} \dot{\psi} = r \\ \dot{r} = -\frac{1}{T}r - \frac{\alpha}{T}r^3 + \frac{K}{T}\delta \\ \dot{\delta} = K_E(\delta_r - \delta)/T_E \end{cases}$$

式中: ψ 表示船舶的实时航向; δ 为舵机输出的实际舵角; δ_r 为舵机输出舵角的期望值; r 为航向角速度; K 、 T 为船舶操纵性指数; α 为非线性系数,

K_E 为舵机控制增益; T_E 为舵机时间常数^[17]。

本文选择“育龙轮”为实验对象。当航速为 7.2 m/s 时, 其操纵性指数为 $K = 0.478 \text{ s}^{-1}$, $T = 216 \text{ s}$, $\alpha = 30$; 舵机特性参数 $K_E = 1$, $T_E = 2.5 \text{ s}$, 舵机的最大舵角^[18] 为 35° 。

一般情况下, 船舶航行过程中会受到二阶波浪力干扰, 在 200 s 之后给船施加一个频率为 0.1 rad/s, 幅值为 4° 的等效正弦干扰, 如式 (15) 所示:

$$w(t) = 4 \sin(0.1t) \quad (15)$$

船舶航向控制器参数如表 5 所示。船舶航向输出曲线如图 16 所示。

表 5 船舶航向控制器的参数
Table 5 Parameters of the ship heading controllers

控制算法	控制器参数
PI-ADRGPC	$N=7, N_u=1, \omega_o=9.839 \ 2, \lambda=1.509,$
	$\alpha=0.118 \ 1, h=0.1, b_0=0.002 \ 2,$ $K_I=0.000 \ 000 \ 005, K_p=0.000 \ 000 \ 01$
ADRC-GPC	$N=9, N_u=3, \omega_o=8.502 \ 6, \lambda=4.598 \ 9,$
	$\alpha=0.998 \ 5, h=0.1, b_0=0.002 \ 2$

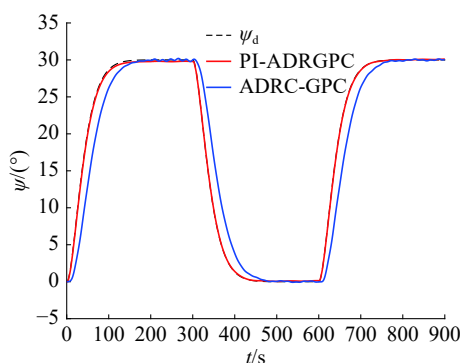


图 16 船舶航向输出响应对比

Fig. 16 Ship heading output response comparison graph

由图 16 得, PI-ADRGPC 控制器对船舶航向的跟踪偏差比 ADRC-GPC 控制器小。经计算 PI-ADRGPC 控制器控制船舶航向平均误差 (每个采样点误差的绝对值除以采样点个数) 为 0.121 9。ADRC-GPC 控制器控制平均误差为 1.904 8。所以 PI-ADRGPC 控制器对船舶航向的控制效果优于 ADRC-GPC 控制器。

4 结束语

为克服 ADRC 算法在大时滞系统中具有局限性、PI-GPC 算法在线计算量大的缺点, 我们提出了 PI-ADRGPC 算法。本文利用频域法对该算法进行了分析。针对一阶线性系统, 推导了 PI-ADRGPC 算法的闭环反馈结构, 证明了算法的稳定

性; 利用开环传递函数的频域特性, 分析了参数变化对 PI-ADRGPC 性能的影响; 将所提出的算法应用于一阶线性系统和船舶航向控制系统, 验证了算法的性能。仿真结果显示, 所提出的算法和传统 ADRC 和 ADRC-GPC 算法相比具有更快的响应速度和更短的调节时间。在未来, 我们将继续提高算法的性能并加以推广。

参考文献:

- [1] 韩京清. 自抗扰控制技术: 估计补偿不确定因素的控制技术 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2008.
- [2] 韩京清. 反馈系统中的线性与非线性 [J]. 控制与决策, 1988(2): 27–32, 65.
HAN Jingqing. Linearity and nonlinearity in feedback systems[J]. Control and decision, 1988(2): 27–32, 65.
- [3] 钟斌, 马莉丽. 交流感应电动机精确解耦模型的自抗扰控制 [J]. 辽宁工程技术大学学报 (自然科学版), 2015, 34(2): 217–222.
ZHONG Bin, MA Lili. Active disturbance rejection control of AC asynchronous motor's precise decoupling model[J]. Journal of Liaoning Technical University (natural science), 2015, 34(2): 217–222.
- [4] 王东阳, 王奔, 吴桂良. 基于非线性自抗扰方法的电压型整流器直接功率控制策略 [J]. 电测与仪表, 2015, 52(6): 77–81.
WANG Dongyang, WANG Ben, WU Guiliang. Voltage rectifier direct power control strategy based on nonlinear ADRC method[J]. Electrical measurement & instrumentation, 2015, 52(6): 77–81.
- [5] RONG Zhilin, HUANG Qing. A new PMSM speed modulation system with sliding mode based on active-disturbance-rejection control[J]. Journal of Central South University, 2016, 23(6): 1406–1415.
- [6] CAO Yongfeng, ZHAO Qiangsong, YE Yongqiang, et al. ADRC-based current control for grid-tied inverters: design, analysis, and verification[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2020, 67(10): 8428–8437.
- [7] RAMIREZ-NERIA M, MADONSKI R, SHAO S, et al. Robust tracking in underactuated systems using flatness-based ADRC with cascade observers[J]. Journal of dynamic systems, measurement, and control, 2020, 142(9): 091002.
- [8] DAS S, SUBUDHI B. A two-degree-of-freedom internal model-based active disturbance rejection controller for a wind energy conversion system[J]. IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics, 2020, 8(3): 2664–2671.
- [9] WANG Zhen, ZHAO Jiwen, WANG Lijun, et al. Combined vector resonant and active disturbance rejection con-

- trol for PMSLM current harmonic suppression[J]. *IEEE transactions on industrial informatics*, 2020, 16(9): 5691–5702.
- [10] ZHOU Xuesong, WANG Jiayao, MA Youjie. Linear active disturbance rejection control of grid-connected photovoltaic inverter based on deviation control principle[J]. *Energies*, 2020, 13(5): 3790.
- [11] 陈增强, 车海平, 袁著祉. 具有比例积分结构的广义预测自校正控制器[J]. *控制与决策*, 1994, 9(2): 105–110.
CHEN Zengqiang, CHE Haiping, YUAN Zhuzhi. A generalized predictive self-tuning controller with proportion and integration structure[J]. *Control and decision*, 1994, 9(2): 105–110.
- [12] 仇宝玉, 肖军. 基于 GA 参数优化整定的 PI 型广义预测控制[J]. *科学技术与工程*, 2011, 11(2): 367–370.
ZHANG Baoyu, XIAO Jun. PI-type generalized predictive control based on GA parameter optimization and tuning[J]. *Science technology and engineering*, 2011, 11(2): 367–370.
- [13] 朱峰, 于佐军, 胡云朕. 基于 U 模型的非线性系统的比例积分型广义预测控制[C]//第 25 届中国过程控制会议论文集. 大连, 中国, 2014: 958–965.
ZHU Feng, YU Zuojun, HU Yunlian. U-model based PI-GPC controller for a class of non-linear dynamic plant[C]//Proceedings of the 25th Chinese Process Control Conference. Dalian, China, 2014: 958–965.
- [14] REN J, CHEN Z, SUN M, et al. Design and implementation of the PI-type active disturbance rejection generalized predictive control[C]//Proceedings of the 9th Data Driven Control and Learning Systems Conference. Lijuzhou, China, 2020: 12–17.
- [15] 徐琦, 孙明玮, 陈增强, 等. 内模控制框架下时延系统扩张状态观测器参数整定[J]. *控制理论与应用*, 2013, 30(12): 1641–1645.
XU Qi, SUN Mingwei, CHEN Zengqiang, et al. Extended state observer tuning for time-delay systems in the framework of internal model control[J]. *Control theory & applications*, 2013, 30(12): 1641–1645.
- [16] 陈增强, 吴瑕, 孙明玮, 等. 基于频域的自抗扰广义预测控制的稳定性分析[J]. *哈尔滨工程大学学报*, 2018, 39(6): 1046–1051.
CHEN Zengqiang, WU Xia, SUN Mingwei, et al. Stability of active disturbance rejection generalized predictive control based on frequency domain[J]. *Journal of Harbin Engineering University*, 2018, 39(6): 1046–1051.
- [17] 秦贝贝, 陈增强, 孙明玮, 等. 基于自适应神经模糊推理系统的船舶航向自抗扰控制[J]. *智能系统学报*, 2020, 15(2): 255–263.
QIN Beibei, CHEN Zengqiang, SUN Mingwei, et al. Active disturbance rejection control of ship course based on adaptive- network-based fuzzy inference system[J]. *CAAI transactions on intelligent systems*, 2020, 15(2): 255–263.
- [18] 李荣辉. 欠驱动水面船舶航迹自抗扰控制研究[D]. 大连: 大连海事大学, 2013.
LI Ronghui. Active disturbance rejection based tracking control of underactuated surface ships[D]. Dalian: Dalian Maritime University, 2013.

作者简介:



任佳, 硕士研究生, 主要研究方向为智能预测控制、自抗扰控制。



陈增强, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为智能控制、预测控制、自抗扰控制。中国系统仿真学会理事, 中国人工智能学会智能空天专业委员会副主任, 天津市自动化学会理事。主持完成国家 863 项目和国家自然科学基金项目 6 项, 获省部级科技进步奖 4 次。发表学术论文 300 余篇。



孙明玮, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为飞行器制导与控制、自抗扰控制。中国自动化学会数据驱动控制、学习与优化专业委员会委员。主持国防科技攻关基金项目和国家自然科学基金项目 4 项, 获国防科技进步奖 3 次。发表学术论文 50 余篇。