

文章编号: 1000-8608(2019)01-0088-09

非最小相位时滞系统新型Smith自抗扰控制及其鲁棒性

陈增强*, 王永帅, 孙明玮, 孙青林

(南开大学 人工智能学院, 天津 300350)

摘要: 非最小相位对象是工业控制中的典型难题, 尤其当不稳定极点或零点与时滞同时存在时, 系统更难实现稳定控制。基于含不稳定极点的一阶时滞对象, 通过引入两个比例反馈设计了新型 Smith 自抗扰控制器, 分析了两个反馈的作用机理, 并得到了系统模型误差的最大允许边界。当对象参数摄动时, 运用仿真研究了系统的频域和时域特性, 绘制了不同模型下的最大误差边界值与频率的关系。最后, 通过蒙特卡罗试验验证了新型 Smith 自抗扰控制器的抗扰能力优于改进的 Smith-PID 控制器。

关键词: 不稳定极点; 时滞系统; 改进 Smith 预估器; 自抗扰控制; 鲁棒稳定性

中图分类号: TP273

文献标识码: A

doi: 10.7511/dlgxb201901012

0 引言

非最小相位对象是指在右半复平面存在零点、极点或含有时延的一类被控对象^[1]。当被控对象含时延环节时, 时延越大, 系统越难控制。当不稳定极点和时延同时存在时, 被控对象的镇定和控制是极具挑战的。随着工业的迅速发展和复杂化, 非最小相位对象的出现不可避免, 而且越来越普遍。

非最小相位对象广泛存在于化学反应器^[2]、电力电子变换器^[3-4]、倒立摆^[5]、自主水下航行器^[6]等。右半复平面零点的存在会导致时域响应的逆向行为和向下超调以及频域响应的带宽限制。时延的存在会使对象的输入变化在输出端的效果延迟一段时间, 给控制性能带来严重影响。右半复平面极点的存在也会给投入使用、带宽下界以及超调带来限制。所以, 右半复平面极点、零点和时延同时存在, 将使系统难以控制^[7]。

针对非最小相位对象, 已有很多学者进行了研究与控制, 如滑模控制^[8]、鲁棒控制^[9]、内模控制^[10]、模糊控制^[11]和神经网络^[12]等。韩京清提出并发展了自抗扰控制 (active disturbance rejection control, ADRC) 技术^[13-15], 由于其能够

实时估计和补偿扰动, 得到了理论领域和控制领域的广泛关注。非线性自抗扰控制技术调节参数过多、分析困难, Gao 提出了线性自抗扰控制 (LADRC) 技术^[16], 因其分析设计简单, 得到了深入的研究^[17-19]与广泛的应用^[20-22]。

线性自抗扰控制技术已成功应用于各种被控对象, 部分学者对非最小相位时滞对象进行了自抗扰控制器设计与分析。针对含有一个零点的非最小相位系统, 文献[23]、[24]设计了自抗扰控制器: 文献[23]说明了自抗扰控制技术可以较好地控制非最小相位对象, 文献[24]分析了控制参数对系统性能的影响。针对含右半复平面零点或时滞的被控对象, 将自抗扰控制与前馈控制相结合得到了快速的响应效果^[25]。文献[26]将前馈控制与改进 ESO 相结合来控制含有不稳定零点的对象, 体现了模型辅助的自抗扰控制技术对复杂被控对象的有效性。在自抗扰控制技术基础上, 用跟踪微分器对输入进行预估, 从而控制具有不稳定极点和较小时滞的对象^[27]。

基于以上可知, 单独的自抗扰控制技术可以实现对含有零点或极点的非最小相位对象的控制, 若系统中同时存在时滞环节, 当时滞较小(不

超过 0.5 s 时, 自抗扰控制技术也可以稳定控制。但随着时滞的增大, 单独的自抗扰控制技术变得无能为力, 所以需要将解决时滞问题的方法与自抗扰控制技术结合, 从而用复合控制实现对非最小相位大时滞系统的控制。

因此, 针对具有外界扰动或内部不确定的非最小相位大时滞对象, 本文通过引入两个比例反馈控制器, 设计新型 Smith 自抗扰控制器, 分析两个反馈控制器的作用机理, 推导被控对象摄动时的最大模型误差边界。通过仿真从频域和时域两方面分析系统的稳定性, 最后运用蒙特卡罗试验验证此方法的鲁棒性。

1 自抗扰控制基本原理

自抗扰控制以线性扩张状态观测器 (linear extended state observer, LESO) 为核心, 同时包含状态和扰动估计、误差反馈和扰动补偿几部分。一阶系统线性自抗扰控制图如图 1 所示。

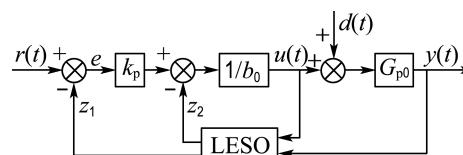


图 1 一阶系统线性自抗扰控制图

Fig. 1 Diagram of LADRC for the first-order systems

针对如下一阶非最小相位时滞对象

$$G_{p0} = \frac{K_p}{T_p s - 1} e^{-\tau_p s}$$

可以写成如下微分形式:

$$\dot{y} = \frac{1}{T_p} y + \frac{K_p}{T_p} u(t - \tau_p)$$

令 $f = \frac{1}{T_p} y + \frac{K_p}{T_p} u(t - \tau_p) - b_0 u$, 并将其看作

总扰动, 则

$$\dot{y} = f(y, u, d) + b_0 u \quad (1)$$

其中 y 和 u 分别为系统的输出量和控制量, d 为未知的外部扰动, b_0 为不确定的模型参数; f 为总扰动, 包含了对象不确定性造成的内部扰动和外部扰动。

令 $y = x_1$, $f = x_2$, 则式(1)的状态方程为

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \mathbf{A}x + \mathbf{B}u + \mathbf{E}f \\ y &= \mathbf{C}x \end{aligned} \quad (2)$$

其中 $\mathbf{X} = (x_1 \ x_2)^T$. 对式(2)设计扩张状态观测器:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{Z}} &= \mathbf{A}\mathbf{Z} + \mathbf{B}u + \mathbf{L}(y - \hat{y}) \\ \hat{y} &= \mathbf{C}\mathbf{Z} \end{aligned} \quad (3)$$

其中 $\mathbf{Z} = (z_1 \ z_2)^T$ 和 $\mathbf{L} = (\beta_1 \ \beta_2)^T$ 分别为扩张状态观测器的估计状态和带宽, 且

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{pmatrix} b_0 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{C} = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}^T, \quad \mathbf{E} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}$$

控制量

$$u = \frac{k_p(r - z_1) - z_2}{b_0} \quad (4)$$

其中 r 为给定的参考输入值, k_p 为比例控制器带宽。

系统的观测器和控制器带宽分别为

$$\mathbf{L} = (\beta_1 \ \beta_2)^T = (2\omega_o \ \omega_o^2)^T, \quad k_p = \omega_c \quad (5)$$

针对如下被控对象:

$$G_0 = \frac{2}{10s - 1} e^{-5s} \quad (6)$$

随着时滞的增大, 估计总扰动与实际总扰动存在较大偏差, 无法完全抵消, 所以单独的自抗扰控制器变得无能为力(见图 2)。因此, 基于一阶含右半复平面极点的大时滞对象, 将自抗扰与 Smith 预估器结合, 虽然可以实现对非最小相位大时滞对象的控制, 但是对不稳定极点参数变得极其敏感, 只有 Smith 预估器不稳定极点与被控对象完全一样才可以得到稳定的输出(见图 3)。

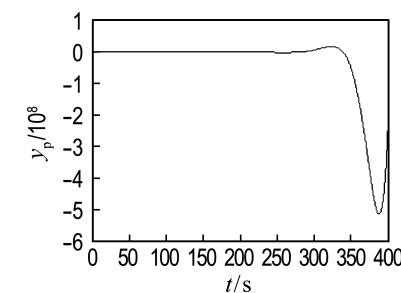
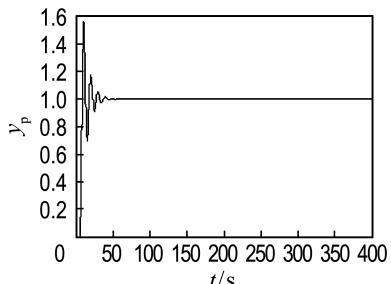


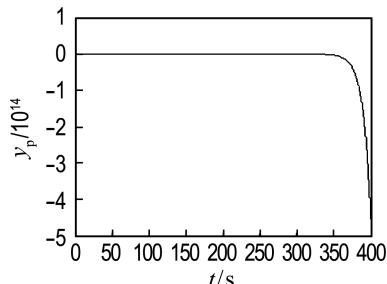
图 2 非最小相位时滞系统线性自抗扰控制图

Fig. 2 Diagram of LADRC for non-minimum phase time-delay systems

不稳定极点的存在使得 Smith 预估器的不稳定极点参数必须与被控对象完全匹配, 大大增加了 Smith 预估器的设计难度。因此, 应用新型的 Smith 自抗扰控制来解决如上问题。



(a) 被控对象参数与 Smith 预估器相同



(b) 被控对象不稳定极点与 Smith 预估器不同

图 3 输出曲线

Fig. 3 Output curves

2 新型 Smith 自抗扰控制

当被控对象参数发生摄动时,标准的 Smith 自抗扰控制不能得到稳定的输出,所以引入比例反馈 K_z 和反馈控制器 T_c 实现稳定输出。新型 Smith 自抗扰控制图如图 4 所示。

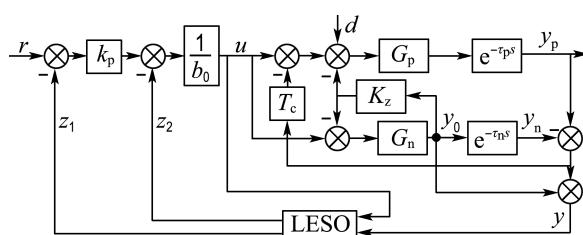


图 4 新型 Smith 自抗扰控制图

Fig. 4 Diagram for a new type of ADRC-Smith

根据式(3)和(5),可得

$$\begin{aligned} z_1 &= \frac{\omega_o^2 + 2\omega_o s}{(s + \omega_o)^2} y + \frac{b_0 s}{(s + \omega_o)^2} u \\ z_2 &= \frac{\omega_o^2 s}{(s + \omega_o)^2} y - \frac{\omega_o^2 b_0}{(s + \omega_o)^2} u \end{aligned} \quad (7)$$

根据图 4,可得

$$y_p(s) = G_u(s)u(s) + G_d(s)d(s) \quad (8)$$

其中

$$\begin{aligned} G_u(s) &= \frac{G_p e^{-\tau_p s}(1 + T_c G_n e^{-\tau_n s})}{(1 + K_z G_n)(1 + T_c G_p e^{-\tau_p s})} \\ G_d(s) &= \frac{G_p e^{-\tau_p s}}{1 + T_c G_p e^{-\tau_p s}} \end{aligned}$$

根据图 4 和式(8)可知,当外部扰动 d 出现或者 Smith 预估器参数与被控对象参数不同时,反馈控制器 T_c 的输入不为 0,此时反馈控制器开始作用;当比例反馈 $K_z = 0$ 时, $y_0 = G_n u$,会存在不稳定极点的作用,引入比例反馈 $K_z \neq 0$ 后,

$$y_0 = \frac{G_n}{1 + K_z G_n} u = \frac{K_n}{T_n s - 1 + K_z K_n} u$$

K_z 的存在可以将右半复平面不稳定极点转换为左半复平面稳定极点,所以比例反馈可以抵消不稳定极点的影响。因此,引入反馈控制器和比例反馈可以起到抵消外部扰动、模型失配、不稳定极点的作用,使得系统的稳定性和鲁棒性大大提高。

令反馈控制器 $T_c = K_c$,根据 De Paor 提出的最优相位裕度选择法^[28],选择

$$K_c = \frac{1}{K_n} \sqrt{\frac{T_n}{\tau_n}}$$

3 鲁棒分析

根据图 4 和式(4)、(5)、(7)、(8),可以得到如图 5 所示的单闭环图。其中

$$\begin{aligned} G &= \frac{G_p e^{-\tau_p s}}{1 + K_c G_p e^{-\tau_p s}}, H = \frac{k_p \omega_o^2 + 2k_p \omega_o s + \omega_o^2 s}{k_p (s + \omega_o)^2} \\ C &= k_p (s + \omega_o)^2 (1 + K_z G_n e^{-\tau_n s}) / [(s + \omega_o)^2 \times \\ &(1 + K_z G_n) b_0 + G_n (1 - e^{-\tau_n s}) (k_p \omega_o^2 + \\ &2k_p \omega_o s + \omega_o^2 s) + b_0 (k_p s - \omega_o^2) (1 + K_z G_n)] \end{aligned}$$

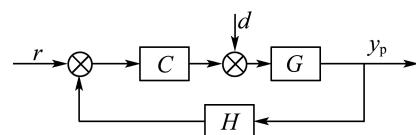


图 5 新型 Smith 自抗扰控制单闭环图

Fig. 5 Single-loop diagram for a new type of ADRC-Smith

假设被控对象的标称模型为 $G_m = G_n e^{-\tau_n s}$,则实际被控对象可以表示为 $G_{p0} = G_m (1 + \delta G)$, δG 表示标称模型摄动量,且满足 $|\delta G(j\omega)| \leq \overline{\delta G(\omega)}$ 。 $\overline{\delta G(\omega)}$ 是乘法范数有界不确定度。

系统的闭环特征方程为 $1 + CGH = 0$,所以

$$1 + CH \frac{G_m (1 + \delta G)}{1 + K_c G_m (1 + \delta G)} = 0$$

根据鲁棒稳定判据,对于任意的 ω ,

$$\overline{\delta G(\omega)} < \Delta G(\omega) = \left| \frac{1 + CHG_m + K_c G_m}{(CH + K_c)G_m} \right| \quad (9)$$

其中 $\Delta G(\omega)$ 是在保证系统稳定的条件下,被控对象乘性不确定误差的最大边界值,也可以作为衡量控制器鲁棒性的指标。如果仅仅依据稳定性指标选择 C, H, K_c ,可能会使误差边界值减小,被控对象很容易变得不稳定。因此,需要适当选择控制器参数 $b_0, \omega_0, \omega_c, K_z, K_c$,以保证系统较好的稳定性和鲁棒性。

4 仿真研究

同式(6),对如下被控对象,采用 Matlab 进行稳定性和鲁棒性分析,从而验证新型 Smith 自抗扰控制方法的有效性。

$$G_m = G_0 = \frac{2}{10s - 1} e^{-5s} \quad (10)$$

根据图 5 可以得到控制系统的开环传递函数,针对式(10)所述被控对象,选择表 1 控制参数进行稳定性和鲁棒性分析。

表 1 系统控制参数

Tab. 1 Control parameters of system

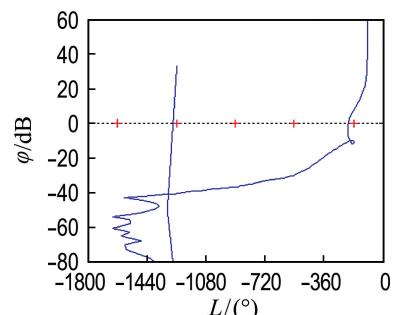
b_0	ω_0	ω_c	K_z	K_c
20	5	2	1	0.707

4.1 稳定性

当被控对象的 3 个参数分别摄动 10% 时,结合尼柯尔斯图和阶跃响应输出来判断系统是否稳定(L 代表幅频特性, φ 代表相频特性)。如图 6~9 所示。

从图 6~9 阶跃响应可以看出,当被控对象参数发生摄动时,由于不稳定极点的存在,系统会出现负的超调,但是最终输出总是稳定的,可以通过调节控制器参数来获得更理想的跟踪响应。从尼柯尔斯图可知,对于非最小相位系统,即使幅值裕度和相角裕度为负值,系统也是稳定的,所以幅值裕度和相角裕度判据不适用于非最小相位系统。

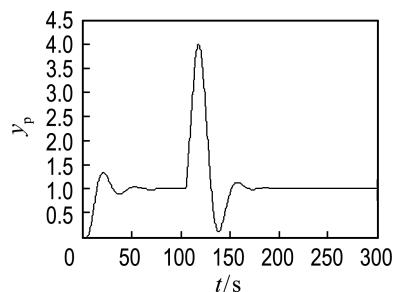
对于开环不稳定的非最小相位系统,由于不稳定极点的存在,奈奎斯特曲线必须包围 $(-1, j0)$ 点时,系统输出才会稳定。如图 10 所示,以标称模型为例,当相角为 -180° 时,幅值裕度为负值;而幅值为 1 时,相角裕度也为负值。所以,此类



$(G_m = -7.39 \text{ dB } (0.104 \text{ rad/s}),$

$P_m = -29.6^\circ (0.141 \text{ rad/s}))$

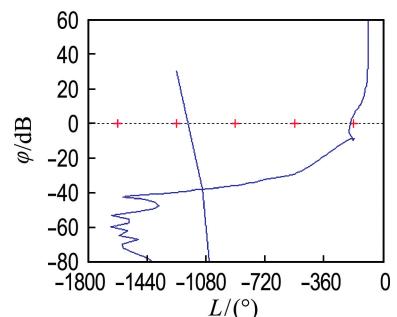
(a) 尼柯尔斯图



(b) 阶跃响应

图 6 标称模型

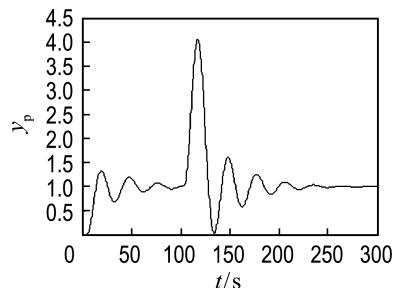
Fig. 6 Nominal model



$(G_m = -4.75 \text{ dB } (0.125 \text{ rad/s}),$

$P_m = -20.1^\circ (0.151 \text{ rad/s}))$

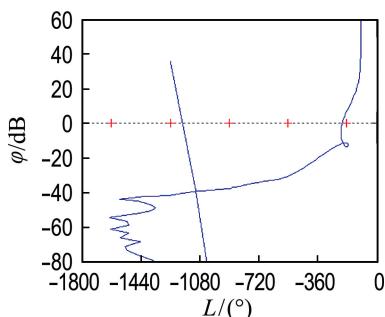
(a) 尼柯尔斯图



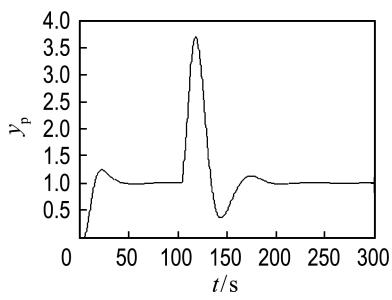
(b) 阶跃响应

图 7 K_p 摄动 10%

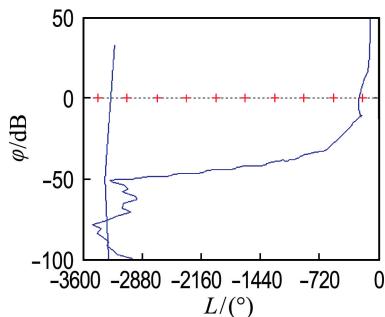
Fig. 7 10% perturbation of K_p

 $(G_m = -7.05 \text{ dB} (0.0962 \text{ rad/s}),$ $P_m = -26.4^\circ (0.131 \text{ rad/s}))$

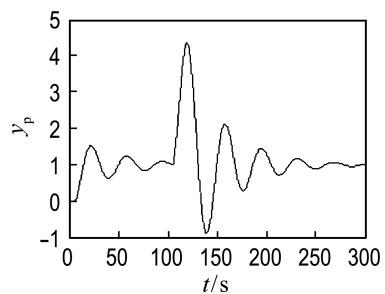
(a) 尼柯尔斯图



(b) 阶跃响应

图 8 T_p 摆动 10%Fig. 8 10% perturbation of T_p  $(G_m = -9.38 \text{ dB} (0.102 \text{ rad/s}),$ $P_m = -45.8^\circ (0.148 \text{ rad/s}))$

(a) 尼柯尔斯图



(b) 阶跃响应

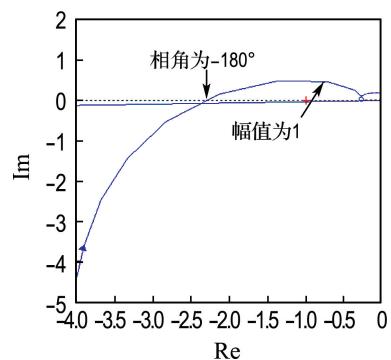
图 9 τ_p 摆动 10%Fig. 9 10% perturbation of τ_p 

图 10 标称模型的奈奎斯特曲线

Fig. 10 Nyquist curve of nominal model

稳定的非最小相位时滞控制系统一定具有负的幅值裕度和相角裕度.

4.2 鲁棒性

图 11~13 中参数 T_n 、 K_n 、 τ_n 是式(9)中被控对象标称模型 G_m 的 3 个参数,也是设计的 Smith 预估器的 3 个参数,而 ΔG 是标称模型乘性不确定误差倍数的最大边界值, G_d 是标称模型与 ΔG 的乘积,即 $G_d = |G_m| \Delta G$. 当标称模型参数和控制参数确定后,根据式(9)求得的系统鲁棒边界值就可以得到不同频率下标称模型摄动的最大允许边界值,即系统模型误差的最坏情况. 然后利用式(9)绘制标称模型参数、不同频率与模型误差最大值的关系.

图 11 是 T_n 在取不同值时的最大误差边界. 在低频阶段,两个模型的最大误差边界有所不同,随着频率逐渐增大, $T_n = 8$ 时的最大边界值可能超过或者低于 $T_n = 10$ 的边界值,当频率足够大时,两个模型的最大误差边界逐渐接近. 所以,对于不同的控制系统有不同的最佳频率值.

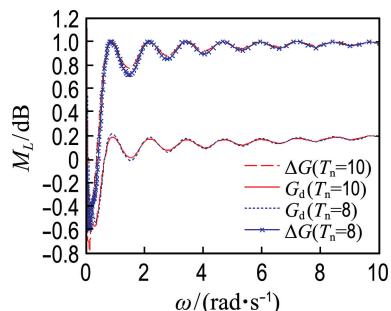
图 11 不同 T_n 情况下最大模型误差的鲁棒边界

Fig. 11 Robust boundary of the worst modeling error

for different T_n

图 12 是 K_n 在取不同值时的最大误差边界。在低频阶段, 模型的最大误差边界区别很大, 随着频率逐渐增大, 两个模型的最大误差边界逐渐接近。 $K_n=1$ 时的最大摄动边界值倍数一直高于 $K_n=2$ 时的边界值, 即 $K_n=1$ 时的系统鲁棒性更好。

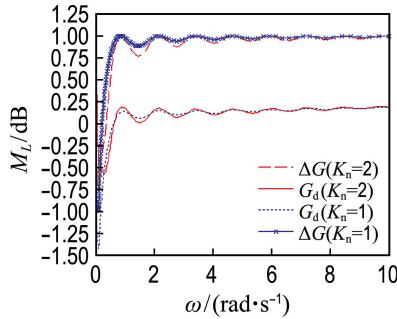


图 12 不同 K_n 情况下最大模型误差的鲁棒边界

Fig. 12 Robust boundary of the worst modeling error for different K_n

图 13 是 τ_n 在取不同值时的最大误差边界。随着频率逐渐增大, 两个模型的最大误差边界逐渐平缓, 但各有优势。

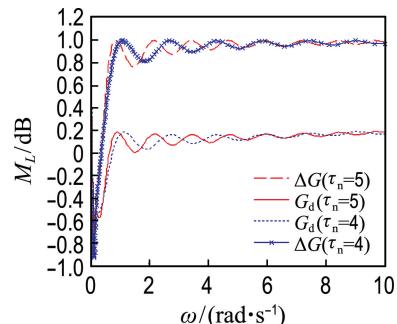


图 13 不同 τ_n 情况下最大模型误差的鲁棒边界

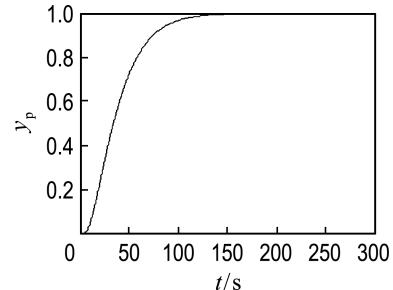
Fig. 13 Robust boundary of the worst modeling error for different τ_n

4.3 蒙特卡罗试验

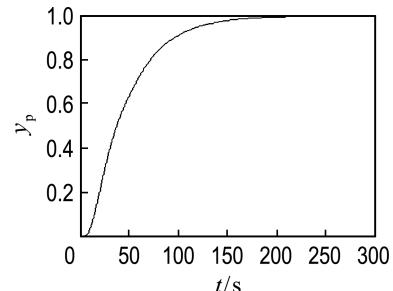
当被控对象参数发生随机摄动时, 为了体现自抗扰控制的优势和分析系统的动态性能, 运用蒙特卡罗试验方法比较新型 Smith 自抗扰控制和改进 Smith-PID 控制的鲁棒性。由于 PID 控制器只采取比例控制时输出存在明显的稳态误差, 采用比例积分控制。

多次仿真发现, 当自抗扰控制器和观测器带宽较大时, 自抗扰控制对模型不确定性极为敏感, 此时自抗扰控制系统输出波动大。同样, PID 控制

的比例参数过大, 系统对噪声敏感, 输出曲线极不光滑。综合整体的输出效果, 分别选择自抗扰和 PID 控制均有较好输出时的参数进行试验。此时 $b_0=30, \omega_c=0.2, \omega_o=5$, 系统阶跃响应如图 14 所示; 比例积分参数 $K_p=0.65, K_i=0.1$, 系统输出如图 15 所示, 其他完全相同。



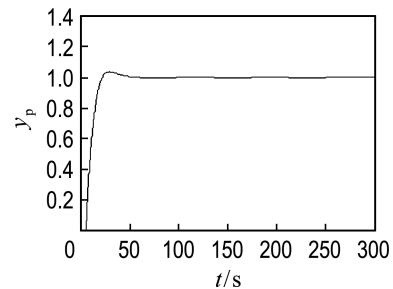
(a) 标称模型



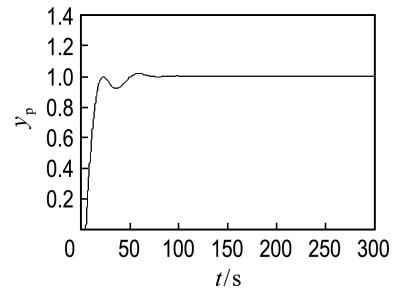
(b) 摄动 10%

图 14 新型 Smith 自抗扰控制的阶跃响应

Fig. 14 Step response for a new type of ADRC-Smith



(a) 标称模型



(b) 摄动 10%

图 15 改进 Smith-PID 控制的阶跃响应

Fig. 15 Step response for PID with modified Smith

当被控对象参数 K_p, T_p, τ_p 都发生 15% 以内的随机摄动时, 利用上述参数分别进行 500 次蒙特卡罗试验, 为了兼顾系统响应的快速性和准确性, 采用关于响应时间和误差的评价性能指标 W_{ITAE} :

$$W_{ITAE} = \int_0^t |e(t)| dt$$

在动态响应中, 比较重要的性能指标为调节时间(t_s)和超调(M_p), 所以针对以上 3 种特性, 进行蒙特卡罗试验.

在相同大小的坐标系下, 蒙特卡罗试验结果越紧密, 说明系统的鲁棒性越好, 对参数摄动容忍性越强. 比较图 16 和 17 及其坐标范围, 可以看出, 相对于 PID 控制, 自抗扰控制虽然调节时间稍微偏大, 但超调很小, 对系统的摄动不敏感, 整体的鲁棒性和准确性更好. 因此, 新型 Smith 自抗扰控制比改进 Smith-PID 控制鲁棒性和动态性能更好.

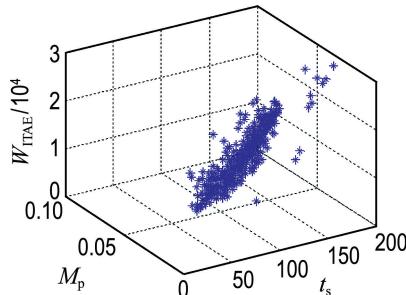


图 16 新型 Smith 自抗扰控制的蒙特卡罗结果

Fig. 16 Monte Carlo results for a new type of ADRC-Smith

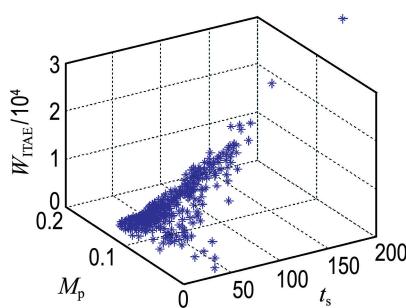


图 17 改进 Smith-PID 控制的蒙特卡罗结果

Fig. 17 Monte Carlo results for PID with modified Smith

当被控对象参数发生 20% 以内的摄动时, 蒙特卡罗试验结果如图 18 和 19 所示.

从图 18 和 19 可以看出, 当被控对象参数发

生较大摄动, 或存在较大不确定性时, 自抗扰控制效果明显优于 PID 控制. 所以, 自抗扰控制技术对于模型依赖程度低, 具有较好的鲁棒性.

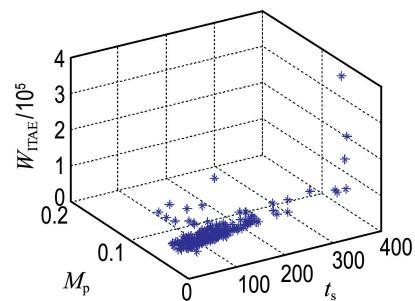


图 18 新型 Smith 自抗扰控制的蒙特卡罗结果(摄动 20% 以内)

Fig. 18 Monte Carlo results for a new type of ADRC-Smith (perturbation within 20%)

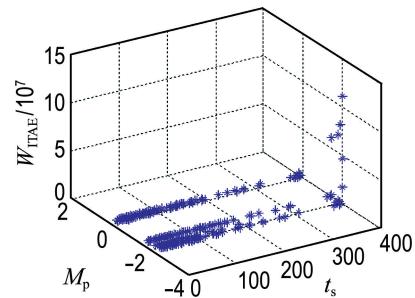


图 19 改进 Smith-PID 控制的蒙特卡罗结果(摄动 20% 以内)

Fig. 19 Monte Carlo results for PID with modified Smith (perturbation within 20%)

5 结 论

(1) 对于开环不稳定的非最小相位系统, 由于不稳定极点的存在, 此类稳定的非最小相位时滞控制系统一定具有负的幅值裕度和相角裕度.

(2) 对于不同的 Smith 预估器参数, 保持系统稳定的最大模型误差边界均较大, 而且随着频率的改变, 边界值也在改变.

(3) 当被控对象参数存在较大不确定性时, 新型 Smith 自抗扰方法能够实现稳定控制, 且与比例积分控制器比较, 具有良好的鲁棒性和动态性能.

参考文献:

- [1] 夏德铃, 翁贻方. 自动控制理论 [M]. 4 版. 北京:

- 机械工业出版社, 2013:184.
- XIA Deqian, WENG Yifang. **Automatic Control Theory** [M]. 4th ed. Beijing: China Machine Press, 2013:184. (in Chinese)
- [2] NIEMIEC M P, KRAVARIS C. Nonlinear model-state feedback control for nonminimum-phase processes [J]. **Automatica**, 2003, **39** (7): 1295-1302.
- [3] AL-NUMAY M S. Unified approximate tracking control of linear systems with unacceptable zeros [J]. **Journal of King Saud University (Engineering Sciences)**, 2007, **19**(2):239-251.
- [4] SHTESSEL Y B, ZINOBER A S I, SHKOLNIKOV I A. Sliding mode control of boost and buck-boost power converters using method of stable system centre [J]. **Automatica**, 2003, **39**(6):1061-1067.
- [6] RUIZ-DUARTE J E, LOUKIANOV A G. Higher order sliding mode control for autonomous underwater vehicles in the diving plane [J]. **IFAC-Papers On Line**, 2015, **48**(16):49-54.
- [7] SKOGESTAD S, POSTLETHWAITE I. **Multivariable Feedback Control: Analysis and Design** [M]. Hoboken: John Wiley & Sons Inc., 1996.
- [8] GOPALSWAMY S, KARL-HEDRICK J. Tracking nonlinear non-minimum phase systems using sliding control [J]. **International Journal of Control**, 1993, **57**(5):1141-1158.
- [9] HOSEINI S M, FARROKHI M, KOSHKOUEI A J. Robust adaptive control of nonlinear non-minimum phase systems with uncertainties [J]. **Automatica**, 2011, **47**(2):348-357.
- [10] SHAMSUZZOHA M, LEE M. Analytical design of enhanced PID filter controller for integrating and first order unstable processes with time delay [J]. **Chemical Engineering Science**, 2008, **63**(10):2717-2731.
- [11] TUAN T Q, MINH P X. Adaptive fuzzy model predictive control for non-minimum phase and uncertain dynamical nonlinear systems [J]. **Journal of Computers**, 2012, **7**(4):1014-1024.
- [12] 金迪, 邵诚. 自抗扰控制器在6自由度液压并联机器人仿真分析中应用 [J]. 大连理工大学学报, 2003, **43**(5):691-696.
- JIN Di, SHAO Cheng. Application of simulation analysis for 6-DOF hydraulic parallel robot of auto-disturbance-rejection-controller [J]. **Journal of Dalian University of Technology**, 2003, **43**(5):691-696. (in Chinese)
- [13] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用 [J]. 控制与决策, 1998, **13**(1):19-23.
- HAN Jingqing. Auto-disturbances-rejection controller and its application [J]. **Control and Decision**, 1998, **13**(1):19-23. (in Chinese)
- [14] 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.
- HAN Jingqing. **Active Disturbance Rejection Control Technique — the Technique for Estimating and Compensating the Uncertainties** [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2008. (in Chinese)
- [15] HAN J Q. From PID to active disturbance rejection control [J]. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2009, **56**(3):900-906.
- [16] GAO Z Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning [J]. **Proceedings of the American Control Conference**, 2003, **6**: 4989-4996.
- [17] TIAN G, GAO Z Q. Frequency response analysis of active disturbance rejection based control system [C] // **16th IEEE International Conference on Control Applications, CCA 2007. Part of IEEE Multi-Conference on Systems and Control**. New York: IEEE, 2007: 1595-1599.
- [18] 陈增强, 孙明伟, 杨瑞光. 线性自抗扰控制器的稳定性研究 [J]. 自动化学报, 2013, **39**(5):574-580.
- CHEN Zengqiang, SUN Mingwei, YANG Ruiguang. On the stability of linear active disturbance rejection control [J]. **Acta Automatica Sinica**, 2013, **39**(5):574-580. (in Chinese)
- [19] HUANG Y, XUE W C. Active disturbance rejection control: Methodology and theoretical analysis [J]. **ISA Transactions**, 2014, **53**(4):963-976.
- [20] TAO J, SUN Q L, TAN P L, et al. Active disturbance rejection control (ADRC)-based autonomous homing control of powered parafoils [J]. **Nonlinear Dynamics**, 2016, **86**(3):1461-1476.
- [21] LIU Y Y, LIU J Z, ZHOU S L. Linear active disturbance rejection control for pressurized water reactor power [J]. **Annals of Nuclear Energy**, 2018,

111: 22-30.

[22] 杨瑞光, 孙明伟, 陈增强. 飞行器自抗扰姿态控制优化与仿真研究 [J]. 系统仿真学报, 2010, 22(11): 2689-2693.

YANG Ruiguang, SUN Mingwei, CHEN Zengqiang. ADRC-based attitude control optimization and simulation [J]. **Journal of System Simulation**, 2010, 22(11):2689-2693. (in Chinese)

[23] 刘翔, 李东海, 姜学智, 等. 不稳定对象及非最小相位对象的自抗扰控制仿真研究 [J]. 控制与决策, 2001, 16(4):420-424.

LIU Xiang, LI Donghai, JIANG Xuezhi, et al. Simulation study on auto-disturbance-rejection control for unstable systems and non-minimum phase systems [J]. **Control and Decision**, 2001, 16(4):420-424. (in Chinese)

[24] ZHAO S, GAO Z. Active disturbance rejection control for non-minimum phase systems [C] // Proceedings of the 29th Chinese Control Conference,

CCC' 10. Piscataway: IEEE Computer Society, 2010: 6066-6070.

[25] ZHAO S, SUN L, LI D, et al. Tracking and disturbance rejection in non-minimum phase systems [C] // **Proceedings of the 33rd Chinese Control Conference, CCC 2014.** Piscataway: IEEE Computer Society, 2014: 3834-3839.

[26] SUN L, LI D, GAO Z, et al. Combined feedforward and model-assisted active disturbance rejection control for non-minimum phase system [J]. **ISA Transactions**, 2016, 64: 24-33.

[27] ZHANG D Y, YAO X L, WU Q H, et al. ADRC based control for a class of input time delay systems [J]. **Journal of Systems Engineering and Electronics**, 2017, 28(6):1210-1221.

[28] DE PAOR A, O'MALLEY M. Controllers of Ziegler-Nichols type for unstable process with time delay [J]. **International Journal of Control**, 1989, 49(4):1273-1284.

A new type of active disturbance rejection control with Smith and its robustness for non-minimum phase time-delay systems

CHEN Zengqiang*, WANG Yongshuai, SUN Mingwei, SUN Qinglin

(College of Artificial Intelligence, Nankai University, Tianjin 300350, China)

Abstract: Non-minimum phase plant is the typical problem in industrial control, especially when unstable poles or zeros and time-delay exist simultaneously, and it is more difficult to achieve stable control. Based on the first-order time-delay plant with an unstable pole, a new type of active disturbance rejection control (ADRC)-Smith controller is designed by introducing two proportional feedbacks along with the mechanism analysis, and the maximum permissible boundary of system model error is obtained. When there is parameter perturbation, the characteristics of systems in frequency and time domain are analyzed using simulations, and the relationship between the maximum error boundary and frequency for different plants is drawn. Finally, Monte Carlo test is used to verify that the disturbance rejection capability for the new type of ADRC-Smith controller is better than modified Smith-PID controller.

Key words: unstable pole; time-delay system; modified Smith predictor; active disturbance rejection control (ADRC); robust stability