

控制与决策

Control and Decision

高阶大惯性系统的线性自抗扰控制器设计

王佑, 吴振龙, 薛亚丽, 李东海, 李政

引用本文:

王佑, 吴振龙, 薛亚丽, 李东海, 李政. 高阶大惯性系统的线性自抗扰控制器设计[J]. *控制与决策*, 2023, 38(4): 999–1007.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2021.1576>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

[基于模型信息的电静液作动器降阶线性自抗扰控制](#)

Reduced order linear active disturbance rejection control based on model information of electro-hydrostatic actuator
控制与决策. 2023, 38(3): 681–689 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2021.1339>

[基于扩张状态观测器的二质量系统非奇异快速终端滑模控制](#)

Nonsingular fast terminal sliding mode control based on extended state observer for two mass systems
控制与决策. 2023, 38(3): 850–856 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2021.1076>

[基于PID参数整定的线性自抗扰控制参数整定](#)

Tuning of linear active disturbance rejection controllers based on PID tuning rules
控制与决策. 2021, 36(7): 1592–1600 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1408>

[磁悬浮开关磁阻电机的自适应终端滑模控制](#)

Adaptive terminal sliding mode control of bearingless switched reluctance motor
控制与决策. 2021, 36(6): 1449–1456 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1064>

[基于免疫优化的平面Acrobot线性自抗扰鲁棒镇定](#)

Robust stabilization of planar Acrobot using linear active disturbance rejection control with immune optimization
控制与决策. 2020, 35(12): 3053–3058 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0289>

高阶大惯性系统的线性自抗扰控制器设计

王佑¹, 吴振龙², 薛亚丽^{1,3†}, 李东海¹, 李政^{1,3}

(1. 清华大学电力系统国家重点实验室, 北京 100084; 2. 郑州大学电气工程学院, 郑州 450001;
3. 清华大学山西清洁能源研究院, 太原 030032)

摘要: 针对自抗扰控制器在热力系统高阶大惯性过程控制中效果不佳的问题, 提出一种利用高阶系统模型信息进行补偿的自抗扰控制器设计方法. 基于理论分析, 给出各可调参数的物理意义及其定量化参数整定方法, 并从观测误差、开环频率特性和参数稳定域等方面分析补偿自抗扰控制器能够提高控制效果的原因. 仿真对比实验和鲁棒性检验结果表明, 所提方法在设定值跟踪、抗扰能力和性能鲁棒性方面均优于PI/PID, 同时能够显著改善低阶自抗扰控制器对高阶大惯性过程的控制效果, 具有很好的工程推广潜力.

关键词: 高阶系统; 自抗扰控制; 补偿结构; 扩张状态观测器; 观测误差; 定量化参数整定

中图分类号: TP273 文献标志码: A

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2021.1576

引用格式: 王佑, 吴振龙, 薛亚丽, 等. 高阶大惯性系统的线性自抗扰控制器设计[J]. 控制与决策, 2023, 38(4): 999-1007.

Design of linear active disturbance rejection controller for high-order large inertia system

WANG You¹, WU Zhen-long², XUE Ya-li^{1,3†}, LI Dong-hai¹, LI Zheng^{1,3}

(1. State Key Laboratory of Power Systems, Tsinghua University, Beijing 100084, China; 2. School of Electrical Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China; 3. Shanxi Research Institute for Clean Energy, Tsinghua University, Taiyuan 030032, China)

Abstract: Aiming at the problem of poor control effect of active disturbance rejection control (ADRC) for thermal system with high order and large inertia characteristics, a design method of ADRC based on high-order system model information compensation is proposed. Based on the theoretical analysis, the physical significance of each parameter and the quantitative parameter tuning method are given, and the reason why the proposed ADRC can improve the control effect compared with the standard ADRC controller is analyzed from the perspective of observation error, open-loop frequency characteristic and stable region. The result of the comparative simulation and robustness test show that the proposed method has better control effect than PI/PID in set point tracking, disturbance rejection ability and performance robustness, and it can also significantly improve the control effect of low-order ADRC on high-order large inertia process, which has good engineering promotion potential.

Keywords: high-order system; active disturbance rejection control; compensation structure; extended state observer; observation error; quantitative parameter tuning

0 引言

自抗扰控制的核心思想是将标称模型的外部扰动和内部不确定性视为“总和扰动”, 通过扩张状态观测器(extended state observer, ESO)进行实时估计和补偿, 近年来得到了学界和工业界的关注, 其中低阶线性自抗扰控制由于结构简单、整定方便、鲁棒性好、易于现场实现和对非线性系统亦有较好控制效

果^[1]等优势, 得到了广泛的研究和应用, 在伺服控制系统^[2]、柴油机系统^[3-4]、运动控制系统^[5]、机器人系统^[6-7]等取得了满意的控制效果. 上述系统大多数为低阶快速过程, 而在热工领域, 很多被控过程是典型的高阶大惯性系统, 仿真和实验研究均发现常规低阶ADRC在控制高阶系统时效果一般, 闭环系统的动态响应较慢^[8].

收稿日期: 2021-09-09; 录用日期: 2022-01-28.

基金项目: 国家自然科学基金项目(51876096); 国家科技重大专项项目(2017-V-0005-0055).

责任编辑: 俞立.

†通讯作者. E-mail: xueyali@tsinghua.edu.cn.

针对上述问题,有学者提出了不同的改进方法,如基于时滞补偿的TD-ADRC (time delay-ADRC)^[9-10]和基于史密斯预估器补偿的SP-ADRC (Smith predictor-ADRC)^[11]等,在一定程度上改善了低阶ADRC对高阶大惯性对象的控制效果,但在实际应用中容易出现控制量波动的问题.此外,还有学者考虑将预测控制与ADRC相结合^[12],但这种方法需要整定的参数较多,参数整定步骤较为繁琐,不易于实际应用.文献[13]针对二阶线性ADRC提出了一种改进控制策略并应用于流化床锅炉系统控制,显著改善了控制性能,且控制器结构简单,鲁棒性良好.

本文针对这种改进的线性ADRC结构开展进一步研究,一方面将其推广至任意阶次,并给出了定量化的参数整定方法,另一方面从ESO观测误差的角度分析了低阶ADRC在控制高阶对象时控制效果不佳的原因以及所提方法可以解决这一问题的原理.最后,本文通过跟踪过程与抗扰过程的控制性能仿真对比验证了理论分析的正确性,同时利用蒙特卡洛实验对控制器的鲁棒性进行了检验.实验结果表明,所提出的改进设计可以改善低阶ADRC控制高阶对象时的控制性能,同时也保留了其原有结构简单的优势,且控制效果优于传统的PI和PID控制器(如无特殊说明,后文提及的ADRC均为线性ADRC).

1 补偿自抗扰控制器

1.1 自抗扰控制原理

考虑包含内扰和外扰、模型不确定性的 n 阶被控过程可描述为

$$y^{(n)}(t) = g(y(t), y^{(1)}(t), y^{(2)}(t), \dots, y^{(n-1)}(t), d(t)) + bu(t). \tag{1}$$

其中: $y(t)$ 、 $u(t)$ 、 $d(t)$ 分别为系统的被控量、控制量以及代表系统外扰和内扰的综合扰动量, b 为系统的增益, $g(\cdot)$ 为一综合函数.对于实际复杂系统,系统增益 b 的值常常未知或无法准确获得,因此一般用 b_0 作为系统增益的估计值.定义如下函数:

$$f(t) = g(y(t), y^{(1)}(t), y^{(2)}(t), \dots, y^{(n-1)}(t), d(t)) + (b - b_0)u(t), \tag{2}$$

则系统(1)可改写为

$$y^{(n)}(t) = f(t) + b_0u(t). \tag{3}$$

设计扩张状态观测器对总扰动 $f(t)$ 进行估计.设 f 是可导的, $\dot{f} = h$,令 $y^{(i-1)} = x_i (i = 1, 2, \dots, n)$, f 为扩张状态 x_{n+1} ,则系统(3)可描述为如下形式:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + Eh(t), \\ y(t) = Cx(t). \end{cases} \tag{4}$$

其中:状态向量 $x = [x_1, x_2, \dots, x_{n+1}]^T$,系数矩阵为

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{(n+1) \times (n+1)},$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ b_0 \\ 0 \end{bmatrix}_{(n+1) \times 1}, \quad C^T = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}_{(n+1) \times 1},$$

$$E = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}_{(n+1) \times 1}.$$

依此设计自抗扰控制器,其 $(n + 1)$ 阶扩张状态观测器ESO如下:

$$\dot{z}(t) = Az(t) + Bu(t) + L(y(t) - z_1(t)). \tag{5}$$

其中: $z_i(t)$ 为状态 $x_i (i = 1, 2, \dots, n)$ 的观测量, $z_{n+1}(t)$ 为 f 的估计量.若系统渐近稳定且有界输入下总扰动 f 有界,则可选择合适的观测器系统增益矩阵 $L = [\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_{n+1}]^T$ 使得ESO能够以较高精度观测各状态量.

控制律设计如下:

$$\begin{cases} u_o(t) = k_{p1}r(t) - \sum_{i=1}^n k_{p_i}z_i, \\ u(t) = \frac{u_o(t) - z_{n+1}(t)}{b_0}. \end{cases} \tag{6}$$

若 $z_{n+1}(t) \approx f$,则由式(3)和(6),得到

$$y^{(n)}(t) = f + u_o(t) - z_{n+1}(t) \approx u_o(t). \tag{7}$$

由式(7)可见,经过ESO补偿后的系统(从 u_o 到 y)可近似为理想积分串联型对象.

为简化控制器参数的整定过程,引入带宽参数化方法^[14],通过式(8)可将ADRC的控制器参数减少至3个: ω_c 、 ω_o 和 b_0 ,有

$$\begin{cases} k_{pj} = \binom{n}{j-1} \omega_c^{n+1-j}, j = 1, 2, \dots, n, \\ \beta_p = \binom{n+1}{p} \omega_o^p, p = 1, 2, \dots, n+1, \end{cases} \quad (8)$$

其中 ω_c 、 ω_o 分别为控制器和观测器的带宽,此时系统的预期闭环动态响应为 $G_{ep}(s) = \frac{\omega_c^n}{(s + \omega_c)^n}$.

1.2 补偿自抗扰控制器结构

对于实际热工被控过程,高阶控制器的现场使用往往受到限制,这是由于高阶ADRC控制器对噪声较为敏感,且需要设计复杂的跟踪切换以及保护逻辑.因此在工程实践中往往设计低阶ADRC以控制高阶系统,但仿真和实验均表明低阶自抗扰控制器控制这类高阶对象时往往控制效果不佳,系统的闭环响应较慢.具体分析如下.

在实际应用中,常将控制对象辨识为高阶惯性环节,其传递函数为

$$Y(s) = \frac{K}{(Ts + 1)^n} U(s). \quad (9)$$

若对式(9)所示的 n 阶系统设计 m 阶自抗扰控制器,则该控制器的扩张状态观测器为 $m+1$ 阶.当 $m < n$ 时,系统的状态 $[x_1, x_2, \dots, x_m]$ 可被有效观测并依据观测的误差进行实时的补偿,但是其余状态 $[x_{m+1}, x_{m+2}, \dots, x_n] = [y^{(m)}, y^{(m+1)}, \dots, y^{(n-2)}, y^{(n-1)}]$ 无法被单独观测,只能视为总和扰动利用 x_{m+1} 进行观测和补偿,这增加了ESO的观测负担,降低了观测精度,导致闭环动态响应无法达到设计预期.

由于实际热工对象常为高阶系统,但是工程适用的控制器为低阶,从而出现高阶控制器无法实际应用但低阶控制器控制能力有限的矛盾.为解决该矛盾,须使ESO能够对系统的各个状态进行较好地观测,因此应设计补偿环节使得ESO观测到的系统阶数与ESO自身阶数相匹配.若ESO为 $m+1$ 阶,则考虑在控制量 u 进入ESO前加入一个补偿环节 $G_{cp}(s)$,形成补偿后的信号 u_f 之后再进入ESO,从而使得ESO观测到的系统降阶并与ESO的阶数匹配,提高ESO的观测精度. $G_{cp}(s)$ 为

$$G_{cp}(s) = \frac{U_f(s)}{U(s)} = \frac{1}{(Ts + 1)^{n-m}}. \quad (10)$$

此时,ESO由式(5)可变为

$$\dot{z}(t) = Az(t) + Bu_f(t) + L(y(t) - z_1(t)). \quad (11)$$

ESO中观测到的系统为

$$G'(s) = \frac{Y(s)}{U_f(s)} = \frac{K}{(Ts + 1)^m}. \quad (12)$$

此时, $(m+1)$ 阶ESO中观测到的为 m 阶系统,虽然并

未利用到高阶状态的信息,但由于ESO观测到的是一个更快的低阶系统,从而减小了观测器的负担,能够加快闭环系统的响应速度.

除观测器部分增加了补偿环节外,控制律与原线性ADRC保持一致,本文称这种基于补偿环节所设计的自抗扰控制器为补偿ADRC,其结构如图1所示.对于形如式(9)的高阶系统而言, m 阶补偿ADRC的补偿环节为式(10)的 $(n-m)$ 阶惯性环节,ESO为 $(m+1)$ 阶.

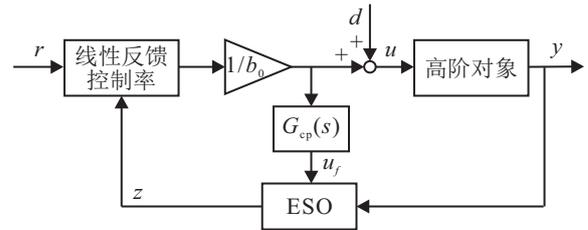


图1 补偿ADRC的结构

1.3 参数整定方法

补偿ADRC的参数整定仍基于简明的带宽参数化方法. m 阶补偿ADRC的控制器可调参数为 ω_c 、 ω_o 、 b_0 ,各控制参数的物理意义分析如下.

1) b_0 的取值.

零初始条件下,将式(12)转变为时域表达式,得到

$$Ku_f(t) = \sum_{i=0}^m \binom{m}{i} T^i y^{(i)}(t), \quad (13)$$

则有

$$y^{(m)}(t) = \frac{K}{T^m} u_f(t) - \frac{1}{T^m} \sum_{i=0}^{m-1} \binom{m}{i} T^i y^{(i)}(t). \quad (14)$$

对比式(14)与(3)可知

$$b_0 = \frac{K}{T^m},$$

$$f(t) = -\frac{1}{T^m} \sum_{i=0}^{m-1} \binom{m}{i} T^i y^{(i)}(t). \quad (15)$$

由此可知, b_0 表征的是观测器所观测的系统 $G'(s)$ 中高阶导数对控制量增益的估计,称 b_0 为高阶导数控制增益估计.

2) ω_c 的取值.

ω_c 的取值表征的是预期的闭环动态响应快慢.当设计 m 阶补偿ADRC时,扩张状态观测器为 $(m+1)$ 阶,所观测对象被补偿为 $G'(s) = K/(Ts + 1)^m$,利用 m 阶ADRC控制律使得被观测对象闭环动态响应为 $\omega_c^m/(s + \omega_c)^m$,则实际对象的闭环动态响应为 $\omega_c^m/$

$[(Ts + 1)^{(n-m)}(s + \omega_c)^m]$,同理取 $\omega_c = 1/T$,此时系统闭环阶跃响应时间与其开环阶跃响应一致.在这样的参数选取下,对于同一系统,设计不同阶次的补偿ADRC可获得一致的闭环阶跃响应时间.称 $1/\omega_c$ 为预期闭环系统惯性时间.

3) ω_o 的取值.

为了保证ESO对于系统各状态的观测跟踪效果, ω_o 需要尽可能大,但考虑到实际应用时计算周期 ΔT 的限制和噪声的影响, ω_o 并不能取无限大,其选取需要适中.系统被控量导数的变化速度取决于设计的闭环动态响应快慢,即 ω_c 的大小,因此 ω_o 需要较 ω_c 足够大.大量仿真表明,一般地,可取 $\omega_o = (10 \sim 100)\omega_c$.称 ω_o 为观测器状态跟踪速度.

综上,补偿ADRC的参数整定步骤如下.

step 1: 利用机理建模或系统辨识的方法将被控过程近似为 $G(s) = K/(Ts + 1)^n$ 的形式;

step 2: 选择所需的补偿ADRC控制器阶次 m ,设计补偿环节 $G_{cp}(s) = 1/(Ts + 1)^{(n-m)}$;

step 3: 由下式计算各个控制器参数:

$$\begin{cases} b_0 = \frac{K}{T^m}, \\ \omega_c = \frac{1}{T}, \\ \omega_o = (10 \sim 100)\omega_c. \end{cases} \quad (16)$$

可见,补偿ADRC的参数整定公式十分简单,且参数的物理意义明确;此外,补偿ADRC还可以保留低阶ADRC结构简单的优势,易于在现有工业控制平台上直接通过简单算法块图形成组态实现,方便与现有考虑工程应用场景所做的ADRC结构改进相结合^[15],具有工程应用的潜力.第2节将对控制器阶次 m 和控制器参数 ω_o 的选取作进一步讨论.

2 系统分析

2.1 控制系统传递函数的推导

将所设计的 m 阶补偿ADRC的ESO的表达式(11)转换为频域表达式,得到

$$Z_i(s) = \begin{cases} \frac{Y(s) - Z_1(s)}{s^{m+2-i}} \sum_{j=0}^{m+1-i} s^j \beta_{m+1-j} + \frac{b_0 U(s)}{s^{m+1-i}}, \\ i = 1, 2, \dots, m; \\ \frac{Y(s) - Z_1(s)}{s} \beta_{m+1}, i = m + 1. \end{cases} \quad (17)$$

令 $A = \frac{1}{s^{m+1}} \sum_{k=0}^m s^k \beta_{m+1-k}$,同时为方便后续公式表示,在已有参数基础上定义 $\beta_0 = 1, k_{p_{m+1}} = 1$,则

有

$$\begin{cases} Z_1(s) = \frac{A}{1+A} Y(s) + \frac{1}{1+A} \frac{b_0 U_f(s)}{s^m}, \\ Z_i(s) = \frac{1}{1+A} \left[\left(s^i A - \sum_{j=1}^{i-1} s^{i-j} \beta_j \right) Y(s) + \frac{b_0 U_f(s)}{s^m} \sum_{j=0}^{i-1} s^{i-j-1} \beta_j \right], i = 2 \sim m; \\ Z_{m+1}(s) = \frac{\beta_{m+1}}{s} (Y(s) - Z_1(s)). \end{cases} \quad (18)$$

由控制律(6),得到

$$U(s) = \frac{k_{p_1} R(s) - \sum_{i=1}^m k_{p_i} Z_i(s) - Z_{m+1}(s)}{b_0}. \quad (19)$$

将 $U_f(s) = \frac{U(s)}{(Ts + 1)^{n-m}}, Y(s) = \frac{K}{(Ts + 1)^n} \times U(s)$,代入式(18)和(19),得到

$$U(s) = \frac{\sum_{i=0}^{m+1} s^i \beta_{m+1-i} / \left(\sum_{i=0}^{m+1} s^i \beta_{m+1-i} + \sum_{i=1}^m s^i \left(\sum_{j=i}^m k_{p_j} \beta_{j-i} \right) / (Ts + 1)^m - \frac{\beta_{m+1}}{(Ts + 1)^m} \right) \times \frac{1}{b_0} \left[k_{p_1} R(s) - \left(\sum_{i=0}^m s^i \left(\sum_{j=0}^i k_{p_{j+1}} \beta_{j+1+m-i} \right) / \sum_{i=0}^{m+1} s^i \beta_{m+1-i} \right) Y(s) \right]}{b_0} \quad (20)$$

由式(20)可知,系统的控制量 u 可通过设定值 r 的传递函数和 y 的传递函数表示,因此补偿ADRC可等效为二自由度控制结构,如图2所示.

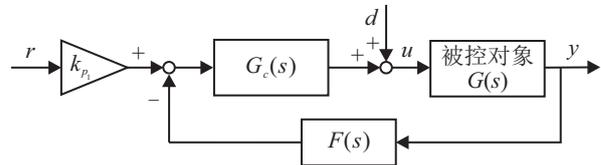


图2 补偿ADRC等效二自由度结构

图2中

$$G_c(s) = \frac{1}{b_0} \times \left(\sum_{i=0}^{m+1} s^i \beta_{m+1-i} (Ts + 1)^m / \left(\sum_{i=0}^{m+1} s^i \beta_{m+1-i} (Ts + 1)^m + \sum_{i=1}^m s^i \left(\sum_{j=i}^m k_{p_j} \beta_{j-i} \right) - \beta_{m+1} \right) \right), \quad (21)$$

$$F(s) = \frac{\sum_{i=0}^m s^i \left(\sum_{j=0}^i k_{p_{j+1}} \beta_{j+1+m-i} \right)}{k_{p_1} \sum_{i=0}^{m+1} s^i \beta_{m+1-i}}. \quad (22)$$

由图2所示的二自由度结构,采用补偿ADRC的闭环控制系统为

$$G_r(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{k_{p_1} G_c(s) G(s)}{1 + k_{p_1} G_c(s) G(s) F(s)}, \quad (23)$$

其开环表达式为

$$G_k(s) = k_{p_1} G_c(s) G(s) F(s). \quad (24)$$

进一步,将式(21)和(22)代入(23)和(24),可推导出 m 阶补偿ADRC控制高阶系统的开环和闭环具体表达式,结果如下.

采用 m 阶补偿ADRC的系统开环传递函数为

$$G_k(s) = \frac{Q(s)}{P(s)[M(s) + N(s)]}. \quad (25)$$

采用 m 阶补偿ADRC的系统闭环传递函数为

$$G_r(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{k_{p_1} H(s)}{P(s)[M(s) + N(s)] + Q(s)}. \quad (26)$$

其中

$$H(s) = K \sum_{i=0}^{m+1} s^i \beta_{m+1-i}, \quad (27)$$

$$P(s) = b_0(Ts + 1)^m, \quad (28)$$

$$Q(s) = K \sum_{i=0}^m s^i \left(\sum_{j=0}^i k_{p_{j+1}} \beta_{j+m+1-i} \right), \quad (29)$$

$$M(s) = (Ts + 1)^{n-m} \sum_{i=0}^{m+1} s^i \beta_{m+1-i}, \quad (30)$$

$$N(s) = \sum_{i=1}^m s^i \left(\sum_{j=i}^m k_{p_j} \beta_{j-i} \right) - \beta_{m+1}. \quad (31)$$

由 m 阶补偿ADRC闭环传递函数特征方程可得到其稳定条件,即方程 $P(s)[M(s) + N(s)] + Q(s) = 0$ 的根均在 s 的左半平面.

2.2 对 m 和 ω_o 值选择的讨论

基于推导出的开环和闭环传递函数,结合一个典型的高阶系统 $G(s) = \frac{1}{(50s + 1)^4}$,分析并给出 m 和 ω_o 的选择依据.

2.2.1 开环频域特性分析

绘制1~4阶补偿ADRC的开环系统Bode图,其可调参数利用式(16)进行整定,同时为对比研究 ω_o 对控制性能的影响,分别取 $\omega_o = 10\omega_c, \omega_o = 100\omega_c, \omega_o = 1000\omega_c$ 三种情况绘制Bode图,如图3所示.

首先分析 m 对补偿ADRC控制性能的影响.由图3(b)可见,从相频特性曲线上看,随着控制器阶次 m 的增大,系统中低频段相位会更超前,而实际物理过程扰动常为中低频,这意味着系统有着更强的抗扰能力,控制量可以更加提前动作.但是,从幅频特性曲线上看,系统在高频段的增益会更大,意味着系统对高频噪声较为敏感,控制量的动作会较为剧烈.

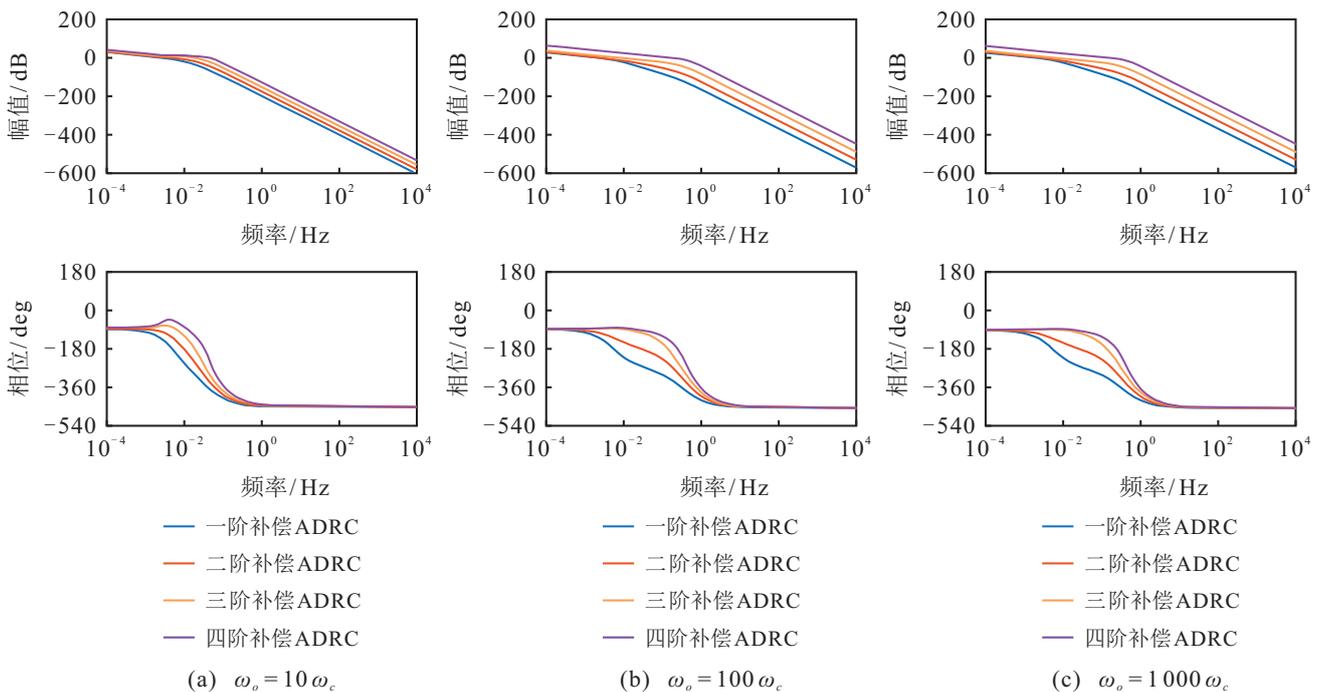


图3 补偿ADRC开环频率特性Bode图

然后分析 ω_o 对补偿ADRC控制性能的影响.从左至右对比图3(a)~图3(c),从相频特性曲线上看,系统中低频段相位随着 ω_o 的增大会更超前,意味着系统有着更强的抗扰能力.但是,从幅频特性曲线上看,随着 ω_o 的增大,系统在高频段的增益会更大,意味着系统对高频噪声较为敏感.此外,当 $\omega_o = 10\omega_c$ 时,三阶和四阶的补偿ADRC出现了相位随着频率的增加先增后减的现象,因此较小的 ω_o 会降低三阶和四阶补偿ADRC的鲁棒性,闭环系统在系统参数摄动时容易不稳定;当 ω_o 足够大时,这个问题可得到改善和解决.

综上所述, ω_o 越大,系统的抗扰能力和鲁棒性越好,但同时系统对噪声会更加敏感. m 越大,系统的抗扰能力越强,同时也会对噪声更加敏感.

2.2.2 闭环参数稳定域分析

由第2.1节推出的闭环系统特征方程,结合劳斯判据可画出闭环控制系统的参数稳定域.采用所提出整定方法,固定 b_0 值(取为 $1/50^m$)可绘制1~3阶补偿ADRC的参数稳定域 $\lg \omega_c \sim \lg \omega_o$,如图4所示.

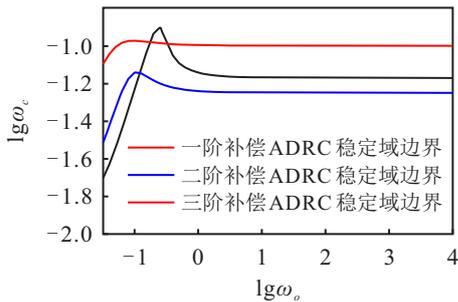


图4 补偿ADRC的参数稳定域

由图4可见,随着 ω_o 的增大, ω_c 的稳定范围先增大后减小,最后趋于不变,这是由于当 ω_o 足够大时,观测器的状态跟踪速度足够快.因此 ω_c 的稳定范围主要受制于 b_0 而与 ω_o 无关;而当 ω_o 较小时,观测器跟踪速度较慢,无法设计较快的预期动态过程,因此 ω_c 的稳定范围减小.在本文的设计参数下,固定 ω_c 后(图4中 $\lg \omega_c = -1.7$), ω_o 可取尽可能大而不会影响闭环系统的稳定性.结合上述分析,在面对高阶系统对象时,考虑到系统噪声的影响, m 和 ω_o 不宜取太大,但可在满足该限制条件下尽可能取大以取得更好的抗扰性能而不会影响系统的稳定性,一般而言,现场工程使用的控制器阶次 m 为1或2,选取的控制器参数 $\omega_o = (10 \sim 100)\omega_c$.

2.2.3 观测误差对比分析

通过阶跃仿真实验对比补偿ADRC与ADRC的ESO对系统各个状态的观测效果,结果如图5所示.

由图5可见,在发生设定值阶跃扰动时,相比于补偿ADRC对系统状态的准确观测, m 阶ADRC的ESO对状态量 $y^{(m-1)}$ 的观测存在明显的初始误差,这是由于ESO中 b_0u 作用的阶次与系统的阶次不匹配造成的.具体而言,在设定值发生阶跃变化的初始时刻,系统的输出量和各状态量尚未发生变化,但已经出现控制偏差 $e = r - y$,此时控制量会产生 $\delta u = \omega_c^m/b_0$ 的阶跃,作用于观测器补偿总和扰动的通道内,作为启动观测器的“推力”,但由于该“推力”作用于相对于系统而言较低阶次对应的通道上,且 b_0 的增益也会因为阶次的不匹配而无法准确得到,产生

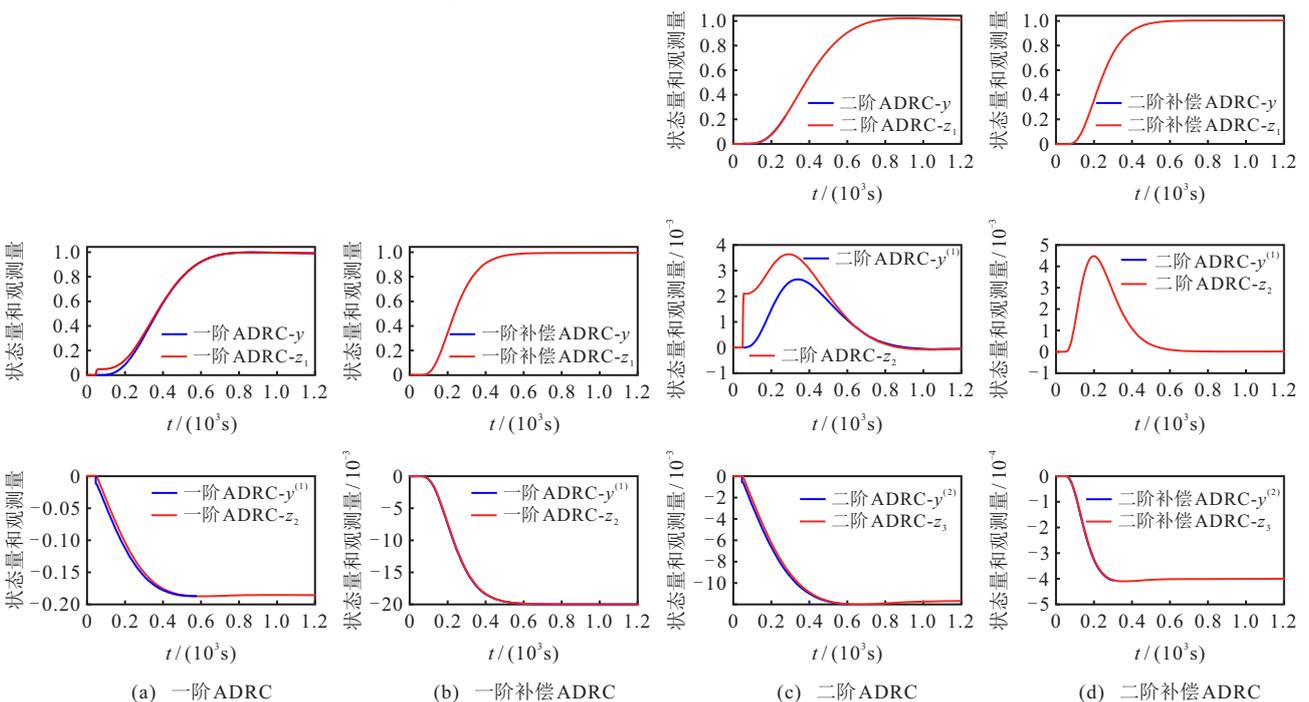


图5 补偿ADRC与ADRC的观测误差对比

的观测误差会通过积分作用影响前面状态的观测效果,导致ADRC控制效果无法达到预期设计的闭环动态。而经过补偿后,ADRC的控制量相当于作用在对应阶次的通道上且 b_0 的值可以准确估计,因此不会影响补偿ADRC的ESO对各状态量的跟踪,而跟踪速度取决于 ω_o ,因此 ω_o 可以取尽可能大而不会影响系统的稳定,从而使得闭环系统的动态可以达到预期设计。

3 仿真实验及分析

3.1 跟踪与抗扰性能对比

过热汽温系统为典型的高阶被控过程,其惯性区传递函数^[17]为

$$G(s) = \frac{1.276}{(18.4s + 1)^6} \quad (32)$$

针对该系统分别设计不同阶次的补偿ADRC控制器、工程常用的一阶ADRC控制器以及PI/PID控

制器,对比分析控制效果。其中,补偿ADRC的参数利用式(16)进行整定,ADRC利用文献[16]的公式进行整定,PI和PID控制器设计时需要先将被控过程近似为一阶和二阶惯性加纯滞后形式,具体如下:

$$G_1(s) = \frac{1.2849}{(64.7958s + 1)} e^{-51.9471s}, \quad (33)$$

$$G_2(s) = \frac{1.2999}{(32.8258s + 1)^2} e^{-50.7562s}. \quad (34)$$

再利用文献[18]的公式进行参数整定(记为SIMC-PI和SIMC-PID)。各控制器参数如表1所示。

当在92s加入设定值 r 阶跃和920s加入控制量的 d 扰动时,控制效果如图6和图7所示。根据仿真结果计算各控制器的性能指标,如表2所示,其中 σ_{sp} 、 Ts_{sp} 和 IAE_{sp} 分别为设定值响应过程中的超调量、调节时间(2%标准)和绝对误差积分指标, σ_{ud} 、 Ts_{ud} 和 IAE_{ud} 分别为扰动抑制过程中的最大动态偏差、调节时间和绝对误差积分指标。

表1 控制器及控制器参数

| 控制器 | 控制器参数 |
|----------------------------|---|
| 一阶ADRC | $\{b_0, \omega_c, \omega_o\} = \{0.4327, 0.0226, 0.226\}$ |
| SIMC-PI | $\{K_p, K_i\} = \{0.312, 0.006\}$ |
| SIMC-PID | $\{K_p, K_i, K_D\} = \{0.4975, 0.0076, 8.1659\}$ |
| i 阶补偿ADRC, $i = 1, 3, 5$ | $\{m, T_F, b_0, \omega_c, \omega_o\} = \{i, 18.4, 1.276/18.4^i, 0.0543, 5.43\}$ |

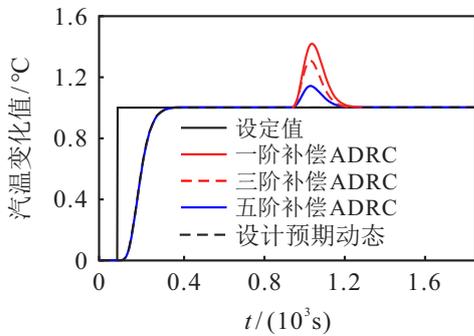


图6 不同阶次的补偿ADRC控制效果对比

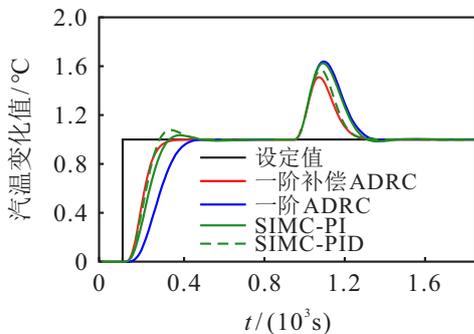


图7 不同类型的控制器控制效果对比

分析仿真结果和结论如下。

1)由图7对比一阶补偿ADRC与一阶ADRC的控制性能可知,补偿ADRC改善了低阶ADRC控制

表2 控制性能指标对比

| 控制器 | $\sigma_{sp}/\%$ | $\sigma_{ud}/\%$ | Ts_{sp}/s | Ts_{ud}/s | IAE_{sp} | IAE_{ud} |
|----------|------------------|------------------|-------------|-------------|------------|------------|
| 设计预期动态 | 0 | — | 221.3 | — | 110.5 | — |
| 一阶补偿ADRC | 0 | 50.94 | 224.8 | 366 | 110.8 | 75.2 |
| 三阶补偿ADRC | 0 | 35.00 | 225.1 | 314.7 | 111.2 | 45.6 |
| 五阶补偿ADRC | 0 | 13.83 | 224.1 | 249.8 | 111.7 | 16 |
| 一阶ADRC | 0 | 63.47 | 335.9 | 393.5 | 182.1 | 113.8 |
| SIMC-PI | 3.53 | 62.5 | 346.6 | 467.5 | 137.6 | 108.8 |
| SIMC-PID | 6.15 | 55.28 | 313 | 345.9 | 115.6 | 84.6 |

高阶对象时的跟踪和抗扰性能,与前文的理论分析一致。

2)由表2可见,各阶补偿ADRC的控制效果均优于PI控制器和PID控制器。

3)由图6可见:在本文给定的参数整定方法下,各阶补偿ADRC的设定值阶跃响应基本相同,均符合设计的预期闭环阶跃响应动态;随着控制器阶次的升高,系统的抗扰能力增强。

3.2 鲁棒性检验

保持控制器参数不变,设被控过程的系统参数 T 、 K 在标称值 $\pm 15\%$ 的范围内随机变化,且服从均匀分布,对各控制器进行Monte Carlo实验,实验重复

1 000次,统计各控制器的跟踪过程相对IAE指标和抗扰过程相对IAE指标.这里的相对IAE指标定义为IAE指标值除以参数 T 的本次随机生成值.同时,为验证前文所述 ω_o 的大小会影响闭环系统的鲁棒性,

分别设置 $\omega_o = 1000\omega_c, \omega_o = 100\omega_c, \omega_o = 10\omega_c$ 三种实验情景,结果如图8所示.其中,性能指标越小意味着跟踪和抗干扰性能越好,指标分布越密集意味着性能鲁棒性越好.

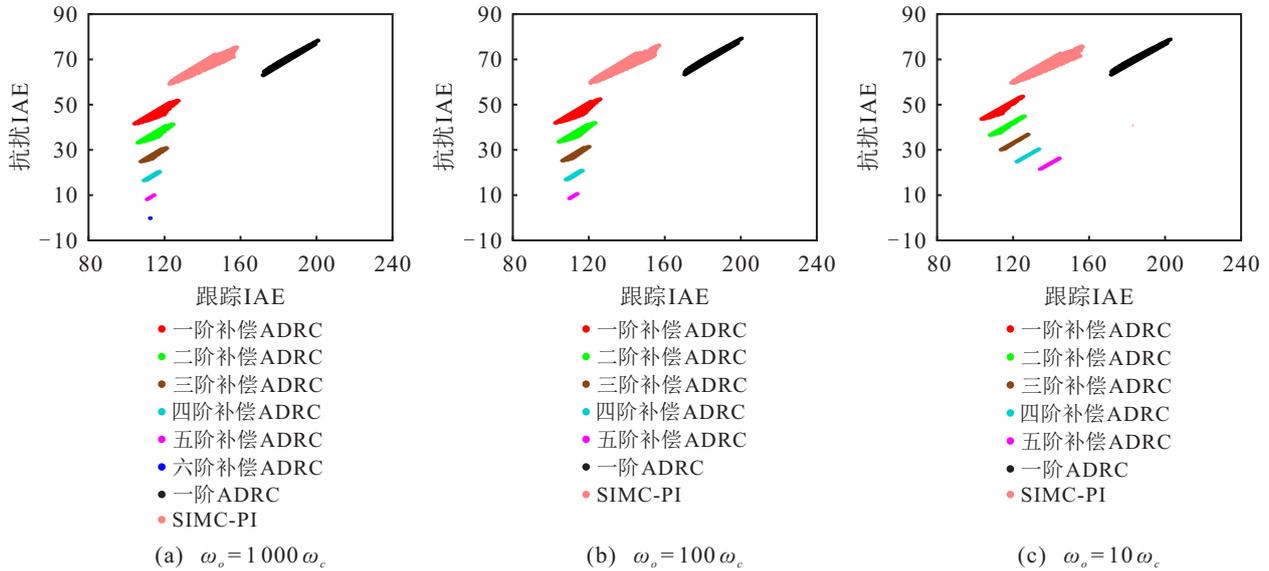


图8 蒙特卡洛实验控制指标

由图8可见:在参数摄动时补偿ADRC仍可以保持较好的控制效果,优于ADRC和PI控制器;补偿ADRC的性能指标相比于ADRC和PI控制器分布更为集中,具有更好的鲁棒性.需要说明的是,在 $\omega_o = 100\omega_c$ 和 $\omega_o = 10\omega_c$ 两种情形下进行蒙特卡洛实验时,六阶补偿ADRC会出现发散的情况,因此未在图8给出.对比3组不同 ω_o 的结果可知, ω_o 的大小会影响补偿ADRC的鲁棒性,且对高阶补偿ADRC的影响更为显著, ω_o 越大补偿ADRC的鲁棒性越好,但当 ω_o 受到条件限制不够大时,使用高阶补偿ADRC存在系统失稳的风险.

4 结论

本文针对低阶ADRC控制高阶大惯性系统时性能不佳的问题,提出了一种利用模型信息补偿的ADRC设计方法,其目的是使得ESO观测的系统阶数与控制器阶数相匹配,从而减小状态观测误差.首先,通过机理分析结合各可调参数的物理意义,给出了量化的参数整定方法;然后,通过推导补偿ADRC开环和闭环传递函数表达式,分析了其开环频率特性和参数稳定域,给出了控制器阶次 m 和观测器参数 ω_o 的定性选择依据,并与ADRC对比后从观测误差的角度进一步分析了补偿ADRC可以改善低阶ADRC控制高阶系统性能的原因;最后,通过2组仿真对比实验验证了补偿ADRC的控制性能和鲁棒性均优于

ADRC和PI/PID控制器.

参考文献(References)

- [1] Xue W C, Chen S, Zhao C, et al. On integrating uncertainty estimator into PI control for a class of nonlinear uncertain systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2021, 66(7): 3409-3416.
- [2] Gao B W, Shao J P, Yang X D. A compound control strategy combining velocity compensation with ADRC of electro-hydraulic position servo control system[J]. ISA Transactions, 2014, 53(6): 1910-1918.
- [3] Xue W, Bai W, Yang S, et al. ADRC with adaptive extended state observer and its application to air-fuel ratio control in gasoline engines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(9): 5847-5857.
- [4] Song K, Hao T Y, Xie H. Disturbance rejection control of air-fuel ratio with transport-delay in engines[J]. Control Engineering Practice, 2018, 79: 36-49.
- [5] Shi X X, Chen Y Q, Huang J C. Application of fractional-order active disturbance rejection controller on linear motion system[J]. Control Engineering Practice, 2018, 81: 207-214.
- [6] Xiang G F, Huang Y, Yu J R, et al. Intelligence evolution for service robot: An ADRC perspective[J]. Control Theory and Technology, 2018, 16(4): 324-335.
- [7] 陈志刚, 阮晓钢, 李元. 立方体机器人自抗扰平衡控制方法[J]. 控制与决策, 2019, 34(6): 1203-1210. (Chen Z G, Ruan X G, Li Y. Dynamic modeling of

- a cubical robot balancing on its corner[J]. *Control and Decision*, 2019, 34(6): 1203-1210.)
- [8] Wu Z L, Gao Z Q, Li D H, et al. On transitioning from PID to ADRC in thermal power plants[J]. *Control Theory and Technology*, 2021, 19(1): 3-18.
- [9] Zhao S, Gao Z Q. Modified active disturbance rejection control for time-delay systems[J]. *ISA Transactions*, 2014, 53(4): 882-888.
- [10] Sun L, Xue W C, Li D H, et al. Quantitative tuning of active disturbance rejection controller for FOPTD model with application to power plant control[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, 69(1): 805-815.
- [11] Zheng Q L, Gao Z Q. Predictive active disturbance rejection control for processes with time delay[J]. *ISA Transactions*, 2014, 53(4): 873-881.
- [12] 陈增强, 吴瑕, 孙明玮, 等. 时滞系统的自抗扰广义预测控制的性能分析[J]. *中南大学学报: 自然科学版*, 2018, 49(8): 1960-1970.
(Chen Z Q, Wu X, Sun M W, et al. Performance analysis of active disturbance rejection generalized predictive control on time-delay systems[J]. *Journal of Central South University: Science and Technology*, 2018, 49(8): 1960-1970.)
- [13] Wu Z L, Li D H, Xue Y L, et al. Modified active disturbance rejection control for fluidized bed combustor[J]. *ISA Transactions*, 2020, 102: 135-153.
- [14] Gao Z Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]. *Proceedings of the American Control Conference*. Piscataway: IEEE, 2003: 4989-4996.
- [15] Wu Z L, Yuan J, Liu Y H, et al. An active disturbance rejection control design with actuator rate limit compensation for the ALSTOM gasifier benchmark problem[J]. *Energy*, 2021, 227: 120447.
- [16] He T, Wu Z L, Li D H, et al. A tuning method of active disturbance rejection control for a class of high-order processes[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 67(4): 3191-3201.
- [17] 牛海明, 于佼, 丁常富, 等. 基于多目标粒子群算法的过热汽温自抗扰控制[J]. *中国电力*, 2020, 53(3): 126-133.
(Niu H M, Yu J, Ding C F, et al. Active disturbance rejection control over superheated steam temperature based on multi-objective particle swarm optimization[J]. *Electric Power*, 2020, 53(3): 126-133.)
- [18] Skogestad S, Grimholt C. The SIMC method for smooth PID controller tuning[M]. *PID Control in the Third Millennium*, 2012: 147-175.

作者简介

王佑(1997-), 男, 硕士生, 从事热能动力系统仿真建模与控制的研究, E-mail: wangyou19@mails.tsinghua.edu.cn;

吴振龙(1992-), 男, 副教授, 博士, 从事自抗扰控制、分数阶PID控制、能源系统建模与优化控制等研究, E-mail: wuzhenlong2020@zzu.edu.cn;

薛亚丽(1975-), 女, 副研究员, 博士, 从事能源系统仿真及控制策略等研究, E-mail: xueyali@tsinghua.edu.cn;

李东海(1963-), 男, 副教授, 博士生导师, 从事自抗扰控制、PID控制、非线性控制、复杂能源系统控制等研究, E-mail: lidongh@tsinghua.edu.cn;

李政(1965-), 男, 教授, 博士生导师, 从事能源系统建模及先进测控、能源系统分析及战略等研究, E-mail: lz-dte@tsinghua.edu.cn.

(责任编辑: 魏冰)