DOI: 10.19666/j.rlfd.202602020

基于低频近似惯性补偿的高阶大惯性热工过程自抗扰控制方法

吕天铖[1]，刘玉超[1]，吴　科[2]，苏志刚[1]
（1. 东南大学能源与环境学院，江苏　南京　211189；
2. 国电南京自动化股份有限公司，江苏　南京　210003）

［摘　　要］【目的】随着可再生能源在电力系统中占比不断提升，燃煤机组需频繁应对大规模负荷波动，这对热工过程控制的动态性能提出了更高的要求。针对燃煤机组高阶大惯性热工过程，为弥补传统控制方法在动态性能和抗干扰能力上的不足，本文提出一种基于低频近似惯性补偿的自抗扰控制方法。【方法】该方法以自抗扰控制算法为基本框架，通过对面向高阶大惯性热工过程时自抗扰控制器存在的滞后问题的深入剖析，结合热工过程的低频主导特性，创新性地建立了一种参数可调型的惯性补偿结构，并将其与自抗扰控制器相结合，开展了控制系统的稳定性分析。然后，采用理论计算探讨了期望响应性能与控制器、补偿结构参数间的关联关系，并根据鲁棒性分析给出了规范化的参数整定方案。【结果】仿真对比试验表明，在标称条件下，本文提出方法的抗干扰量化性能指标较传统 PI 控制提高 49.6%，优于现有 2 种自抗扰方法，仅比模型预测算法低 8.4%；跟踪性能指标较现有自抗扰控制方案提升超过 30%，较传统 PI 控制提升 38.2%，较模型预测控制提升 9.1%，且超调量低于 1%。在 2 种典型参数摄动工况下，控制系统均能保持稳定，核心性能指标下降幅度控制在 20%以内。【结论】本文提出方法相对于传统算法，在跟踪响应和扰动抑制方面均表现出改进效果，并具备应对复杂工况下模型不确定性和参数摄动的鲁棒性。同时，相比于计算量庞大的模型预测控制，该方法能够在更低的部署成本下实现与之相近的性能，展现出良好的工程适用性和实际投用潜力。

［关　键　词］自抗扰控制（ADRC）；高阶大惯性过程；低频近似；惯性补偿

［引用本文格式］吕天铖，刘玉超，吴科，等. 基于低频近似惯性补偿的高阶大惯性热工过程自抗扰控制方法[J]. 热力发电，2026, 55(10): 23.　LüT C, Liu Y C, Wu K, et al. Active disturbance rejection control for high-order large-inertia thermal processes based on low-frequency approximation lag compensation[J]. Thermal Power Generation, 2026, 55(10): 23.

Active disturbance rejection control for high-order large-inertia thermal processes based on low-frequency approximation lag compensation

Lü　Tiancheng[1], Liu Yuchao[1], Wu Ke[2], Su Zhigang[1]
(1. School of Energy and Environment, Southeast University, Nanjing 211189, China;
2. Guodian Nanjing Automation Co., Ltd., Nanjing 210003, China)

Abstract: [Objective] With the increasing integration of renewable energy into power systems, coal-fired units are required to operate flexibly over a wide load range in response to frequent and large-scale load fluctuations, placing higher demands on the dynamic performance of process control. However, the prevalent high-order, large-inertia characteristics of thermal processes often lead to significant response lag, making it difficult for conventional control

收 稿 日 期：2026-02-09　修 回 日 期：2026-04-28　接 受 日 期：2026-05-06
基 金 项 目：国家自然科学基金面上资助项目（52076037）；江苏省碳达峰碳中和科技创新专项资金项目（BE2023090）
Supported by: National Natural Science Foundation of China (52076037); Scientific and Technological Innovation Project of Carbon Emission Peak and Carbon Neutrality of Jiangsu Province Foundation (BE2023090)
第一作者简介：吕天铖（2002），男，硕士研究生，主要研究方向为能源动力系统抗干扰控制技术，tianchenglv@seu.edu.cn。
通信作者简介：苏志刚（1979），男，教授，博士生导师，主要研究方向为智慧能源系统、热工与长时储能控制，zhigangsu@seu.edu.cn。

methods to effectively improve regulation performance. To compensate for the deficiencies of conventional control methods in dynamic performance and disturbance rejection capability for such processes, this paper proposes a lag compensation based active disturbance rejection control (LC-ADRC) scheme. [Methods] The scheme adopts the active disturbance rejection control (ADRC) method as basic control framework, leveraging its well-established robustness and superior disturbance rejection capabilities. Through a theoretical analysis of ADRC applied to high-order, large-inertia thermal processes, the inherent lag phenomenon and its mechanistic causes are systematically investigated. Based on this, and drawing inspiration from the Smith predictor structure commonly used for handling time-delay processes in conventional control, a dedicated parameter tunable lag compensation structure is innovatively established. Given that thermal processes are predominantly governed by low-frequency dynamics, a low-frequency approximation technique is adopted to formulate practical design guidelines for the compensation parameters, with validation provided through frequency-domain analysis. By integrating the compensation structure with the ADRC structure, the novel LC-ADRC scheme is proposed. Furthermore, using a two-degree-of-freedom equivalent transformation, the relationship between desired closed-loop performance and tunable controller and compensator parameters is analytically established. Supported by robustness analysis, a standardized parameter tuning method based on desired response performance is derived to guide practical implementation. [Results] Comparative simulation results demonstrate that under nominal conditions, the proposed method improves the quantitative disturbance rejection metric by 49.6% over conventional PI control, outperforms two existing ADRC methods, and is only 8.4% lower than that of model predictive control. The tracking performance metric is improved by more than 30% compared to existing ADRC schemes, by 38.2% over conventional PI control, and by 9.1% over model predictive control, with an overshoot of less than 1%. Under two typical parameter perturbation scenarios, the control system remains stable, and the degradation in core performance metrics is kept within 20%. [Conclusion] In summary, compared with conventional algorithms, the proposed method demonstrates improved performance in both tracking response and disturbance rejection, while exhibiting robustness against model uncertainty and parameter perturbations under complex operating conditions. Moreover, in contrast to computationally intensive model predictive control, the proposed method achieves comparable performance at a significantly lower deployment cost, demonstrating favorable engineering applicability and practical deployment potential.

Key words: active disturbance rejection control; high-order large-inertia processes; low-frequency approximation; lag compensation

近年来，随着可再生能源在电力系统中的占比持续提升，为满足新能源并网所带来的调峰需求，燃煤发电机组需要在宽负荷范围内灵活运行，同时需确保运行的安全性、稳定性和经济性，这对燃煤机组热工过程控制提出了更高的要求[1-3]。传统的PID 控制逐渐难以满足日益提升的控制指标，而模型预测控制[4-5]、模糊控制[6]、智能控制[7]等先进算法尽管性能优越，却因对模型精度要求高、计算负担重，在实际工程部署中常面临成本高、实现难等问题。因此，面向燃煤机组的自动化技术改造，需要所设计的控制方法能够在控制精度与工程可实施性之间取得平衡。

自抗扰控制（active disturbance rejection control，ADRC）技术[8-9]因其结构简单、响应速度快、抗干扰能力强、不依赖精确数学模型以及易于工程部署等优势，在工业控制领域得到了广泛的应用[10-14]，成为提升燃煤机组过程控制性能的有效解决方案。然而，当 ADRC 技术应用于热工系统控制时，仍面临一个关键挑战：由于扩张状态观测器（extended state observer，ESO）阶数通常需要比被控对象高一阶[15-17]，当处理过热汽温[16,18-19]、再热汽温[20]、主蒸汽压力[21]、选择性催化还原（selective catalytic reduction，SCR）脱硝[22-23]等具有高阶大惯性特性的过程时，会导致参数整定复杂度显著增加；若采用常规的带宽整定法[24]以尝试降低参数整定困难，观测器增益与带宽的高次幂关系则会引入算法稳定性问题，可能引发超调、振荡等不良动态特性，甚至导致系统失稳。

因此，权衡之下，研究转向采用低阶自抗扰控制器作为替代方案。在此基础上，一种适用于被控对象阶数高于控制器阶数工况的参数整定方法被提出[25]。尽管该方法在抗干扰性能方面相对传统 PID 控制有所改进，但其在设定值跟踪层面并未起到改良效果，甚至相对传统 PID 算法略有下降，存在无法通过参数整定解决响应滞后的问题。为此，多种改进结构被引入以尝试提供解决方案，并取得了显著成效[19,21,26-27]。然而，这些改进结构的设计往往被固定为特定形式，其潜在优化空间及对系统性能的影响尚未被充分探讨。

受上述方法启发，本文深入探讨了低阶自抗扰控制器在处理高阶过程时存在的响应滞后问题的内部机理，并设计了一种基于低频近似的惯性补偿

结构，提出一种补偿器可调的惯性补偿自抗扰控制方法（lag compensation based ADRC，LC-ADRC），并对其进行了稳定性分析。结合二自由度结构和鲁棒性分析，构建了适用于该结构的规范化参数整定方案，并通过仿真案例对比分析论证了其有效性。

1 系统描述与问题分析

燃煤机组热工过程控制所面向的对象中，存在许多复杂的大规模传热传质过程。图 1 为燃煤机组过热汽温（superheated steam temperature，SST）系统控制结构。由图 1 可见，来自水冷壁的蒸汽依次被导入减温喷水器和过热器，通过吸收烟气热量被加热，通过调整减温水阀开度改变喷水量，最终使出口蒸汽温度达到期望稳态。

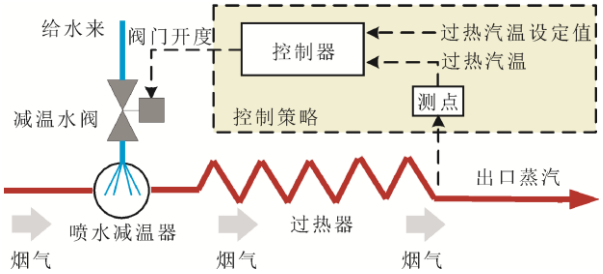


图 1 燃煤机组过热汽温系统控制结构
Fig.1 Control structure of superheated steam temperature system for coal-fired units

该过程中，减温水喷入与蒸汽混合降温后，依次流经过热器多段结构相同、热惯性相似的串联管束，并在各管束中经历复杂且大规模的热量传递过程，导致从阀门动作到汽温响应存在较大延迟，通常需数百秒方能稳定，表现出典型的高阶大惯性特征。因此，通常用如下所示的高阶大惯性传递函数模型对该过程进行描述[18,26]：

$$G_{\mathrm{p}}(s)=\frac{K}{(1+Ts)^{n}} \tag{1}$$

式中：s 为 Laplace 算子；K 为模型静态增益，表示单位喷水阀门开度增量 u 能够引起的过热蒸汽温度 y 变化量。由于开大调节阀将导致减温水量增加，从而引起蒸汽温度的下降，在 SST 模型中，该参数为一个负值。T 为惯性时间常数，通常在数十秒左右；n 为模型阶数，一般在 4~6 及以上，二者共同反映喷水阀门开度变化后过热蒸汽由开始改变至再次稳定所需要的时间。显然，从模型角度看，过热汽温系统调控的时间尺度远远超过了常见的运动控制的被控对象，系统对控制信号的响应存在很大的迟滞，这对精密控制设计带来了巨大的困难。

同时，由于影响过热汽温的主要因素除减温水喷淋量外还有蒸汽流量与烟气传热量，二者通常被视为系统存在的典型扰动。在宽负荷灵活运行及混煤燃烧的工况下，扰动的影响相较于传统运行模式被显著放大。系统固有的大惯性特性所导致的扰动响应迟滞现象进一步加剧了控制难度，使得传统 PI 控制策略在实现预期控制性能方面面临严峻挑战。

通过上述对过热汽温系统的描述，可以总结燃煤机组典型高阶大惯性热工过程控制存在的共性难题：大规模传热传质导致的控制信号响应迟滞，以及复杂工况下的更为严峻的多源扰动影响。因此，需要开发具备强抗干扰能力且模型依赖度低的新型控制方法，而自抗扰控制（ADRC）技术则是满足上述需求的可行方案。

考虑到过热汽温系统的代表性和典型性，同样采用模型（式(1)）作为此一类高阶大惯性热工过程的统一描述，并额外引入外部扰动 $d(t)$，将该模型写作状态空间形式：

$$\begin{cases}\dot{x}_1(t)=x_2(t)\\ \dot{x}_2(t)=x_3(t)\\ \cdots\\ \dot{x}_n(t)=-\sum_{k=0}^{n-1}a_k x_{k+1}(t)+b_0u(t)+d(t)\\ y(t)=x_1(t)\end{cases} \tag{2}$$

式中：$a_i=n!\mathrm{T}^{i-n}/i!(n-i)!$，$b_0=K/T^n$，$u$ 和 y 分别为控制输入和被控量输出。

针对式(2)对象可设计自抗扰控制器核心的扩张状态观测器（ESO）。在常规的自抗扰设计中，通常将 ESO 的阶数取为与被控过程对象匹配，然而，在面向该高阶大惯性过程时，这样显然将产生大量的待整定参数，导致参数整定的难度显著提高，且传统的参数整定简化方法也容易引发算法稳定性下降的问题，不适配于工程实际部署应用。因此，作为替代，一般采用低阶的自抗扰控制器设计，采用一个 m 阶（m=1,2）的 ESO：

$$\begin{cases}\dot{\hat{x}}_1(t)=\hat{x}_2(t)+\beta_1[y(t)-\hat{x}_1(t)]\\ \dot{\hat{x}}_2(t)=\hat{x}_3(t)+\beta_2[y(t)-\hat{x}_1(t)]\\ \cdots\\ \dot{\hat{x}}_m(t)=\hat{x}_{m+1}(t)+b_0u(t)+\beta_m[y(t)-\hat{x}_1(t)]\\ \dot{\hat{x}}_{m+1}(t)=\beta_{m+1}[y(t)-\hat{x}_1(t)]\end{cases} \tag{3}$$

式中：β_i 为观测器增益。

定义估计偏差 $e_{\mathrm{i}}=x_{\mathrm{i}}-\hat{x}_{\mathrm{i}}$，其动态方程为：

$$\begin{cases}\dot{e}_1(t)=e_2(t)-\beta_1 e_1(t)\\ \dot{e}_2(t)=e_3(t)-\beta_2 e_1(t)\\ \cdots\\ \dot{e}_m(t)=e_{m+1}(t)-b_0u(t)-\beta_m e_1(t)\\ \dot{e}_{m+1}(t)=\dot{x}_{m+1}(t)-\beta_{m+1}e_1(t)\\ \dot{x}_{m+1}(t)=\int_{n-m-1}\cdots\int[f(t)+b_0u(t)]\mathrm{d}t^{n-m-1}\end{cases}\tag{4}$$

式中：$f(t)=-\sum_{k=0}^{n-1}a_k x_{k+1}(t)+\mathrm{d}(t)$ 为集总扰动，包含了外部扰动和模型参数失配效应。

与传统阶数匹配的 ESO 设计不同，此时控制作用 u 和状态导数 $\dot{x}_{m+1}$ 的动态被引入偏差动态方程，动态方程的收敛速度不再仅由观测器带宽决定，而是受限于慢动态的收敛过程，由此将引入不可避免的状态估计滞后，最终导致系统响应迟滞问题的产生。通过进一步分析，偏差状态导数 $\dot{e}_m$ 可被表示为：

$$\dot{e}_m(t)=x_{m+1}(t)-b_0u(t)-\beta_m e_1(t)-\beta_{m+1}\int e_1(t)\mathrm{d}t\tag{5}$$

该表达式说明，为消除由慢动态引起的响应滞后，附加项 $x_{m+1}(t)-b_0u(t)$ 应尽可能的小或消除，而 x_{m+1} 和 u 之间的 n–m 阶大惯性带来的相位偏差使附加项的处理速度受限。因此，惯性补偿设计根本在于通过控制结构设计，使输入 ESO 的 x_{m+1} 和 u 之间的相位偏差减小，呈现相对阶数更低、惯性更小的等效动态关系，从而更快速有效地消除附加项带来的不良影响。现有的方法给出了以下几种典型的思路：通过在控制通道上附加额外的惯性环节，滞后进入 ESO 的等效控制输入，如文献[19,23]中介绍的改进自抗扰控制器；在反馈通道上放置补偿器，使等效输出状态被超前预估，如文献[26]中采取的相位补偿方法；增设类似 Smith 预估器的结构，预估被控量输出，将自抗扰控制器的高阶被控过程等效化为一个简单的低阶模型。然而，上述方法多采取固定的设计，仅考虑对控制器的参数进行整定，而忽视了调整补偿器带来的潜在优化空间。

2 控制方法设计

2.1 低频近似惯性补偿

为了进一步研究补偿器设计对于控制效果的影响，从而为控制工程实践提供参考，本文提出惯性补偿自抗扰控制（lag compensation based ADRC，LC-ADRC）结构，如图 2 所示。在该结构中，被控对象模型 $G_{\mathrm{p}}(s)$ 由式(1)描述，惯性补偿通过一个广义 Smith 预估器实现，它由一个期望一阶模型 $G_{\mathrm{m}}(s)$ 和相应的滞后补偿器 $G_{\mathrm{cp}}(s)$ 构成，即：

$$G_{\mathrm{m}}(s)=\frac{K}{1+T_0s}\tag{6}$$

$$G_{\mathrm{cp}}(s)=\frac{1}{(1+T_0s)^{n_0}}\tag{7}$$

式中：T_0、n_0 分别为期望模型的惯性时间常数以及补偿器的阶数。在传统的设计中通常采用 $T_0=T$，$n_0=n-1$ 的参数配置，以实现与原对象模型的完全匹配。基于前文分析可知，实现良好的滞后补偿的核心在于使补偿器相位 x_{m+1} 与 u 和之间惯性关系带来的相位偏差相匹配，使原对象转变为一个低阶的等效模型，而该等效模型的时间常数并不需要固定与原对象相同。这为补偿结构的设计提供了更大的灵活性。

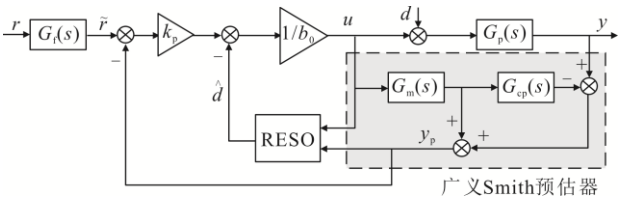


图 2 惯性补偿自抗扰控制结构

Fig.2 Lag compensated active disturbance rejection control structure

考虑到高阶大惯性热工过程的动态特性通常由低频段主导，因此，补偿结构设计主要关注于 $s\to0$ 的低频段。由控制作用 u 到预估输出 y_{p} 的等效模型可被描述为：

$$G_{\mathrm{e}}(s)=\frac{y_{\mathrm{p}}(s)}{u(s)}=\frac{K}{1+T_0s}+\frac{(1+T_0s)^{n_0+1}-(1+Ts)^n}{(1+Ts)^n(1+T_0s)^{n_0+1}}\tag{8}$$

补偿结构设计的核心目标在于：所关注的低频段能够用所设计的期望一阶模型 $G_{\mathrm{m}}(s)$ 近似该实际等效模型，从而在控制器设计的过程中便可以充分调用模型信息提升控制效果。由此，提出近似需求：

$$G_{\mathrm{m}}(s)=G_{\mathrm{e}}(s)\tag{9}$$

代入式(6)、式(8)，则有：

$$(1+Ts)^n=(1+T_0s)^{n_0+1}\tag{10}$$

在所关注的低频段，对式(8)左右两侧在 s=0 处一阶 Taylor 展开，则有：

$$\begin{cases}(1+Ts)^n=1+nTs+o(s^2)\\ (1+T_0s)=1+(n_0+1)T_0s+o(s^2)\end{cases}\tag{11}$$

因此，近似需求便可表示为：

$$nT=(n_0+1)T_0\tag{12}$$

值得注意的是，如果考虑非低频段，式(11)的展

开应至二阶及以上，从而给出 n_0、T_0 的严格规定，即 $n_0=n-1$，$T_0=T$。因此，本文本质上是在低频近似之下进行的，是一种对热工过程低频主导特性的充分利用。

在此要求下，惯性补偿结构设计的自由度降低至对补偿器 $G_{cp}(s)$阶数 n_0 的调整。为研究不同补偿器阶数对近似效果的影响，以 $G_p=1/(1+30s)^5$ 作为一个简单的例子，图 3 对比了不同补偿器阶数 n_0 为 2、3、4、5、6 下期望模型（实线）和等效对象（虚线）的频率响应结果。由图 3 可见，虽然在特定的频段存在轻微相位偏差，但在关键的低频区间内，可实现期望模型与实际等效对象的高精度匹配，这与本文的需求是相符合的。另一方面，可以观察到在 $n_0=2$ 情况下，失配现象出现时对应的频率明显较小，失配问题可能对系统运行产生较大影响，由此给出了补偿器设计的警示，即补偿器阶数 n_0 不宜设计的过小。此外，对于预估输出，有：

$$y_p(s)=u(s)G_m(s)[1-G_{cp}(s)]+y(s) \tag{13}$$

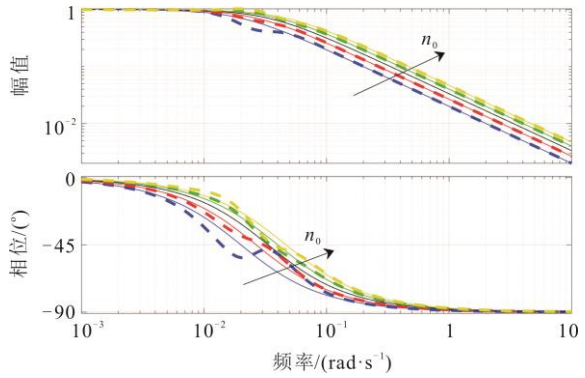


图 3 n_0=2,3,4,5,6 下期望模型（实线）和等效对象（虚线）的频率响应

Fig.3 Frequency responses of expected model (solid lines) and equivalent plant (dashed lines) with n_0=2,3,4,5,6

因此，在稳态下有 $\lim\limits_{s\to 0} y_p = y$，即所提出的惯性补偿结构能够实现稳态下的无差预估。

2.2 降阶自抗扰控制器

通过惯性补偿，等效被控过程能够用所设计的期望一阶模型 $G_m(s)$合理描述。为方便自抗扰控制器设计，将其改写为状态空间表达式：

$$\begin{cases}\dot{x}_1(t)=-1/T_0 x_1(t)+b_0u(t)+d(t)\\ y_p(t)=x_1(t)\end{cases} \tag{14}$$

考虑到预估输出可测且期望模型信息已知，故采用一种基于模型信息的降阶扩张状态观测器（RESO）以在更小的相位滞后下估计集总扰动[28]：

$$\begin{cases}\dot{\xi}(t)=-\beta_1\xi(t)-\beta_1(\beta_1-1/T_0)y_p(t)-\beta_1b_0u(t)\\ \dot{\hat{x}}_2(t)=\xi(t)+\beta_1y_p(t)\end{cases} \tag{15}$$

式中：ξ为辅助变量；$\hat{x}_2$ 为估计的集总扰动；$b_0=K/T$ 为输入增益。

至此，设计反馈控制率：

$$u=\frac{k_p(\tilde{r}-y_p)-\hat{x}_2}{b_0} \tag{16}$$

式中：$\tilde{r}$ 为经前馈滤波的设定值。

由于在 ESO 中引入模型信息，被控输出与设定值之间将出现一个与设定值成比例的稳态偏差[29]。为消除该偏差量，需要在前馈通道上设置一个固定的增益。同时，为了减少在设定值变化时控制信号产生不必要的能量损失，考虑在前馈通道上增设一个低通滤波模块。因此，前馈滤波器设计为：

$$G_f(s)=\frac{k_0}{1+T_fs} \tag{17}$$

式中：T_f 为滤波器时间常数；k_0 为前馈增益。

由式(15)—式(17)可知，$\hat{x}_2$ 实现了对集总扰动的完全估计，惯性补偿结构实现无偏差预估的情况下，存在：

$$G_{y_pr}(s)=G_{y_p\tilde{r}}(s)G_f(s)=\frac{k_p}{s+1/T_0+k_p}\frac{k_0}{1+T_fs} \tag{18}$$

由此，为实现无差跟踪，即 $\lim\limits_{s\to 0}G_{y_pr}=1$，$k_0$ 应为：

$$k_0=\frac{k_pT_0+1}{k_pT_0} \tag{19}$$

运用常规的带宽整定法，控制器增益 k_p 和观测器增益β_1 可描述为：

$$\begin{cases}k_p=\omega_c-1/T_0\\ \beta_1=\omega_o\end{cases} \tag{20}$$

式中：ω_c、ω_o 分别为控制器带宽和观测器带宽。

2.3 等效结构

为进一步开展稳定性分析、鲁棒性分析并研究参数的整定方法，先将复杂的 LC-ADRC 结构简化为二自由度的等效形式。通过对式(15)的 Laplace 变换，能够得到：

$$\hat{x}_2(s)=\frac{\omega_o(\omega_o+1/T_0)}{s+\omega_o}y_p(s)-\frac{b_0\omega_o}{s+\omega_o}u(s) \tag{21}$$

将式(21)代入控制率式(16)，可得：

$$u(s)=-\frac{(\omega_c-1/T_0+\omega_o)s+\omega_c\omega_o}{b_0s}y_p(s)+\frac{\omega_o(s+\omega_o)}{b_0s}\frac{\omega_cT_0}{(\omega_cT_0-1)(1+T_fs)}r(s) \tag{22}$$

若考虑二自由度形式控制率 $u=G_c(G_Fr-y_p)$，

则有：

$$G_{\mathrm{C}}(s)=\frac{(\omega_{\mathrm{c}}-1/T_0+\omega_{\mathrm{o}})s+\omega_{\mathrm{c}}\omega_{\mathrm{o}}}{b_0 s} \tag{23}$$

$$G_{\mathrm{F}}(s)=\frac{s+\omega_{\mathrm{o}}}{(\omega_{\mathrm{c}}-1/T_0+\omega_{\mathrm{o}})s+\omega_{\mathrm{c}}\omega_{\mathrm{o}}}\frac{\omega_{\mathrm{c}}}{T_{\mathrm{f}}s+1} \tag{24}$$

进一步的，将惯性补偿结构对闭环系统的影响纳入综合等效反馈控制器 $G_{\mathrm{E}}(s)$中，可得：

$$\begin{aligned}G_{\mathrm{E}}(s)&=\frac{G_{\mathrm{C}}(s)}{1+G_{\mathrm{C}}(s)G_{\mathrm{m}}(s)[1-G_{\mathrm{cp}}(s)]}=\\&\frac{(1+T_0 s)^{n_0+1}(l_1 s+l_0)}{b_0 s(1+T_0 s)^{n_0+1}+K(l_1 s+l_0)[(1+T_0 s)^{n_0}-1]}=\\&\frac{b_0 s(1+T_0 s)^{n_0+1}G_{\mathrm{C}}(s)}{b_0 s(1+T_0 s)^{n_0+1}+K(l_1 s+l_0)[(1+T_0 s)^{n_0}-1]}\end{aligned} \tag{25}$$

式中：l_1、l_2 为辅助变量。

由此，系统可整理为如图 4 所示的二自由度等效结构。

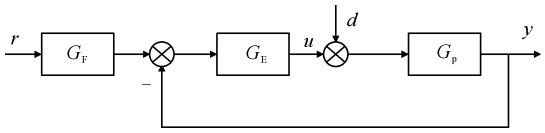


图 4 二自由度等效结构

Fig.4 The 2DOF equivalent structure

为简化参数整定流程，采用常用的缩放关系将观测器带宽设置为与控制器带宽成比例，即 $\omega_{\mathrm{o}}=5\omega_{\mathrm{c}}$。同时，考虑到$\omega_{\mathrm{c}}$的选择通常与期望调节时间相关，需要考虑对象自身的惯性特性，因此，进一步引入缩放关系$\lambda=\omega_{\mathrm{c}}T_0$，使所研究的参数整定方案具有更好的通用性，其中$\lambda$为可调缩放因子。由此，$l_1$、$l_2$ 可表示为：

$$l_1=5\frac{\lambda^2}{T_0^2},\ l_2=\frac{6\lambda-1}{T_0} \tag{26}$$

开环传递函数可表示为：

$$L(s)=G_{\mathrm{C}}(s)G_{\mathrm{p}}(s)=\frac{P_1(s)}{P_3(s)-P_2(s)} \tag{27}$$

其中，各多项式 $P_i(s)$分别为：

$$\begin{cases}P_1(s)=(1+T_0 s)^{n_0+1}[(6\lambda-1)T_0 s+5\lambda^2]\\P_2(s)=(1+Ts)^{n}[(6\lambda-1)T_0 s+5\lambda^2]\\P_3(s)=(1+T_0 s)^{n_0}(1+Ts)^{n}(T_0 s+5\lambda)(T_0 s+\lambda)\end{cases} \tag{28}$$

根据 Nyquist 定理，系统的稳定性条件可以描述为$|L(j\omega^*)|<1$，其中ω^*为相位穿越频率。

2.4 稳定性分析

定理 1 对于式(1)所描述的高阶大惯性过程，采用本文所提出 LC-ADRC 控制器，若满足：

$$\begin{aligned}&5\lambda^2[1+n+6\lambda n_0+2.5\lambda^2 n_0(n_0-1)+5\lambda^2 n_0 n]<\\&\lambda(5\lambda^2 n_0+1)[5\lambda(2n_0+1)+6]\end{aligned} \tag{29}$$

则闭环系统渐近稳定。

证明：考虑由式(27)、式(28)所定义的开环传递函数，各特征多项式 $P_i(s)$均不存在正根，同时，由于始终满足 $T>0, T_0>0, P_3(s)–P_2(s)>0$ 恒成立，因此，开环传递函数为最小相位，其幅值与相位存在唯一对应关系。由 $\lim\limits_{s\to 0}L(s)=\infty$，$\lim\limits_{s\to\infty}L(s)=0$ 可知，随着频率由 0 增大/减小至正/负无穷，其 Nyquist 曲线从无穷远处向零点收敛，与负实轴存在唯一交点。当该交点落在特征点(–1, j0)右侧时，结合 Nyquist 定理可知，所构建控制系统是渐近稳定的。

代入 $s=j\omega$，并考核$\omega\to 0$ 时的开环传递函数 $L(j\omega)$，则式(28)所述多项式可泰勒展开为：

$$\begin{cases}P_1(j\omega)=p_{10}+p_{11}\omega-p_{12}\omega^2+O(\omega^3)\\P_2(j\omega)=p_{20}+p_{21}\omega-p_{22}\omega^2+O(\omega^3)\\P_3(j\omega)=p_{30}+p_{31}\omega-p_{32}\omega^2+O(\omega^3)\end{cases} \tag{30}$$

其中，各参数 p_{ij} 定义如下：

$$\begin{cases}p_{\mathrm{i}0}=5\lambda^2(i=1,2,3)\\p_{11}=5\lambda^2(n_0+1)+(6\lambda-1)\\p_{12}=5\lambda^2\dfrac{n_0(n_0+1)}{2}+(n_0+1)(6\lambda-1)\\p_{21}=5\lambda^2 n+(6\lambda-1)\\p_{22}=5\lambda^2\dfrac{n(n-1)}{2}+n(6\lambda-1)\\p_{31}=5\lambda^2(n_0+n)+6\lambda\\p_{32}=1+6\lambda(n_0+n)+5\lambda^2\dfrac{(n_0+n)(n_0+n-1)}{2}\end{cases} \tag{31}$$

则 $L(j\omega)$分母多项式可表示为：

$$D(j\omega)=(p_{31}-p_{21})\omega-(p_{32}-p_{22})\omega^2+O(\omega^3) \tag{32}$$

据此，开环传递函数可表示为：

$$\begin{aligned}L(j\omega)&=\frac{P_1(j\omega)}{D(j\omega)}=\\&\frac{1}{p_{31}-p_{21}}\left[p_{11}-\frac{p_{10}(p_{32}-p_{22})}{p_{31}-p_{21}}\right]-\\&\frac{p_{10}}{p_{31}-p_{21}}\frac{1}{\omega}+O(\omega)\end{aligned} \tag{33}$$

在$\omega\to 0^+$处，它的实、虚部分别为：

$$\begin{cases}\mathrm{Re}[L]\to\dfrac{1}{p_{31}-p_{21}}\left[p_{11}-\dfrac{p_{10}(p_{32}-p_{22})}{p_{31}-p_{21}}\right]\\\mathrm{Im}[L]\to-\dfrac{p_{10}}{(p_{31}-p_{21})\omega}\to-\infty\end{cases} \tag{34}$$

反之，在$\omega\to0^-$处，其虚部趋近于正无穷，实部与$\omega\to0^+$时相同。意味着开环传递函数的 Nyquist 曲线存在一条与负实轴垂直的渐近线。将式(31)代入式(34)，可得：

$$\mathrm{Re}[L]=\frac{\Phi_2-\Phi_1}{(5\lambda^2n_0+1)^2}-1 \tag{35}$$

式中：Φ_1、Φ_2分别代表式(29)小于号左、右两侧算式。因此，若满足式(29)不等式条件，则 Re[L]>–1，开环系统的 Nyquist 曲线的渐近线及曲线与实轴交点均落在特征点右侧，系统渐近稳定。

3 参数整定

3.1 鲁棒性分析

高阶热工过程普遍存在较大的不确定性，对象不可能始终保持在标称状态，因此，参数整定必须使闭环系统保持一定的鲁棒性，以应对参数摄动和模型失配带来的影响。这意味着参数整定必须要基于合适的鲁棒性约束之下。为此，本文选取最大灵敏度 M_S 作为鲁棒性评估指标，其值越小标志着控制系统具有越好的鲁棒性[30-31]，表示为：

$$M_S=\left\|S(j\omega)\right\|_\infty=\left\|\frac{1}{1+L(j\omega)}\right\|_\infty=\left\|\frac{P_3(j\omega)-P_2(j\omega)}{P_1(j\omega)-P_2(j\omega)+P_3(j\omega)}\right\|_\infty \tag{36}$$

以 G_p=1/(1+30s)^5 为例，待整定参数λ和 n_0 与闭环系统鲁棒性指标 M_S 的关系如图 5 所示。

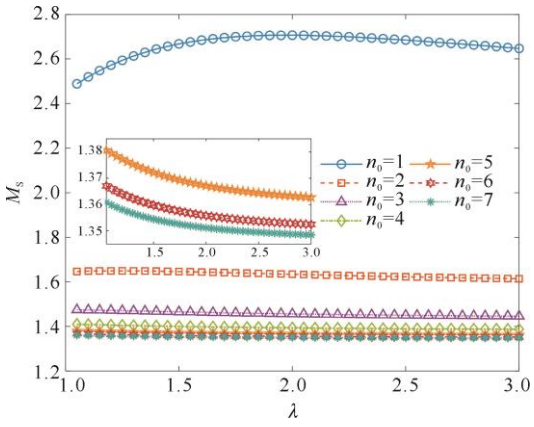


图 5 不同λ与 n_0 下 LC-ADRC 系统的 M_S 值

Fig.5 M_S of the LC-ADRC system against different λ and n_0

由图 5 可以发现，当 n_0 取值合适时，λ的变化不会对闭环系统的鲁棒性产生显著影响。另一方面，对于补偿器阶数 n_0，则可以发现随着 n_0 减小，鲁棒性发生恶化，且当 n_0 过小时恶化更为严重。因此，若从保障鲁棒性的角度出发，可以设置一个常规的鲁棒性约束 $M_S\leqslant1.8$，在一个较小的λ下，根据式(36)，排除所有无法满足约束条件的小值 n_0。另一方面，由图 5 可知，当 n_0>n–1 时，M_S 随着 n_0 的改变发生的变化明显减弱，n_0 的增大带来的鲁棒性收益相对较低，同时，这样的保守设计又会导致系统的跟踪和抗干扰性能发生下降。因此，在满足约束的条件下，并不推荐不断提高 n_0 以追求更高的鲁棒性。

3.2 基于期望响应性能的参数整定

考虑到热工过程的低频主导特性，可以对实际闭环系统的跟踪响应进行如下近似：

$$\lim_{s\to0}G_{yr}(s)=\lim_{s\to0}\frac{L(s)G_f(s)}{1+L(s)}\approx\frac{1}{1+\delta nTs}\frac{1}{1+T_fs} \tag{37}$$

式中：δ为跟踪响应因子，更小的δ意味着更快的响应速度。由此，可根据δ与 n_0、λ 的量化关系分析二者对控制性能的影响情况。由式(27)、式(28)、式(30)，可得：

$$\delta=\lim_{s\to0}\frac{P_3(s)-P_2(s)}{P_1(s)nTs}=\lim_{s\to0}\frac{1+\left(nT-T_0+\dfrac{T_0}{5\lambda^2}\right)s}{nTs}-\frac{1+[nT-(n_0+1)T_0]s}{nTs}=\frac{1}{(n_0+1)}\left(n_0+\frac{1}{5\lambda^2}\right) \tag{38}$$

因此，与尝试获取更强鲁棒性的参数调整方向相反，若希望系统具有更强的跟踪响应性能，需要将 n_0 取得更小，将λ 取得更大。另一方面，由式(20)可知，当$\omega_c\leqslant1/T_0$($\lambda\leqslant1$)，将导致控制器增益为负甚至为 0，引发初始反向调节乃至完全不动作，失去调控能力。因此，其取值应约束在λ>1 的区间内。在此基础上，始终有 1/5λ^2<0.2，且随着λ的增大该数值也将迅速减小。因此，该系统中跟踪响应性能由补偿器阶数 n_0 的大小主导。

综上，不论是对于鲁棒性和跟踪响应性能，λ的影响均远小于 n_0，换言之，如何通过 n_0 的设计在谋取更好的跟踪响应性能和保证更强的鲁棒性之间实现合理权衡，成为所提出 LC-ADRC 设计中参数整定的核心任务。为此，给出如图 6 所示的 LC-ADRC 参数整定流程，具体步骤总结如下。

1）在区间(1,∞)内确定一个合适的λ，确定后该值可不再修改。在接下来的 3.3 节中，将结合输入

品质分析给出该合适值选取的进一步指导。

2）设置 n_0 的参数整定初始值，该初始值设置方法包括 3 种：①以高鲁棒性为控制器设计核心目标，采用保守设计 $n_0=n-1$；②追求性能和鲁棒性的权衡，采用本文给出的经验设计 $n_0=n-2$；③以响应速度和跟踪性能为控制器设计核心目标，根据式(31)给出的定量关系，根据期望的响应时间设置δ，量化计算给出 n_0（式(31)计算结果向上取整）。

3）计算所给出参数组合下的鲁棒性指标 M_S，判断是否满足鲁棒性约束 $M_S\leqslant 1.8$。若不满足，则判断当前迭代次数：若迭代次数 $k=0$，说明初值过于激进，需退回步骤 2），设置更保守的 n_0 初值；反之，则说明所期望的性能在给定的鲁棒性约束下无法达到，需要做出妥协，退回前一步迭代所给出的满足约束的最小 n_0，结束整定。

4）判断所给出参数组合下控制系统性能是否达到期望，若达到期望，则输出当前参数组合(λ, n_0)，结束参数整定；反之，迭代次数 $k=k+1$，参数 $n_0=n-1$，退回步骤 3）重新执行。

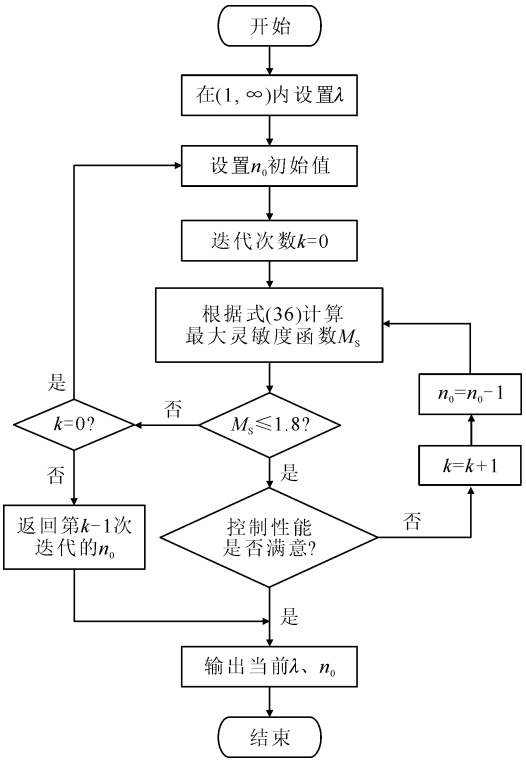


图 6 LC-ADRC 参数整定流程

Fig.6 Flow chart of the LC-ADRC parameter tuning

3.3 输入品质分析

分析控制作用对设定值变化的瞬态响应，可以发现：

$$\lim_{s\to\infty}G_{ur}(s)=\lim_{s\to\infty}\frac{G_F(s)G_E(s)}{1+G_E(s)G_p(s)}=\frac{(\lambda-1)(\lambda+1)}{b_0\lambda} \tag{39}$$

即当设定值发生突变时，所提出的 LC-ADRC 将会对控制信号引入一个瞬态增益。若该增益过大，则控制信号出现明显的“尖峰”，即快速爬升一个峰值后迅速下降至稳态值附近，输入品质发生恶化。因此，需要引入前馈滤波器对该瞬态增益进行处理，将其时间常数设计为与其成比例关系，经过大量仿真实验，本文给出该比例的推荐值为 0.25，由此，滤波器时间常数的量化调整公式为：

$$T_f=(\lambda-1)(\lambda+1)/(4\lambda|b_0|) \tag{40}$$

值得注意的是，在上述公式中，需要调用到缩放参数λ，这就意味着前馈控制器的调整是随着反馈控制器一同进行的。考虑到λ对性能的影响并不显著，同时却对滤波器时间常数具有较强的影响，因此，在本文所提出的控制系统中，将会出现一个有趣的与传统 ADRC 设计不同的现象：增大控制器带宽不仅不会使响应速度显著提高，反而可能导致其发生下降。因此，上述参数整定方案中，步骤 1）λ的设计还需要增加额外的条件，即“合适值”的选取应当仅略微大于 1 而不能取得过大。结合大量仿真实验，本文给出一个推荐取值λ=1.3，在后续仿真实验中，也将遵循该建议整定参数。实际应用中，可根据具体需求对该推荐值进行适当调整。

4 仿真案例分析

基于国内某 600 MW 燃煤机组过热汽温系统的闭环阶跃实验数据，采用最小二乘法辨识减温水阀门开度（控制作用）与过热器出口蒸汽温度（被调量）之间的动态特性模型。为了验证所提出方法对模型的依赖程度，分别辨识阶数 $n=4$ 和 $n=5$ 的重极点传递函数，其模型如下：

$$G_{p1}(s)=\frac{-0.851\,3}{(1+94.098\,2s)^4} \tag{41}$$

$$G_{p2}(s)=\frac{-0.819\,5}{(1+74.716\,9s)^5} \tag{42}$$

图 7 为过热汽温过程动态特性模型辨识结果。由图 7 可见，实际数据与模型的拟合结果展现出较高一致性，所获得的标准化均方根误差（normalized root mean square error）分别为 0.045 2 和 0.051 4，辨识结果可采信用于后续分析。

选择 4 种成熟的现有控制方法进行对比，分别在标称工况和参数摄动工况下评估性能：1）模型预测控制（MPC）；2）基于高阶过程鲁棒调参方法设计

的二阶 ADRC 控制器（2nd-ADRC）[25]；3）结合相位补偿的二阶 ADRC 控制器（PC-ADRC）[26]；4）依据 SIMC 整定准则实现的 PI 控制器（SIMC-PI）[32]。

在仿真实验中，在 50 s 和 2 500 s 时分别引入设定值阶跃变化和外部扰动阶跃变化。为评估系统性能，选用设定值响应的积分绝对误差 IAE_{sp} 和超调量σ作为跟踪性能指标，扰动响应的积分绝对误差 IAE_{ud} 用于评估干扰抑制能力，上述参数越小，则代表系统的跟踪和抗干扰性能越佳。控制作用的总变差 TV 用于量化评价输入品质，指标越小代表品质越好。表 1 为各控制器的参数配置。

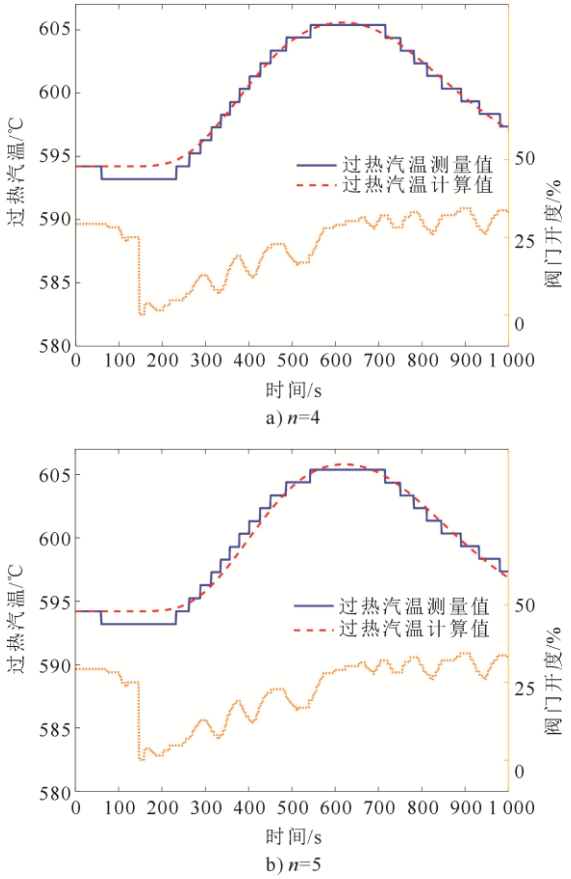


图 7 过热汽温过程动态特性模型辨识结果

Fig.7 Identification results of the dynamic characteristic model of superheated steam temperature process

表 1 各控制器参数配置

Tab.1 Parameters settings of different controllers

方法	控制器参数	M_S
LC-ADRC	λ=1.3，n_0=3	1.47
MPC	采样时间=30 s，预测时域=16，控制时域= 2，输出权重=1，输入权重=0.25，输入限幅:[–1.5,1.5]	1.62
2nd-ADRC	b_0= –0.0005，ω_c=0.0091，ω_o=0.0907	1.47
PC-ADRC	b_0= –0.0045，ω_c=0.0128，ω_o=0.128	1.47
SIMC-PI	k_p= –0.2615，k_i= –0.0023	1.49

为了保障公平性，规定了 3 种 ADRC 算法在整定时采取相同的鲁棒性指标 M_S 值。为了验证算法对建模精度的敏感性，在控制器设计时参考 5 阶模型（式(42)），实际被控对象设置为 4 阶模型（式(41)）。分别在标称情况和 2 种参数摄动工况下进行了仿真对比实验，仿真结果如图 8 所示，不同控制方案下的性能指标对比结果见表 2。

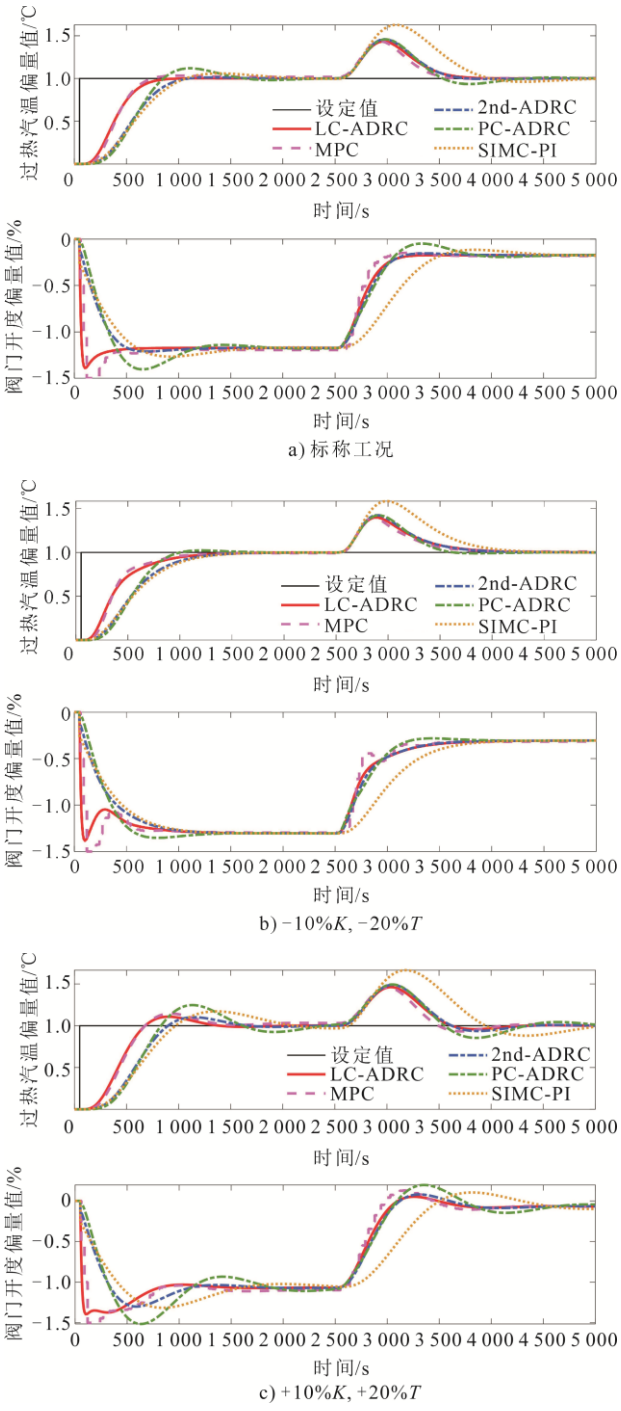


图 8 不同控制方法仿真对比结果

Fig.8 Comparison of simulation results among different control methods

由图 8a)可见，在标称工况下，3 种 ADRC 控制方法展现出的抗干扰性能相似，所提 LC-ADRC 方法相对传统的 SIMC-PI 的提升幅度为 49.6%，在 3 种自抗扰方案中相对最优，仅低于 MPC 算法 8.4%；PC-ADRC 方法在 3 种 ADRC 方法中相对 SIMC-PI 的提升最小，但在抗干扰性能方面仍有 42.3%的提升。因此，采用 ADRC 控制对于系统扰动抑制的效果是显著的。而另一方面，考虑到本文所重点关注的跟踪滞后问题，现有的 2 种方法相对 PI 控制而言的提升最高 9.4%，最低 1.2%，提升并不显著，与前文分析中介绍的跟踪滞后现象相符。本文所提出的 LC-ADRC 控制在该问题上则实现了明显的突破，其跟踪性能量化指标相对于 2 种 ADRC 方案中较优的二阶 ADRC 的提升幅度超过 30%，相对传统 PI 算法则为 38.2%，接近 40%，甚至相比于 MPC 算法也实现了 9.1%的提升。在提高响应速度的同时，该方法带来的超调量在 1%以下，在全方案中最小，展现出综合最优的跟踪效果。另外，所提出方法的 TV 指标在全方案中排位第 3，未因提高性能而造成输入品质的严重下滑。考虑到仿真中控制器设计所运用模型与实际对象模型的不同，因此，在所提出的 LC-ADRC 控制器设计中，对精确的数学模型的需求并不严苛。

由图 8b)、图 8c)可见，2 种参数摄动的典型情况（静态增益下降 10%、惯性时间常数下降 20%及静态增益增加 10%、惯性时间常数增加 20%）下，控制系统均能够保持稳定，且 2 项 IAE 指标下降幅度均小于 20%。

表 2 各控制器下的性能指标

Tab.2 Performance indicators of different controllers

	方法	IAE_{sp}	IAE_{ud}	TV	σ/%
标称情况	LC-ADRC	356.8	238.7	2.61	0.08
	MPC	392.4	220.3	2.91	3.32
	2nd-ADRC	523.2	254.1	2.32	1.24
	PC-ADRC	570.2	273.5	3.02	11.87
	SIMC-PI	577.3	473.6	2.48	5.89
–10%K, –20%T	LC-ADRC	387.3	238.4	2.98	0
	MPC	379.2	220.8	3.34	0
	2nd-ADRC	544.0	247.9	2.33	0
	PC-ADRC	509.0	223.3	2.47	2.25
	SIMC-PI	559.4	428.5	2.31	0
+10%K, +20%T	LC-ADRC	420.0	272.8	3.12	10.79
	MPC	474.9	266.1	3.05	14.59
	2nd-ADRC	577.4	306.1	2.97	10.17
	PC-ADRC	685.6	365.2	4.03	24.69
	SIMC-PI	681.0	573.6	3.01	17.20

综上，LC-ADRC 能够在保证应对模型失配和参数摄动的鲁棒性的同时，相对当前常用的 PI 控制实现跟踪和抗干扰性能的提升。对比当前先进的 MPC 算法，LC-ADRC 也能够在输入品质上实现全工况超越的同时，具有接近甚至超越 MPC 算法的跟踪和抗干扰性能，并具有无需额外购置用于大规模计算的上位机、易于部署和实现的成本优势，具有在实际工程中应用的可行性和前景。

5 结 论

本文面向一类具有高阶大惯性动态特性的热工过程，提出了一种基于低频近似惯性补偿的自抗扰控制方法（LC-ADRC）。以具有典型高阶大惯性动态特性的过热汽温系统为例，分析了此类过程存在的控制难点，并探讨了采用低阶 ADRC 控制高阶过程的原因及该方法实际应用中存在的滞后问题，设计了基于高阶对象低频近似的补偿器参数可调的惯性补偿结构，融合自抗扰控制器建立了完整的控制体系架构，并基于此开展了控制系统的稳定性分析。基于二自由度等效变换和鲁棒性分析，提出了规范化的参数整定方案。仿真实验表明，该方法能够提升跟踪和抗干扰性能，同时具有应对参数摄动和模型不确定性的鲁棒性，具有在高阶大惯性热工过程控制中实际投用的潜力。在后续的研究中，也将结合实际的控制优化项目，推进该算法在实际机组中的运行测试和工程验证。

[参 考 文 献]

[1] Energy Institute. Statistical review of world energy globally consistent data on world energy markets and authoritative publications in the field of energy[R]. London: BP Energy Outlook, 2021, 70: 7.

[2] Wu X, Shen J, Li Y, et al. Steam power plant configuration, design, and control[J]. Wiley Interdisciplinary Reviews: Energy and Environment, 2015, 4(6): 537.

[3] 邹小刚, 刘明, 肖海丰, 等. 火电机组耦合熔盐储热深度调峰系统设计及性能分析[J]. 热力发电, 2023, 52(2): 146.
Zou X G, Liu M, Xiao H F, et al. Design and performance analysis of a deep peak regulation system for thermal power units coupled with molten salt heat storage[J]. Thermal Power Generation, 2023, 52(2): 146.

[4] 潘勤, 高畅, 隋海涛. 模型预测控制技术在 SNCR 脱硝系统的应用[J]. 洁净煤技术, 2024, 30(增刊 2): 579.
Pan Q, Gao C, Sui H T. Application of model predictive control technology in SNCR denitrification system[J]. Clean Coal Technology, 2024, 30(S2): 579.

[5] 方垒. 多模型切换 DMC-PID 串级预测控制在 SCR 脱硝系统中应用的仿真分析[J]. 热能动力工程, 2023, 38(4): 75.
Fang L. Simulation analysis of multi-model switching

DMC-PID cascade predictive control applied in SCR denitrification system[J]. Journal of Engineering for Thermal Energy and Power, 2023, 38(4): 75.
[6] 刘春艳, 陈梦涛. 锅炉汽包水位的模糊 PID 控制研究[J]. 热能动力工程, 2021, 36(3): 100.
Liu C Y, Chen M T. Research on fuzzy PID control for boiler drum water level[J]. Journal of Engineering for Thermal Energy and Power, 2021, 36(3): 100.
[7] 毛宇涵, 李来春, 张亮, 等. 基于 Smith 预估控制和遗传算法优化的燃油蒸汽锅炉燃烧控制[J]. 热能动力工程, 2023, 38(3): 105.
Mao Y H, Li L C, Zhang L, et al. Combustion control of fuel oil steam boiler based on smith predictor and genetic algorithm optimization[J]. Journal of Engineering for Thermal Energy and Power, 2023, 38(3): 105.
[8] Han J. From PID to active disturbance rejection control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(3): 900.
[9] Jin H, Song J, Lan W, et al. On the characteristics of ADRC: a PID interpretation[J]. Science China: Information Sciences, 2020, 63(10): 209201.
[10] Su Z, Sun L, Xue W, et al. A review on active disturbance rejection control of power generation systems: Fundamentals, tunings and practices[J]. Control Engineering Practice, 2023, 141: 105716.
[11] 刘成, 胡建辉, 尚静. 基于改进自抗扰控制的共直流母线开绕组永磁同步电机转矩脉动抑制策略[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(2): 779.
Liu C, Hu J H, Shang J. Torque ripple suppression strategy for open-winding permanent magnet synchronous motor with common DC bus based on improved active disturbance rejection control[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(2): 779.
[12] 孙嫚憶, 张安, 胡树欣, 等. 基于自抗扰的四旋翼无人机控制方法[J]. 电光与控制, 2024, 31(1): 33.
Sun M Y, Zhang A, Hu S X, et al. A quadrotor control method based on active disturbance rejection[J]. Electronics Optics & Control, 2024, 31(1): 33.
[13] 陈旭, 綦晓, 杜鸣, 等. 基于新型自抗扰控制方法的风火协同调频策略研究[J]. 热力发电, 2024, 53(12): 29.
Chen X, Qi X, Du M, et al. Research on wind-thermal coordinated frequency regulation strategy based on a novel active disturbance rejection control method[J]. Thermal Power Generation, 2024, 53(12): 29.
[14] Fareh R, Khadraoui S, Abdallah M Y, et al. Active disturbance rejection control for robotic systems: a review[J]. Mechatronics, 2021, 80: 102671.
[15] Yang X, Huang Y. Capabilities of extended state observer for estimating uncertainties[C]//2009 American control conference. IEEE, 2009: 3700.
[16] Liang G, Li W, Li Z. Control of superheated steam temperature in large-capacity generation units based on active disturbance rejection method and distributed control system[J]. Control Engineering Practice, 2013, 21(3): 268.
[17] Zheng Q, Gao Z. Active disturbance rejection control: some recent experimental and industrial case studies[J]. Control Theory and Technology, 2018, 16(4): 301.
[18] Sun L, Hua Q, Shen J, et al. Multi-objective optimization for advanced superheater steam temperature control in a 300 MW power plant[J]. Applied Energy, 2017, 208: 592.
[19] 王永, 史耕金, 吴振龙. 过热汽温系统改进自抗扰控制及其工程应用研究[J]. 热力发电, 2025, 54(3): 150.
Wang Y, Shi G J, Wu Z L. Improved active disturbance rejection control for superheated steam temperature system and its engineering application study[J]. Thermal Power Generation, 2025, 54(3): 150.
[20] Li H, Pan T, Li Z, et al. Reheated steam temperature control in thermal power plant using integral-linear active disturbance rejection control[C]//2017 11th Asian Control Conference (ASCC). IEEE, 2017: 2636.
[21] Wu Z, Li D, Liu Y, et al. Performance analysis of improved ADRCs for a class of high-order processes with verification on main steam pressure control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 70(6): 6180.
[22] Lin Q, Chen P, Prikhodko V Y. Experimental study and model predictive control of a lean-burn gasoline engine coupled with a passive selective catalytic reduction system[J]. Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, 2019, 141(9): 091008.
[23] Wu Z, Sui S, Li S, et al. Modified active disturbance rejection control design based on gain scheduling for selective catalytic reduction denitrification processes[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(12): 16441.
[24] Gao Z. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[J]. Proceedings of the American Control Conference, 2003, 4: 4989.
[25] He T, Wu Z, Li D, et al. A tuning method of active disturbance rejection control for a class of high-order processes[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 67(4): 3191.
[26] Chen Z, Hao Y, Sun L, et al. Phase compensation based active disturbance rejection control for high order superheated steam temperature system[J]. Control Engineering Practice, 2022, 126: 105200.
[27] Wu Z, Shi G, Li D, et al. A Smith-like active disturbance rejection control design for a class of overdamped processes with application to low-pressure heater system [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2025, 72(10): 10771.
[28] Huang Y, Xue W. Active disturbance rejection control: methodology and theoretical analysis[J]. ISA Transactions, 2014, 53(4): 963.
[29] Yi H, Su Z, Wang P. Closed-loop shaping-based active disturbance rejection control with delay robustness and application to wet desulfurization process[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 71(6): 6117.
[30] Åström K J, Hägglund T. Advanced PID control[M]. The Instrumentation, Systems, and Automation Society, 2005: 1122.
[31] Skogestad S, Postlethwaite I. Multivariable feedback control: analysis and design[M]. John Wiley & Sons, 2005: 1.
[32] Skogestad S. Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning[J]. Journal of Process Control, 2003, 13(4): 291.

（责任编辑　杜亚勤）