

控制与决策

Control and Decision

一种融合改进滑模扩张状态观测器和卡尔曼滤波的进气系统自抗扰控制方法

荣海娜, 周泽震, 张葛祥, 刘俊, 但志宏, 张松

引用本文:

荣海娜, 周泽震, 张葛祥, 等. 一种融合改进滑模扩张状态观测器和卡尔曼滤波的进气系统自抗扰控制方法[J]. [控制与决策](#), 2026, 41(5): 1275-1286.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2025.0854>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

[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>

[输入饱和的充液航天器抗干扰有限时间滑模控制](#)

Anti-disturbance finite-time sliding mode control for liquid-filled spacecraft with input saturation
[控制与决策](#). 2021, 36(5): 1078-1086 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0820>

[一种反向递推正弦干扰观测器的设计方法](#)

[Design method of reverse recursive sinusoidal disturbance observer](#)
[控制与决策](#). 2021, 36(2): 403-410 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0769>

[四旋翼无人机抗干扰轨迹跟踪控制](#)

Anti-interference trajectory tracking control of quadrotor UAV
[控制与决策](#). 2021, 36(2): 379-386 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0875>

[脉冲控制下多智能体系统的保性能双向编队控制](#)

[Guaranteed cost bipartite formation problem of multi-agent systems with impulse control](#)
[控制与决策](#). 2021, 36(1): 180-186 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0854>

一种融合改进滑模扩张状态观测器和卡尔曼滤波的 进气系统自抗扰控制方法

荣海娜^{1†}, 周泽震¹, 张葛祥², 刘俊², 但志宏³, 张松³

(1. 西南交通大学电气工程学院, 成都 611756; 2. 成都信息工程大学自动化学院, 成都 610225;
3. 中国航发四川燃气涡轮研究院高空模拟技术重点实验室, 四川绵阳 621703)

摘要: 针对高空飞行环境模拟试验装置的进气系统在应对发动机过渡态时, 表现出强非线性和模型不确定性, 受未知扰动及测量噪声影响, 难以快速、平稳和精确控制的问题, 提出一种融合改进滑模扩张状态观测器和卡尔曼滤波的自抗扰控制方法。首先, 设计一种变幂次趋近律来提高状态收敛速度; 然后, 构造一种非奇异快速收敛滑模面来加速跟踪误差收敛, 并推导对应的滑模非线性收敛函数; 接着, 将所设计观测器与卡尔曼滤波相融合, 通过扩张状态观测器对总扰动进行观测和补偿, 同时, 利用卡尔曼滤波抑制测量噪声, 二者通过相互协同可实现对扰动和噪声的双重抑制, 并基于此设计自抗扰控制器; 最后, 给出完整的稳定性证明和仿真验证。仿真实验结果表明: 基于改进滑模扩张状态观测器的自抗扰控制器在受测量噪声干扰下, 比基于传统扩张状态观测器的自抗扰算法具有更高的跟踪精度和跟踪速度; 融合卡尔曼滤波器后, 在保证跟踪性能的同时能够有效降低进气系统调节阀控制量摆动幅度。

关键词: 进气系统; 自抗扰控制; 扩张状态观测器; 滑模控制; 卡尔曼滤波

中图分类号: TP273 文献标志码: A

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2025.0854

引用格式: 荣海娜, 周泽震, 张葛祥, 等. 一种融合改进滑模扩张状态观测器和卡尔曼滤波的进气系统自抗扰控制方法 [J]. 控制与决策, 2026, 41(5): 1275-1286.

Active disturbance rejection control method for air intake system based on improved sliding mode extended state observer fusion with Kalman filter

RONG Hai-na^{1†}, ZHOU Ze-zhen¹, ZHANG Ge-xiang², LIU Jun², DAN Zhi-hong³, ZHANG Song³

(1. School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 611756, China; 2. School of Automation, Chengdu University of Information Technology, Chengdu 610225, China; 3. Science and Technology on Altitude Simulation Laboratory, AECC Sichuan Gas Turbine Establishment, Mianyang 621703, China)

Abstract: Aiming to address the challenges of strong nonlinearity and model uncertainties in the air intake system of a high-altitude flight environment simulation experimental facility during engine transient states — which are further complicated by unknown disturbances and measurement noise, making it difficult to achieve rapid, stable, and precise control — this paper proposes an active disturbance rejection control (ADRC) method based on the fusion of an improved sliding-mode extended state observer (ESO) with a Kalman filter. First, a variable-power reaching law is designed to accelerate state convergence. Second, a non-singular fast convergent sliding mode surface is constructed to enhance tracking error convergence, and its corresponding nonlinear convergence function is derived. Crucially, a collaborative estimation framework is established through this fusion. In this framework, the ESO actively estimates and compensates for the total disturbance, while the Kalman filter suppresses measurement noise in the feedback signal. Their synergistic operation enables the dual attenuation of both disturbances and noise. Based on this framework, the ADRC is designed. Complete stability analysis and simulation results are provided. The simulation experiment shows

收稿日期: 2025-08-19; 录用日期: 2025-12-19.

基金项目: 国家自然科学基金项目 (61972324); 四川省科技项目 (2025YFHZ0103).

责任编辑: 孙宗耀.

[†]通信作者. E-mail: ronghaina@126.com.

本文附带电子附录文件, 可登录本刊官网该文“资源附件”区自行下载阅览.

that the ADRC based on an improved sliding-mode ESO achieves higher tracking accuracy and faster convergence speed than the conventional ESO based ADRC under measurement noise. After fusion with the Kalman filter, the controller maintains its tracking performance while effectively suppressing control valve chattering in the air intake system.

Keywords: air intake system; active disturbance rejection control; extended state observer; sliding mode control; Kalman filter

0 引言

进气系统是高空飞行环境模拟试验装置的重要组成部分,其通过控制调节阀调节试验舱的压力和温度,实现在地面模拟航空发动机高空工作环境,为测试发动机提供必要的工作条件^[1-2].一种新型航空发动机的成功研制至少需要2000~4000h的高空性能试验^[3].进气系统控制是在一个大规模、高能耗、非线性以及强耦合的复杂系统上.在应对发动机过渡态时,进气压力、温度和流量在短时间内发生大幅度变化,系统表现出强非线性和模型的不确定性,温度与压力强耦合,众多传感器产生大量的测量噪声,这些因素会影响进气压力、进气温度的控制效果,进一步影响发动机性能测试的准确性.为满足发动机测试需求,需要进气压力系统必须具备极快的动态响应速度和高精度的控制能力^[4-5].

传统的进气系统控制方法主要有PID控制、自抗扰控制等.基于PID的控制策略^[6]结合了反馈控制和前馈控制,可以解决固定工作条件下的稳态测试问题.然而,在过渡态试验时,其控制精度不足.自抗扰控制(ADRC)是由韩京清^[7]提出的一种非线性控制技术,它不依赖于被控对象的模型,主要用于处理具有未知动态特性的被控对象,抑制系统中的内部和外部干扰,被广泛应用于各种控制领域,如永磁同步电机^[8]、伺服控制系统^[9-10]和无人机控制^[11].

扩张状态观测器(ESO)是ADRC的核心组成部分,实时估计系统的状态和总干扰,其估计结果被用于ADRC的控制律中以实时补偿这些干扰^[12-13].然而,传统ESO存在相位滞后、跟踪速度慢、跟踪精度低等问题;另外,当控制信号受到测量噪声的干扰时,其对于测量噪声的敏感性导致跟踪性能显著下降,不能满足发动机性能测试需求.

为提升ESO跟踪性能,大量学者对其结构进行了改进.文献[14]提出了具有时变观测器增益的一种自适应扩张状态观测器(AESO),减少了对系统状态和集总扰动的跟踪误差;文献[15]构建了新型光滑非线性函数改进ESO,提升了观测精度;文献[16]利用高增益误差收敛函数构造了高增益ESO和高增益非线性误差反馈律,提升了对集总扰动的跟踪精度以及对扰动的补偿精度;文献[17]利用现代控制理论建立了状态观测器,利用自适应径向基函数

神经网络对未知总扰动进行估计,提升了对扰动的跟踪精度;文献[18]提出了滑模控制与ESO相结合的复合控制策略,综合滑模控制和ESO的优点,改善了闭环系统性能;文献[19-23]借助滑模思想设计了新的非线性收敛函数作为扩张状态观测器的非线性函数,提升了对系统状态和集总扰动的跟踪性能,同时,对非线性反馈控制律进行改进,构建了滑模自抗扰复合控制,以提升系统控制精度.这些ESO改进方法均在一定程度上提升了系统状态和扰动的跟踪性能,但是,大多数未考虑测量噪声影响.在ESO实际应用过程中,为取得良好的跟踪性能和扰动抑制效果,ESO增益参数通常设置为较大值.然而,大增益会放大测量噪声,将高频测量噪声引入控制回路中,导致执行机构控制量高频抖动,严重时可能会降低控制性能,导致闭环系统不稳定.

针对观测器高增益对于测量噪声敏感的问题,通常采用参数调整和结构改进两种方法来解决:参数调整方法是根据经验调整ESO增益以尽可能权衡ESO跟踪性能与测量噪声放大效应.结构改进方法是对ESO结构进行设计,如:文献[24]采用了变增益的扩张状态观测器来估计总扰动,采用大增益来快速准确地估计系统总扰动,当系统状态观测误差减小到一定程度后采用小增益来估计扰动,避免测量噪声被放大;文献[25]通过采用级联ESO,将ESO观测误差作为新扰动进行再次估计补偿,提高了存在测量噪声时的估计性能;文献[26]将集总干扰估计与状态重建分离,并使用低通滤波器抑制测量噪声,实现了同时存在未知扰动和测量噪声时的非线性系统控制;文献[27]提出了一种ESO“半增益调参”方法,用减半反馈增益来实现类似闭环动态,降低了ESO对于测量噪声的灵敏度.上述方法能够在一定程度上提高ESO在测量噪声情况下的跟踪性能,但是,也存在一定的局限性,如:级联ESO形式复杂,低通滤波器实时性较差,不满足进气系统控制要求等.因此,研究人员开始探索其他改进方式,文献[28-29]将卡尔曼滤波器(KF)与ESO相结合,通过KF滤波,将滤波后的状态估计输出给ESO,同时,通过ESO观测系统扰动并输出给KF,以获得更好的跟踪性能,但是,其主要目的是优化在噪声环境下对总扰动的估计过程,并未改变ESO本身的核心

结构。

鉴于此,为提高对进气系统状态变量和总扰动的跟踪精度与跟踪速度,本文首先设计ESO的核心,通过设计趋近率和滑模面得到一种改进的滑模扩张状态观测器;然后,将所设计滑模扩张观测器与KF相融合,提升其对测量噪声和扰动的双重抑制;最后,分析方法的稳定性并验证其有效性.本文主要内容如下:

1) 首先,设计一种变幂次趋近律,在保证系统无抖振的情况下使得系统状态快速收敛至滑模面;然后,设计一种非奇异快速收敛滑模面,使得跟踪误差能够更快地收敛至平衡点。

2) 根据所设计趋近率和滑模面得到基于改进滑模扩张状态观测器的自抗扰算法,对进气系统中的未知扰动进行估计并补偿,实现对进气压力和进气温度更快速和更准确地跟踪。

3) 将KF与所设计滑模扩张观测器相融合,通过协同,有效抑制外部干扰和测量噪声,并有效降低调节阀控制量的摆动幅度。

1 进气试验装置系统模型

发动机试验舱进气试验装置^[5,30-31]控制系统结构简图如图1所示.进气试验装置包含调节阀、管道容腔、混合器等子系统,进入系统的高温热气流和低温冷气流在混合器混合后进入发动机试验舱,压力控制器和温度控制器分别通过控制调节阀1和调节阀2的开度控制进入试验舱内气流的温度和压力,以实现发动机测试环境中温度和压力的模拟.为聚焦控制算法性能的对比和分析,在建模中将传感器视为理想环节,暂未考虑其惯性和迟滞特性,在实验部分通过分析一种典型迟滞(传感器死区非线性)测试控制方法的鲁棒性。

进气系统的容腔等效模型^[32]如图2(a)所示,容

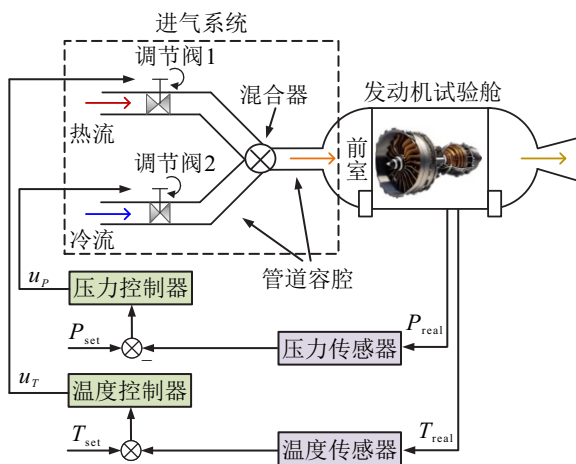


图1 发动机实验舱进气试验装置示意图

腔有两路进气管道和一路出气管道.其中: V 为容腔体积, T 为气流温度, p 为气流压力, W 为气流流量,下标 in_1 表示热流管路,下标 in_2 表示冷流管路,下标 out 表示腔体出口管路。

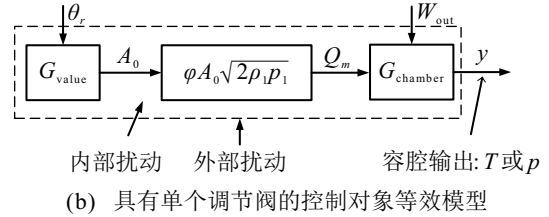
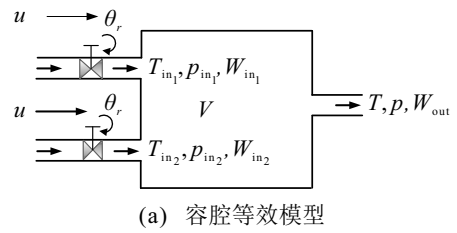


图2 进气容腔及进气试验装置等效模型

在设计控制器时,为避免复杂的温度与压力耦合建模,假设单个调节阀独立控制温度或压力,耦合引起的未建模动态归为集总扰动.因此,容腔内温度 T 和压力 p 的微分方程^[32]分别为

$$\frac{dT}{dt} = \frac{RT}{pV(c_p - R)} [(RT - h_{out})(Q_m - W_{out}) + h_{in}Q_m - h_{out}W_{out} + \dot{Q}] \tag{1}$$

$$\frac{dp}{dt} = \left[\frac{R}{V} \left(T + \frac{RT - h_{out}}{c_p - R} \right) (Q_m - W_{out}) \right] + \frac{R}{V(c_p - R)} [h_{in}Q_m - h_{out}W_{out} + \dot{Q}] \tag{2}$$

其中: h 为气体焓; c_p 为气体的定压比热容; R 为温度常数; \dot{Q} 为单位时间内容腔与外界交换的热量; Q_m 为经调节阀流入的气体质量流量,对于两路进气系统, $Q_m = W_{in_1} + W_{in_2}$;排气流量 W_{out} 由如下发动机简化模型近似得到:

$$W_{out} = \frac{p\sqrt{288 \times 15}}{101\,325\sqrt{T}} W_{ahs} \tag{3}$$

这里 W_{ahs} 为发动机换算空气流量^[5]。

假定气流与管壁间达到热平衡,即 $\dot{Q} = 0$,两个调节阀分别独立控制温度和压力.当调节阀1独立控制温度时, $W_{in_2} = 0, Q_m = W_{in_1}$;当调节阀2独立控制压力时, $W_{in_1} = 0, Q_m = W_{in_2}$ 。

单个调节阀独立调节温度或压力的等效模型如图2(b)所示.其中: A_0 为调节阀节流面积; W_{out} 为发动机流量; G_{valve} 为调节阀等效传递函数; $G_{chamber}$ 为容腔等效传递函数;模型输入 θ_r 为调节阀期望角度,即控制量 u ;控制对象输出 y 为容腔温度 T 或容腔压

力 p .

调节阀可简化为一阶小惯性环^[5,33],其等效传递函数为

$$G_{\text{valve}} = \frac{A_0}{\theta_r} = K_a \frac{K_\theta}{T_\theta s + 1}. \quad (4)$$

其中: K_a 为线性转换系数, K_θ 为比例系数, T_θ 为时间常数.

调节阀等效截面积 A_0 和调节阀流量 Q_m 关系如图2(b)所示. 其中: φ 为流量系数; p_1 为阀前压力; ρ_1 为气体密度; 调节阀流量 Q_m 与容腔输入 p 或 T 间的传递函数分别为

$$T_{\text{chamber}} = \frac{p}{Q_m}, T_{\text{chamber}} = \frac{T}{Q_m}. \quad (5)$$

由图2(b)可知,被控对象传递函数为 p/θ_r 或 T/θ_r . 将被控压力 p 或温度 T 表示为 y , $\theta_r = u$, 联立方程(1)~(5), 可将具有单个阀门的进气试验装置等效为一个二阶微分方程, 如下所示:

$$\ddot{y} = -a_1 \dot{y} - a_2 y + bu + w. \quad (6)$$

其中: u 为控制输入量, w 为外部未知扰动, a_1 和 a_2 为模型参数, b 为控制输入增益.

值得注意的是, 式(1)为非线性方程, 在表示为式(6)前, 需要假设系统在稳定工作点附近是线性且忽略高阶小项的, 将其线性化.

对于控制压力的微分方程(6), 参数设置为

$$a_1 = \frac{1}{T_a} + \frac{R}{V} \left(T + \frac{RT}{c_p - R} \right) \cdot \frac{\sqrt{288 \times 15}}{101\,325\sqrt{T}} W_{\text{abs}},$$

$$a_2 = \frac{R}{VT_a} \left(T + \frac{RT}{c_p - R} \right) \cdot \frac{\sqrt{288 \times 15}}{101\,325\sqrt{T}} W_{\text{abs}},$$

$b =$

$$\varphi \sqrt{2\rho_1 p_1} \frac{K_a K_b R}{T_a V} \cdot \left(T + \frac{RT - h_{\text{out}}}{c_p - R} + \frac{h_{\text{in}}}{c_p - R} \right).$$

对于控制温度的微分方程(6), 参数设置为

$$a_1 = \frac{1}{T_a} + \frac{RT_0(RT_0 - h + h_{\text{out}})k_w}{pV(c_p - R)} +$$

$$\frac{R(Q_{m0} - W_{\text{out}0})}{pV(c_p - R)},$$

$a_2 =$

$$\frac{1}{T_a} \left[\frac{RT_0(RT_0 - h + h_{\text{out}})k_w}{pV(c_p - R)} + \frac{R(Q_{m0} - W_{\text{out}0})}{pV(c_p - R)} \right],$$

$$b = \varphi \sqrt{2\rho_1 p_1} \frac{K_a K_b RT_0(RT_0 - h + h_{\text{in}2})}{T_a pV(c_p - R)}.$$

其中: $T_0, Q_{m0}, W_{\text{out}0}$ 为稳态值; $k_w = W_{\text{out}}/(2T_0)^{3/2}$.

2 改进自抗扰控制器

2.1 滑模扩张状态观测器设计

进气系统是强非线性系统, 会受到阀门漏气、测量误差等因素影响, 温度与压力耦合也会导致控制模型不准确. 在设计自抗扰控制器时, 将进气系统内部扰动、外部扰动和未建模动态均归为系统集总扰动 $f(T, p, \theta)$, 并将其作为系统扩展状态变量, $x_3 = f(T, p, \theta)$; 将测量压力或温度带来的误差归为量测噪声 v_n . 由式(6), 可得到进气系统扩展状态方程为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = x_3 + b_0 u, \\ \dot{x}_3 = h_f. \end{cases} \quad (7)$$

其中: $x = [x_1, x_2, x_3]^T$ 为状态变量, $y = x_1$, $h_f = \dot{f}(T, p, \theta)$.

通过定义一种新滑模面, 设计一种快速收敛滑模扩张状态观测器(FCSMESO), 即

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 e_1, \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_2 \varphi(e_1) + b_0 u, \\ \dot{z}_3 = -\beta_3 \varphi(e_1). \end{cases} \quad (8)$$

其控制框图如图3所示. 其中: z_1, z_2 和 z_3 分别为 x_1, x_2 和 x_3 的观测值, β_1, β_2 和 β_3 为FCSMESO的增益, $\varphi(e_1)$ 为所设计滑模非线性收敛函数.

定义误差 $e_i = z_i - x_i (i = 1, 2, 3)$, 其中 e_1 为进气压力(温度) y 与其观测值 z_1 的观测误差. 由式(7)和(8), 误差动态方程表示为

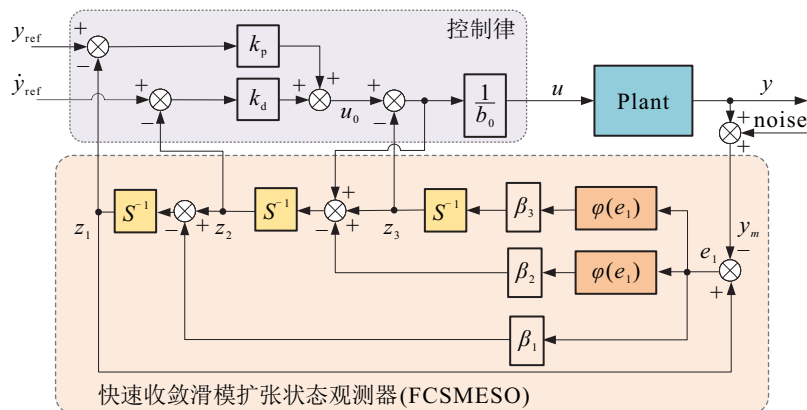


图3 基于 FCSMESO 的进气系统自抗扰控制框图

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 - \beta_1 e_1, \\ \dot{e}_2 = e_3 - \beta_2 \varphi(e_1), \\ \dot{e}_3 = -\beta_2 \varphi(e_1) - h_f. \end{cases} \quad (9)$$

函数 $\varphi(e_1)$ 是由所设计滑模面和趋近率推导而来. 首先, 在固定时间滑模面 (FTSM)^[34]的基础上设计一种非奇异快速收敛滑模面 (NFCSM), 该滑模面通过设计一个新的非线性函数来保证更快收敛速度, 通过引入分段函数来解决奇异性, 其公式为

$$\begin{aligned} s &= \dot{e}_1 + [k_5|e_1|^{q_1} \text{sign}(e_1) + k_6 \omega(e_1)]h(e_1); \\ \omega(e_1) &= \begin{cases} |e_1|^{p_1} \text{sign}(e_1)|e_1| > \varepsilon, \\ k_7|e_1|^{n_1} \text{sign}(e_1) + k_8|e_1|^{n_2} \text{sign}(e_1)|e_1| \leq \varepsilon; \end{cases} \\ h(e_1) &= \frac{1}{\beta_s + (\lambda_s - \beta_s)e_1^{-\alpha_s|e_1|^2}}; \\ k_7 &= \frac{n_2 - p_1}{n_2 - n_1} \varepsilon^{p_1 - n_1}, \quad k_8 = \frac{p_1 - n_1}{n_2 - n_1} \varepsilon^{p_1 - n_2}. \end{aligned} \quad (10)$$

其中: k_5 和 k_6 为滑模面增益, $k_5, k_6 > 0$; $\omega(e_1)$ 为所设计分段函数, 用于解决 FTSM 的奇异性; $0 < \varepsilon < 1$ 为一个极小常数, 且 $1 < n_1 < n_2$, 以保证系统穿越误差时, 不会出现奇异现象; k_7 和 k_8 是为保证 $\omega(e_1)$ 对时间可导, 经推导设定的参数; $h(e_1)$ 为所设计非线性函数, 保证系统跟踪误差快速收敛至平衡点, 并可根据跟踪误差调整收敛速; $\alpha_s > 0$; $0 < \beta_s < 1$; $0 < p_1 < 1$; $q_1 > 1$.

为实现系统状态快速收敛至滑模面并避免抖振, 在双幂次趋近律 (DPRL)^[35]和快速变幂次趋近率 (RPRL)^[36]的基础上, 引入非线性函数 $\psi(s)$, 可得到一种改进的变幂次趋近律 (IVPRL) 为

$$\begin{aligned} \dot{s} &= -k_1|s|^{a_1} \text{sign}(s) - k_2|s|^{a_2} \text{sign}(s) - \\ &\quad k_3|s|^{\psi(s)} \text{sign}(s) - k_4 s, \\ \psi(s) &= \frac{1}{\beta_\psi + \left(1 + \frac{1}{|s|^2 + \gamma_\psi} - \beta_\psi\right)e^{-\alpha_\psi|s|}}. \end{aligned} \quad (11)$$

其中: $0 < a_1 < 1$; $a_2 > 1$; $\alpha_\psi > 0$; $0 < \beta_\psi < 1$; $\gamma_\psi > 0$; $k_1, k_2, k_3, k_4 > 0$.

图 4 对比了不同趋近率和不同滑模面的趋近速度. 由图 4 可知: 所设计趋近率 IVPRL 与 DPRL、RPRL 相比, 在远离滑模面和靠近滑模面时均保持更快的趋近速度, 可使得状态变量更快地收敛至滑模面; 所设计滑模面 NFCSM 与线性滑模面 (LSM)、FTSM 相比, 在远离平衡点和靠近平衡点均有更快的趋近速度, 使得跟踪误差更快地收敛至平衡点.

由式 (10) 和 (11), 可推导得到滑模非线性收敛函数 $\varphi(e_1)$ 为

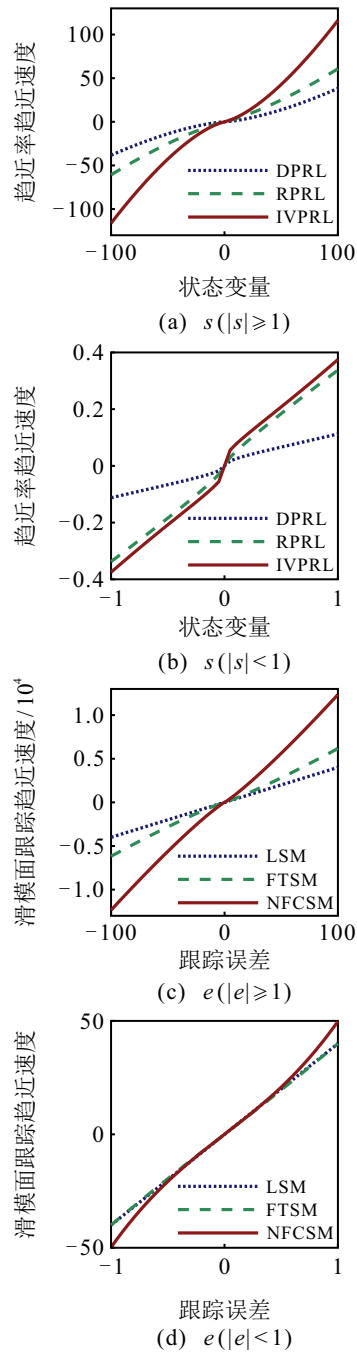


图4 本文滑模面和趋近率的趋近速度对比

$$\begin{aligned} \varphi(e_1) &= \frac{1}{\beta_2} [k_1|s|^{a_1} \text{sign}(s) + k_2|s|^{a_2} \text{sign}(s) + \\ &\quad k_3|s|^{\psi(s)} \text{sign}(s) + k_4 s + \hat{e}_3 \text{sign}(s) - \beta_1 \dot{e}_1 + \\ &\quad \dot{h}(e_1)(k_5|e_1|^{q_1} \text{sign}(e_1) + k_6 \omega(e_1)) + \\ &\quad h(e_1)(k_5 q_1 e_1^{q_1 - 1} \dot{e}_1 + k_6 \dot{\omega}(e_1))], \end{aligned} \quad (12)$$

其中定义 $\beta_k = \beta_1/\beta_2$ 为 FCSMESO 增益参数.

在对进气系统进行控制时, 系统预先设定 y_{ref} (设定的进气温度或进气压力), 然后通过控制律得到进气系统调节阀的控制量 u , 其结构框图如图 3 所示.

进气系统控制律为

$$u_0 = k_p(y_{\text{ref}} - z_1) + k_d(\dot{y}_{\text{ref}} - z_2), \quad u = \frac{u_0 - z_3}{b_0}, \quad (13)$$

其中 k_p 和 k_d 为控制增益.

2.2 融合卡尔曼滤波的滑模扩张状态观测器设计

FCSMESO 在采用高增益 β_k 时, 能够显著提高估计准确性和收敛速度. 然而, 在实际工程中, 测量信号不可避免地会受到噪声污染, 高增益在提升估计精度的同时, 会显著放大测量噪声, 但是, 同时也会相应地放大噪声, 这种噪声放大效应将导致控制量出现大幅度摆动, 严重影响控制性能. 针对该问题, 本文设计融合卡尔曼滤波器的滑模扩张状态观测器

(KF + FCSMESO) 对进气系统进行控制, 通过融合的 KF 抑制高频噪声, 提升估计精度和降低噪声引起的抖振, 其控制框图如图 5 所示. 在进气系统自抗扰控制中: 首先, 采用 KF 对量测信号 y_m 进行滤波, 降低噪声影响; 然后, 采用 FCSMESO 对集总扰动进行观测并补偿; 最后, 两者通过协同, 同时抑制外部干扰和测量噪声, 以提升有测量噪声情况下的控制精度.

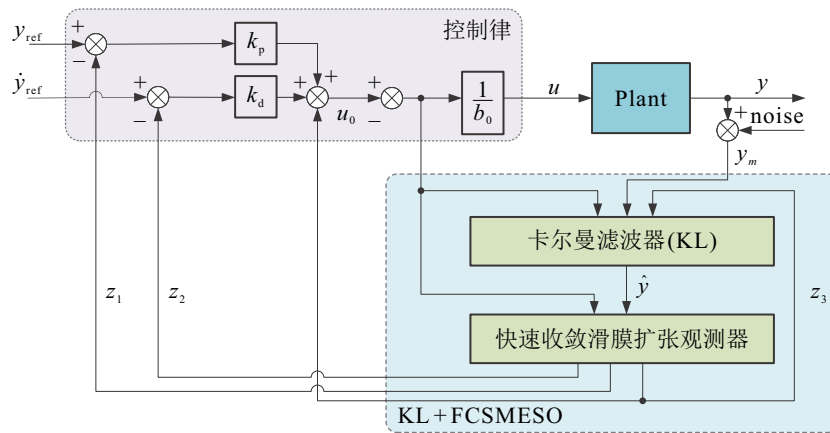


图5 基于 KL + FCSMESO 自抗扰的进气系统控制框图

将式 (7) 中的状态方程表示为

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + B_d f(T, p, \theta), \\ y_m = y + v_n = C_m x + v_n. \end{cases} \quad (14)$$

其中

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \end{bmatrix}, B_d = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \\ C_m = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}^T.$$

则图 5 中的卡尔曼滤波器数学模型表示为

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + B_d f(T, p, \theta) + K_s(y - C_m \hat{x}). \quad (15)$$

这里: \hat{x} 为卡尔曼滤波器对系统状态 x 的估计; K_s 为卡尔曼滤波器的增益; $f(T, p, \theta)$ 为无法测量的集总扰动, 由后续 FCSMESO 的估计值 z_3 替代.

卡尔曼滤波器更新方程为

$$\begin{cases} K_s = PC_m^T R^{-1}, \\ \dot{P} = AP + PA^T + B_d Q B_d^T - PC_m^T R C_m P. \end{cases} \quad (16)$$

其中: P 为误差协方差矩阵, Q 为过程噪声协方差矩阵, R 为测量噪声协方差矩阵.

卡尔曼滤波器的输出 $\hat{y} = C_m \hat{x}$ 作为后续 FCSMESO 的输入, 替换原来的量测值 y_m .

3 稳定性分析

3.1 FCSMESO 稳定性分析

假设 1 系统总扰动 $f(T, p, \theta)$ 的导数有界, 即存在正常数 $H > 0$, 使得 $|h_f(t)| \leq H (\forall t \geq a)$.

假设 2 ESO 非线性函数 $\varphi(\cdot)$ 满足 $\varphi(0) = 0$.

引理 1^[37] 考虑非线性系统 $\dot{x} = f(x(t))$, $x(0) = 0$, $f(x(0)) = 0$. 假定存在李雅普诺夫函数 $V(x)$ 以及参数 $l_1, l_2 > 0$, $0 < \eta_1 < 1$, $\eta_2 > 1$, 使得

$$\dot{V}(x) \leq -l_1 V(x)^{\eta_1} - l_2 V(x)^{\eta_2}, \quad (17)$$

则系统是固定时间收敛的, 收敛时间界 T_c 为

$$T_c = \frac{1}{l_1(1 - \eta_1)} + \frac{1}{l_2(\eta_2 - 1)}. \quad (18)$$

基于以上引理和假设, 可给出 FCSMESO 的主要稳定性结论.

定理 1 考虑由 ESO 误差动态方程 (9) 和滑模面 (10) 构成的观测器系统. 若假设 1 和假设 2 成立, 则:

1) 滑模面固定时间收敛: 滑模变量 s 在固定时间 T_c 内收敛至 0 点, 即 $s(t) \equiv 0 (\forall t \geq T_c)$. 收敛时间上界为

$$T_c \leq T_{c1} + T_{c2} + T_{c3}. \quad (19)$$

其中

$$T_{c1} = \frac{1}{k_4(1 - a_2)} \ln \left(1 + \frac{k_4}{k_2} |s(0)|^{1-a_2} \right),$$

$$T_{c2} = \frac{1}{k_4(1 - a_1)} \ln \left(1 + \frac{k_4}{k_1} \right),$$

$$T_{c3} = \frac{2}{k_5(1 - q_1) \cdot 2^{\frac{q_1+1}{2}}} + \frac{2}{k_6(p_1 - 1) \cdot 2^{\frac{p_1+1}{2}}}.$$

2) 状态与扰动估计误差渐近收敛: 输出估计误

差 e_1 、状态导数估计误差 e_2 以及总扰动估计误差 e_3 均渐近收敛至 0, 即 $\lim_{t \rightarrow \infty} e_i(t) = 0 (i = 1, 2, 3)$.

证明 step 1: 滑模面大范围收敛时间分析 ($|s| > 1$). 构造辅助系统 $\dot{s}_1 = -k_2|s_1|^{\alpha_2} \text{sign}(s_1) - k_4 s_1$. 根据比较原理^[38], 由于原系统滑模动态中 $-k_3|s|^{\psi(s)} \text{sign}(s) \leq 0$, 有 $|\dot{s}| \geq |\dot{s}_1|$. 因此, 原系统从 $|s(0)| > 1$ 收敛至 $|s| = 1$ 的时间 T_1 不大于辅助系统从相同初始状态收敛至 $s_1 = 1$ 的时间 T_{c_1} . 通过对辅助系统应用 Bernoulli 变换法求解一阶非线性微分方程, 可得到 T_{c_1} .

step 2: 滑模面小范围收敛时间分析 ($0 < |s| < 1$). 类似地, 构造辅助系统 $\dot{s}_2 = -k_1|s_2|^{\alpha_1} \text{sign}(s_2) - k_4 s_2$. 同理可证, 原系统从 $|s| = 1$ 收敛至 $s = 0$ 的时间 T_2 满足 $T_2 \leq T_{c_2}$, 其中 T_{c_2} 通过求解该辅助系统获得.

step 3: 跟踪误差固定时间收敛和渐近稳定性分析. 考虑李雅普诺夫函数 $V_1 = e_1^2/2$. 其导数形式根据 $|e_1|$ 的大小分为如下两种情况:

1) $|e_1| > \epsilon$: 在此区域, 函数 $h(e_1) \geq 1$, 从而有

$$\dot{V}_1 \leq -[k_5|e_1|^{\alpha_1+1} + k_6|e_1|^{p_1+1}].$$

将 $|e_1| = \sqrt{2V_1}$ 代入其中, 可得到

$$\dot{V}_1 \leq -k_5 \cdot 2^{\frac{\alpha_1+1}{2}} V_1^{\frac{\alpha_1+1}{2}} - k_6 \cdot 2^{\frac{p_1+1}{2}} V_1^{\frac{p_1+1}{2}}.$$

该形式满足引理 1, 故系统在固定时间 T_{c_3} 内进入区域 $|e_1| \leq \epsilon$.

2) $|e_1| \leq \epsilon$: 在此区域内, 通过对 \dot{V}_1 表达式的代数分析和符号判定, 可证明 \dot{V}_1 负定, 即当 $e_1 \neq 0$ 时, $\dot{V}_1 < 0$, 且 $\dot{V}_1 = 0$ 当且仅当 $e_1 = 0$. 根据李雅普诺夫直接法, 系统在平衡点 $e_1 = 0$ 处渐近稳定.

step 4: 其余估计误差的渐近收敛性. 当 $e_1 \rightarrow 0$ 时, 由误差动态方程 (9) 的第 1 式 $\dot{e}_1 = e_2 - \beta_1 e_1$ 直接可得到 $e_2 \rightarrow 0$. 进一步地, 代入第 2 式 $\dot{e}_2 = e_3 - \beta_2 \varphi(e_1)$, 并利用假设 2 ($\varphi(0) = 0$), 可得到 $e_3 \rightarrow 0$.

综合 step 1 ~ step 3, 滑模面 s 在时间 $T_c \leq T_{c_1} + T_{c_2} + T_{c_3}$ 内收敛至 0, 且跟踪误差 e_1 随后渐近收敛至 0, 进而 e_2, e_3 亦渐近收敛. \square

3.2 KF + FCSMESO 稳定性分析

定义 1 定义卡尔曼滤波器状态估计误差 $e_k = \hat{x} - x$ 、滑模扩张状态观测器状态估计误差 $e_x = z_x - x$ 以及扰动估计误差 $e_d = z_3 - f(T, p, \theta)$. 记复合误差向量 $E_z = [e_k^T, e_x^T, e_d^T]^T \in \mathbb{R}^5$.

基于系统模型和观测器结构, 可推导出复合误差系统的动态方程为

$$\dot{E}_z = \eta E_z - \bar{\beta} \varphi_s(e_{x1} - e_{k1}) - \bar{h}, \quad (20)$$

其中矩阵 η 、向量 $\bar{\beta}$ 以及扰动项 \bar{h} 的具体形式由滤波

器和观测器增益决定.

假设 3 复合扰动项 \bar{h} 有界, 即存在正常数 $M_h > 0$, 使得 $\|\bar{h}\| \leq M_h, \forall t \geq 0$.

假设 4 滑模项 $\varphi_s(\cdot)$ 满足 Lipschitz 条件: 存在常数 $L_\varphi > 0$, 使得 $|\varphi_s(\xi_1) - \varphi_s(\xi_2)| \leq L_\varphi |\xi_1 - \xi_2|$ 对于任意 ξ_1, ξ_2 成立. 特别地, 有 $|\varphi_s(e_{x1} - e_{k1})| \leq L_\varphi |e_{x1} - e_{k1}|$.

定理 2 对于误差系统 (20), 若假设 3 和假设 4 成立, 且增益矩阵 η 为 Hurwitz 矩阵, 则存在对称正定矩阵 P 满足李雅普诺夫方程 $\eta^T P + P\eta = -Q$, 其中 Q 为正定矩阵. 此时, 复合估计误差 E_z 是一致最终有界的, 且满足

$$\limsup_{t \rightarrow \infty} \|E_z(t)\| \leq \frac{2\|P\|(\|\bar{\beta}\|L_\varphi\Delta_e + M_h)}{\lambda_{\min}(Q)}. \quad (21)$$

其中: $\Delta_e = \sup_{t \geq 0} \|e_x(t) - e_k(t)\|$, $\lambda_{\min}(Q)$ 为矩阵 Q 的最小特征值.

证明 选取二次型李雅普诺夫函数 $V_e(E_z) = E_z^T P E_z$. 沿系统轨迹求导并代入误差动态方程, 利用 $\eta^T P + P\eta = -Q$, 可得到

$$\dot{V}_e = -E_z^T Q E_z - 2E_z^T P \bar{\beta} \varphi_s - 2E_z^T P \bar{h}.$$

应用柯西-施瓦茨不等式和假设 3、假设 4, 对交叉项进行放缩, 可得到

$$\dot{V}_e \leq -\lambda_{\min}(Q)\|E_z\|^2 + 2\|P\|(\|\bar{\beta}\|L_\varphi\Delta_e + M_h)\|E_z\|.$$

当 $\|E_z\| > \frac{2\|P\|(\|\bar{\beta}\|L_\varphi\Delta_e + M_h)}{\lambda_{\min}(Q)}$ 时, $\dot{V}_e < 0$. 根据

李雅普诺夫稳定性理论, 系统一致最终有界, 且最终界满足式 (21). \square

3.3 闭环系统稳定性分析

在定理 1 和定理 2 分别保证观测器独立稳定性的基础上, 本节分析集成观测器和控制律的闭环系统性能.

定理 3 考虑由被控对象 (7), 满足定理 1 或定理 2 的观测器以及基于估计状态的控制律 (13) 构成的闭环系统. 假设: 1) 参考信号 $y_{\text{ref}}(t)$ 及其一阶导数、二阶导数全局有界; 2) 系统总扰动 $d(t)$ 有界, 即 $|d(t)| \leq d_{\text{max}}$; 3) 观测器估计误差一致有界, 即 $\|\tilde{x}(t)\| \leq \delta$. 则存在适当的控制器参数 $k_p, k_d > 0$ 以及加权系数 $\mu > 0$, 使得闭环系统的跟踪误差 $e = [e_1, e_2]^T$ 与观测器估计误差 \tilde{x} 全体一致最终有界.

证明 采用复合系统能量函数法进行分析.

step 1: 闭环误差动态: 定义跟踪误差 $e_1 = y_{\text{ref}} - y, e_2 = \dot{y}_{\text{ref}} - \dot{y}$, 记观测器估计误差为 $\tilde{x} = [\tilde{x}_1, \tilde{x}_2, \tilde{x}_3]^T$. 将控制律 $u = (k_p(e_1 + \tilde{x}_1) + k_d(e_2 + \tilde{x}_2) - (x_3 + \tilde{x}_3))/b_0$ 代入系统动态, 可得到闭环跟踪误差方程

为

$$\dot{e}_1 = e_2, \quad (22)$$

$$\dot{e}_2 = \ddot{y}_{\text{ref}} - k_p e_1 - k_d e_2 - k_p \tilde{x}_1 - k_d \tilde{x}_2 + \tilde{x}_3. \quad (23)$$

step 2: 复合李雅普诺夫函数设计: 考虑如下形式的复合李雅普诺夫函数:

$$V_c(\mathbf{e}, \tilde{\mathbf{x}}) = V_e(\mathbf{e}) + \mu V_o(\tilde{\mathbf{x}}).$$

其中: $V_e(\mathbf{e}) = \frac{1}{2}e_1^2 + \frac{1}{2}e_2^2$ 为跟踪误差的能量函数, $V_o(\tilde{\mathbf{x}})$ 为观测器稳定性证明中已构造的李雅普诺夫函数 (如 $V_o = \tilde{\mathbf{x}}^T P_o \tilde{\mathbf{x}}$), $\mu > 0$ 为待定耦合权重.

step 3: 稳定性分析: 对 V_c 求导, 并代入误差动态 (22) 和 (23), 可得到

$$\dot{V}_c = \dot{V}_e + \mu \dot{V}_o =$$

$$(-k_p e_1^2 - k_d e_2^2 + e_1 e_2 (1 - k_p) + e_2 \phi(t)) + \mu \dot{V}_o,$$

其中 $\phi(t) = \ddot{y}_{\text{ref}} - k_p \tilde{x}_1 - k_d \tilde{x}_2 + \tilde{x}_3$ 为有界项. 由定理 2 或其独立观测器稳定性结论, 已知 $\dot{V}_o \leq -\alpha V_o + \epsilon$ ($\alpha, \epsilon > 0$).

通过选取 $k_p > 1$, $k_d > (k_p - 1)^2/4$ 来保证 V_e 部分的负定性主导交叉项, 并精心选择 μ 来平衡 V_e 与 V_o 部分的耦合影响, 经推导可得到形如

$$\dot{V}_c \leq -\lambda V_c + M$$

的不等式. 其中: $\lambda > 0$, $M > 0$ 为常数. 该不等式表明复合系统能量函数 V_c 是指数最终有界的, 从而直接推出跟踪误差 \mathbf{e} 与观测器误差 $\tilde{\mathbf{x}}$ 全体一致最终有界. \square

4 仿真实验与结果分析

4.1 实验设置

在进气系统仿真模型中, 预先设定进气压力和进气温度测试曲线. 为模拟发动机导致的扰动, 发动机流量设置为变化轨迹. 为模拟系统仅受扰动影响以及受扰动和测量噪声双重影响情况, 在系统输出叠加 30 dB 高斯白噪声. 为评估控制算法在实际工程中的应用潜力, 测试传感器死区非线性对控制性能的影响. 其中: 死区参数压力通道设置为 ± 100 Pa, 温度通道设置为 ± 0.1 K.

为验证所提出方法的有效性, 将其分别与 LESO 自抗扰算法 (LADRC)、NLESO 自抗扰算法 (NLADRC)、SMESO1 自抗扰算法 (SM-ADRC1)^[20]、SMESO2 自抗扰算法 (SM-ADRC2)^[21] 进行对比分析.

为验证 FCSMESO 增益大小与跟踪精度和噪声的相关性, 设计 3 组增益实验, 增益值如表 1 所示.

卡尔曼滤波器参数设置如下: 进气压力控制器中 $Q = 0.01$, $R = 0.25$; 进气温度控制器中 $Q =$

表1 仿真实验 3 组 FCSMESO 增益参数

实验组别	增益类别	进气压力增益	进气温度增益
Case 1	Small gains	$\beta_k = 10$	$\beta_k = 12.5$
Case 2	Medium gains	$\beta_k = 20$	$\beta_k = 25$
Case 3	Large gains	$\beta_k = 40$	$\beta_k = 50$

0.025, $R = 0.15$; 进气压力与进气温度控制器 P_o 的取值设置为

$$P_o = \begin{bmatrix} 10 & 0 \\ 0 & 10 \end{bmatrix}. \quad (24)$$

在所有实验中: 进气压力回路控制增益 $k_p = 2.25$, $k_d = 3$; 进气温度回路控制增益 $k_p = 12.25$, $k_d = 7$.

4.2 参数整定与分析

为确保所提出控制算法能够达到预期性能, 本节首先阐述所提出方法关键参数的整定原则; 然后给出实验中各控制算法的参数, 所有参数均通过仿真确定, 旨在平衡收敛速度、鲁棒性与控制平滑性, 具体参数如表 2 所示.

表2 仿真实验控制参数

扩张观测器	实验参数	参数取值	
		压力控制	温度控制
LESO	$\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$	25, 200, 3 000	40, 200, 3 000
NLESO	$\beta_1, \beta_2, \beta_3$	25, 200, 3 000	40, 200, 3 000
	j_1, j_2, l	0.5, 0.25, 0.1	0.5, 0.25, 0.1
SMESO1	β, c_1, \hat{a}	14.5, 10, 1.5	20, 10, 1.5
	$\delta, \hat{b}, \hat{k}_1, \hat{k}_2$	0.1, 0.5, 10, 10	0.1, 0.5, 20, 20
SMESO2	$\beta, c_1, \hat{p}_1, \hat{q}_1$	17.5, 10, 20, 20	22.5, 10, 20, 20
	k_1, k_2, k_3, k_4	16, 8, 8, 60	24, 10, 10, 70
FCSMESO	k_5, k_6, q_1, p_1	5, 1, 1.2, 0.68	5, 1, 1.2, 0.68
	$\beta_1, \beta_k, a_1, a_2$	4, 22.5, 0.5, 1.2	4, 50, 0.5, 1.2
	n_1, n_2, α_r	0.6, 1.08, 1.18	0.6, 1.08, 1.18
	$\alpha_s, \beta_r, \beta_s$	0.5, 0.63, 0.25	0.5, 0.63, 0.25
	$\lambda_r, \lambda_s, \epsilon, \hat{e}_3$	1, 1, 0.001, 0.3	1, 1, 0.001, 0.3

1) 趋近律参数: 增益 k_1, k_2, k_3, k_4 主导状态趋近滑模面的速度, 过大会引发抖振; 幂次 a_1 ($0 < a_1 < 1$) 和 a_2 ($a_2 > 1$) 分别调节接近和远离滑模面时的收敛力; 非线性函数 $\psi(s)$ 的参数 ($\alpha_\psi, \beta_\psi, \gamma_\psi$) 协同工作, 在保证弱抖振的前提下加速全局收敛.

2) 滑模面参数: 增益 k_5, k_6 决定跟踪误差沿滑模面收敛的速度. 终端滑模参数 p_1 ($0 < p_1 < 1$) 和 q_1 ($q_1 > 1$) 确保有限时间收敛. 其中: p_1 是实现平衡点附近超快收敛的关键. 幂次 $n_1, n_2 > 1$ 用于避免奇异值.

3) 扩张状态观测器参数: 增益 $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ 遵循高增益观测器思想, 参数值越大, 增益越高, 估计扰动

越快,但是会放大测量噪声,需要在估计精度与抗噪性间折衷。

4.3 量测噪声影响下的控制量摆动分析

为验证 KF + FCSMESO 融合结构对量测噪声和控制量摆动幅度的抑制效果,图6给出了存在量测噪声时,进气压力、进气温度控制回路中,调节阀控制输入量对比曲线,其中考虑了不同增益的 FCSMESO 和 KF + FCSMESO 对进气系统控制时的进气压力和进气温度控制量。

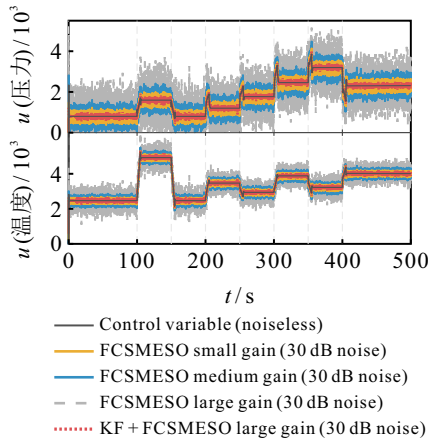


图6 量测噪声对于调节阀控制量影响

由图6可知:当采用 FCSMESO 进行控制时,增大扩张状态观测器增益会放大测量噪声,测量噪声会导致调节阀控制输入量出现“毛刺”,选取越大增益,控制量摆动幅度越大,过大控制量会对调节阀使用寿命产生不利影响;而融合 KF 后,即使选取较高增益,依然能够有效降低控制量摆动幅度,其摆动幅度甚至小于选择低增益时的摆动幅度。

4.4 控制性能验证

图7为不同控制方法跟踪效果对比,其中黑色实线为设定的发动机流量、进气压力或进气温度。发动机流量变化会引发进气压力与进气温度的耦合扰动,二者动态关联导致单一控制量变化可能会诱发另一参数变化。

对比分析不同控制器对进气压力或进气温度跟踪曲线可知:当进气系统处于稳态时,几种控制器均有不错的跟踪效果。当进气系统仅受到扰动影响时:所提出控制器 FCSM-ADRC 和 KF + FCSM-ADRC 均获得了较小超调量,可以更快地收敛至稳态值;而传统扩张状态观测器 LADRC 以及 NLADRC 需要较长时间恢复至初始状态,也有较大波动,特别是在进气压力由于进气温度耦合(400 s 时)产生扰动时。当进气系统同时受到扰动和量测噪声影响时:传统 LADRC 和 NLADRC 跟踪性能迅速恶化,产生了剧烈波动;方法 SM-ADRC1 和 SM-ADRC2 还能保持较好的跟踪效果;而所提出控制器 FCSM-ADRC 和

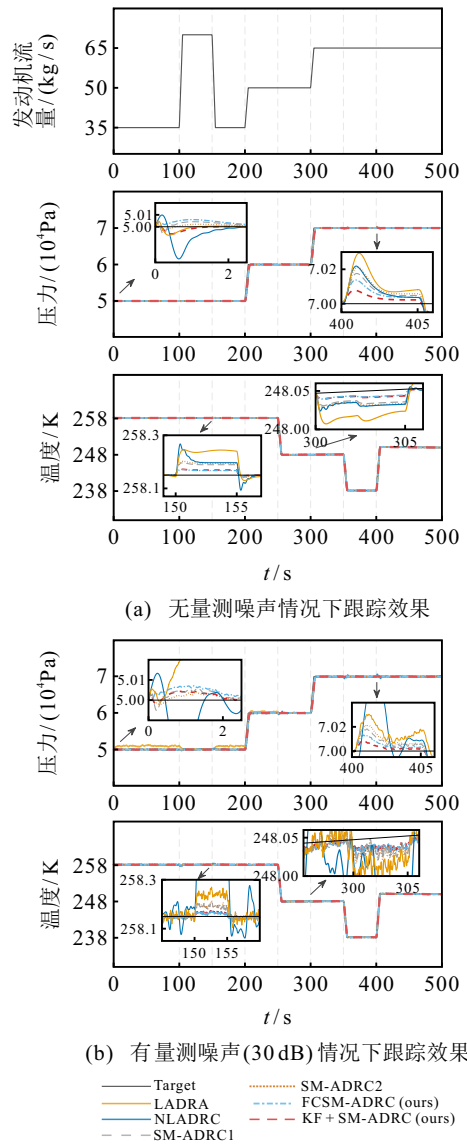


图7 不同控制器的跟踪效果对比

KF + FCSM-ADRC 在超调量和收敛速度方面均具有更好的性能,其中 KF + FCSM-ADRC 具有最好的跟踪效果。

为进一步验证控制器对进气系统的控制性能,采用扰动恢复时间 (DRT) 和最大跟踪误差 (MTE) 对进气压力和进气温度控制效果进行定量分析,具体结果如表3所示,给出了 400 s 时的进气压力和 150 s 时的进气温度控制效果。

对比分析表3实验结果可知:在不受到量测噪声干扰情况下,所提出控制方法 FCSM-ADRC 与其他控制方法相比,能够更快地收敛至稳态,跟踪误差也最小;但是,当受到量测噪声干扰时,由于增益对于噪声的放大影响,其性能明显恶化,增益越大,性能恶化得越严重;融合 KF 后,由于 KF 能够有效滤除进入 ESO 的量测噪声,从而降低了噪声对 FCSMESO 的干扰,即使在大增益情况下, KF + FCSM-ADRC 对量测噪声也有明显抑制作用,保持了最好的收敛速度和最小的跟踪误差。

表3 进气压力和进气温度跟踪控制指标

控制器	无量测噪声				有量测噪声(30 dB)			
	进气压力		进气温度		进气压力		进气温度	
	MTE	DRT/s	MTE	DRT/s	MTE	DRT/s	MTE	DRT/s
LADRC	293.526	10.54	0.095	8.56	298.865	10.95	0.120	9.36
NLADRC	218.417	10.22	0.117	6.94	652.932	11.30	0.307	9.52
SM-ADRC1 ^[20]	211.830	8.64	0.052	6.57	215.934	8.75	0.064	7.32
SM-ADRC2 ^[21]	175.391	8.55	0.046	6.55	180.820	8.66	0.059	7.25
FCSM-ADRC	131.251	8.36	0.021	6.42	133.162	8.59	0.025	7.03
FCSM-ADRC (large gains)	286.534	8.45	0.064	5.64	302.534	8.66	0.076	5.76
FCSM-ADRC (media gains)	132.596	8.11	0.036	5.39	146.957	8.22	0.041	5.46
FCSM-ADRC (small gains)	74.105	7.61	0.024	5.27	74.213	7.76	0.026	5.34
KF + FCSM-ADRC (large gains)	73.263	7.56	0.019	5.11	74.063	7.63	0.022	5.21

4.5 传感器死区非线性鲁棒性测试

图8为在传感器存在死区时,不同控制器对压力设定值的跟踪效果.对比图7与图8,可得到以下结论:

1) 死区非线性导致系统性稳态误差:所有控制器的响应曲线均未能回归原目标值,而是稳定在一个存在恒定偏差的状态.这是由于死区破坏了反馈控制的误差驱动机制,当系统真实值与目标值的误差落入死区范围(本实验中压力为 ± 100 Pa,温度为 ± 0.1 K)内时,控制器接收到的反馈误差被人为“清零”,导致其提前停止调节动作,这是对传感器不敏感区的真实物理模拟.

2) 所提出控制方法 FCSM-ADRC 与其他控制方法相比,展现出了显著的鲁棒性优势:尽管所有方法均受到死区影响,但是横向对比表明,所提出方法的性能衰减程度最小;在稳态精度上,其最终稳态误差最小;在动态过程上,响应曲线超调量更小,收敛速度更快,且没有出现如其他方法那样的持续振荡,尤其是在受到噪声干扰情况下.

该结果表明,在面临相同的传感器非线性约束时,所提出算法凭借其滑模固有的强鲁棒性、ESO对“总扰动”的估计能力和KF对噪声抑制作用,具备了更强的适应性和维持控制性能的能力,因此,更具工程应用潜力.

5 结论

针对进气系统压力和温度控制问题,本文提出了一种融合改进滑模扩张状态观测器和KF的自抗扰控制方法.该方法能够通过改进的滑模扩展状态观测器对系统中的集总扰动进行观测,降低了扰动对控制量的影响;同时,融合KF降低了测量噪声干扰.仿真实验表明:与传统自抗扰控制方法相比,所提出方法对系统状态具有更好的跟踪能力;在融合KF后,可解决高观测器增益会放大测量噪声的问题,实现了测量噪声和扰动的双重抑制,可以更有效地

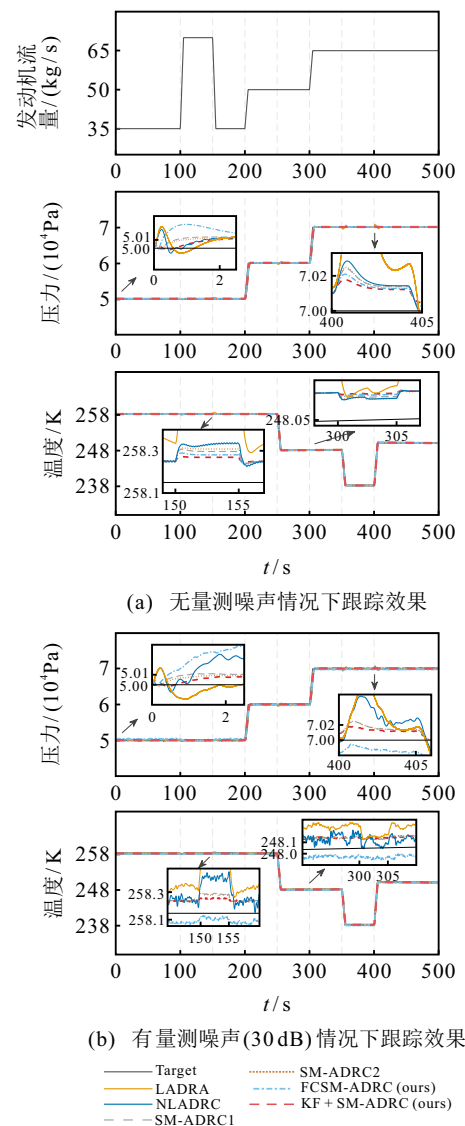


图8 受传感器死区迟滞影响时不同控制器跟踪效果对比

跟踪系统状态和总扰动,同时,有效降低了进气系统调节阀控制量摆动幅度;在面临传感器死区非线性测试时,所提出方法具有更强的鲁棒性.在接下来的工作中,需要考虑融入预测方法,利用系统模型对状态进行超前估计,从而补偿固定延时带来的相位滞后,进一步增强算法在全面非理想条件下的实用性.

参考文献 (References)

- [1] 王曦, 朱美印, 张松, 等. 国外高空模拟试车台控制系统技术发展[J]. 燃气涡轮试验与研究, 2017, 30(6): 49-55.
(Wang X, Zhu M Y, Zhang S, et al. Technology development of foreign altitude simulation test facilities control system[J]. Gas Turbine Experiment and Research, 2017, 30(6): 49-55.)
- [2] 裴希同, 张楼悦, 王曦, 等. 高空台进排气模拟仿真系统设计与应用[J]. 航空动力学报, 2022, 37(10): 2074-2089.
(Pei X T, Zhang L Y, Wang X, et al. Design and application of intake and exhaust simulation system for altitude ground test facilities[J]. Journal of Aerospace Power, 2022, 37(10): 2074-2089.)
- [3] 侯敏杰, 刘冬根. 航空发动机高空台的发展与展望[J]. 航空科学技术, 2012(3): 1-4.
(Hou M J, Liu D G. Development and prospect of the aero-engine altitude test facility[J]. Aeronautical Science & Technology, 2012(3): 1-4.)
- [4] 李涛. 基于实时仿真平台的高空台进气压力控制方法研究[D]. 绵阳: 西南科技大学, 2023.
(Li T. Research on air intake pressure control method of aerial platform based on real-time simulation platform[D]. Mianyang: Southwest University of Science and Technology, 2023.)
- [5] 但志宏, 张松, 白克强, 等. 基于扩张状态观测器的高空台进气环境模拟控制技术研究[J]. 推进技术, 2021, 42(9): 2119-2128.
(Dan Z H, Zhang S, Bai K Q, et al. Air intake environment simulation of altitude test facility control based on extended state observer[J]. Journal of Propulsion Technology, 2021, 42(9): 2119-2128.)
- [6] 赵涌, 侯敏杰, 黄振南, 等. 航空发动机高空模拟试验进气压力复合控制研究[J]. 燃气涡轮试验与研究, 2010, 23(1): 37-41.
(Zhao Y, Hou M J, Huang Z N, et al. Research on aircraft engine inlet pressure compound control in altitude simulation test[J]. Gas Turbine Experiment and Research, 2010, 23(1): 37-41.)
- [7] 韩京清. 从PID技术到“自抗扰控制”技术[J]. 控制工程, 2002(3): 13-18.
(Han J Q. From PID technique to active disturbances rejection control technique[J]. Control Engineering of China, 2002(3): 13-18.)
- [8] Huang Z W, Cheng Y H, Chen S, et al. Improved active disturbance rejection control for permanent magnet synchronous motor[J]. Electronics, 2024, 13(15): 3023.
- [9] 姜仁华, 刘闯, 宁银行, 等. 雷达伺服系统的高跟踪精度改进型自抗扰控制器[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(5): 102-109.
(Jiang R H, Liu C, Ning Y H, et al. Improved auto-disturbance rejection controller of radar servo-system with high tracking accuracy[J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(5): 102-109.)
- [10] 汪良, 欧阳周, 王恒升, 等. 基于ADRC的放卷张力串级控制设计[J]. 控制与决策, 2025, 40(9): 2672-2680.
(Wang L, Ouyang Z, Wang H S, et al. Design of cascade controller for unwinding tension based on ADRC[J]. Control and Decision, 2025, 40(9): 2672-2680.)
- [11] 鄢化彪, 徐炜宾, 黄绿娥. 基于改进ADRC的四旋翼姿态控制器设计[J]. 北京航空航天大学学报, 2023, 49(12): 3283-3292.
(Yan H B, Xu W B, Huang L E. Design of quadrotor attitude controller based on improved ADRC[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2023, 49(12): 3283-3292.)
- [12] 李杰, 齐晓慧, 夏元清, 等. 线性/非线性自抗扰切换控制方法研究[J]. 自动化学报, 2016, 42(2): 202-212.
(Li J, Qi X H, Xia Y Q, et al. On linear/nonlinear active disturbance rejection switching control[J]. Acta Automatica Sinica, 2016, 42(2): 202-212.)
- [13] 李亚鑫, 刘里宵, 王宇. 欠驱动水下机器人的最优等效补偿轨迹跟踪控制[J]. 控制与决策, 2024, 39(9): 2923-2931.
(Li Y X, Liu L X, Wang Y. Optimal equivalent compensation trajectory tracking control for underactuated underwater robots[J]. Control and Decision, 2024, 39(9): 2923-2931.)
- [14] Pu Z Q, Yuan R Y, Yi J Q, et al. A class of adaptive extended state observers for nonlinear disturbed systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(9): 5858-5869.
- [15] 陈晓寒, 牛小兵. 基于改进扩张状态观测器的船舶动力定位系统控制[J]. 上海海事大学学报, 2020, 41(4): 25-29.
(Chen X H, Niu X B. Ship dynamic positioning system control based on improved extended state observers[J]. Journal of Shanghai Maritime University, 2020, 41(4): 25-29.)
- [16] Bai Y, Zhang G Q, Wang Q W, et al. High-gain nonlinear active disturbance rejection control strategy for traction permanent magnet motor drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(11): 13135-13146.
- [17] Shen S Y, Xu J F. Adaptive neural network-based active disturbance rejection flight control of an unmanned helicopter[J]. Aerospace Science and Technology, 2021, 119: 107062.
- [18] 夏元清, 付梦印, 邓志红, 等. 滑模控制和自抗扰控制的研究进展(英文)[J]. 控制理论与应用, 2013, 30(2): 137-147.
(Xia Y Q, Fu M Y, Deng Z H, et al. Recent developments in sliding mode control and active disturbance rejection control[J]. Control Theory & Applications, 2013, 30(2): 137-147.)
- [19] 赵瑞. 基于滑模自抗扰控制的振镜控制系统研究与设计[D]. 芜湖: 安徽工程大学, 2022.
(Zhao R. Research and design of galvo control system based on sliding mode active disturbance rejection control[D]. Wuhu: Anhui Polytechnic University, 2022.)
- [20] Wang C, Liu B Y, Fan X, et al. Rotor position angle control of permanent magnet synchronous motor based on sliding mode extended state observer[J]. Systems Science & Control Engineering, 2022, 10(1): 757-766.
- [21] Yu S S, Ma L X, Zhuang J L, et al. Rotating mirror servo system control based on modified sliding mode-active

- disturbance rejection controller[J]. *Systems Science & Control Engineering*, 2022, 10(1): 922-935.
- [22] 刘俊, 谭锦浩, 蒲明, 等. 一种新型三阶固定时间收敛滑模非线性扩张状态观测器[J]. *控制与决策*, 2024, 39(12): 3910-3918.
(Liu J, Tan J H, Pu M, et al. Novel third-order fixed-time convergent nonlinear extended state observer based on sliding mode control method[J]. *Control and Decision*, 2024, 39(12): 3910-3918.)
- [23] 王元慧, 任哲达, 邵兴超, 等. 基于非奇异快速终端滑模的多水面船固定时间协同控制[J]. *控制与决策*, 2024, 39(8): 2637-2646.
(Wang Y H, Ren Z D, Shao X C, et al. Fixed-time cooperative control for multiple surface vessels based on non-singular fast terminal sliding mode[J]. *Control and Decision*, 2024, 39(8): 2637-2646.)
- [24] Prasov A A, Khalil H K. A nonlinear high-gain observer for systems with measurement noise in a feedback control framework[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2013, 58(3): 569-580.
- [25] Łakomy K, Madonski R. Cascade extended state observer for active disturbance rejection control applications under measurement noise[J]. *ISA Transactions*, 2021, 109: 1-10.
- [26] Du Y W, Cao W H, She J H. Analysis and design of active disturbance rejection control with an improved extended state observer for systems with measurement noise[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2023, 70(1): 855-865.
- [27] Herbst G, Hempel A J, Göhr T, et al. Half-gain tuning for active disturbance rejection control[J]. *IFAC-PapersOnLine*, 2020, 53(2): 1319-1324.
- [28] 孙昊. 汽车发动机电控系统建模、先进控制方法研究[D]. 南京: 东南大学, 2022.
(Sun H. Research on advanced control theory and application of automotive electronic system[D]. Nanjing: Southeast University, 2022.)
- [29] 王璐. 噪声影响下的机载光电平台扩张状态观测器研究[D]. 长春: 中国科学院大学, 2024.
(Wang L. Research on disturbance rejection strategies for the extended state observer of airborne optoelectronic platforms under the influence of noise[D]. Changchun: University of Chinese Academy of Sciences, 2024.)
- [30] Liu J S, Wang X, Liu X, et al. μ -synthesis-based robust L_1 adaptive control for aeropropulsion system test facility[J]. *Aerospace Science and Technology*, 2023, 140: 108457.
- [31] 李金柏, 伦岳斌, 王宏伦, 等. 高空台多任务模拟指定时间抗扰控制[J]. *推进技术*, 2024, 45(9): 246-256.
(Li J B, Lun Y B, Wang H L, et al. A predefined-time disturbance rejection control for multitasking simulation of altitude test facility[J]. *Journal of Propulsion Technology*, 2024, 45(9): 246-256.)
- [32] 朱美印, 张松, 但志宏, 等. 高空台飞行环境模拟腔 μ 综合控制设计[J]. *航空动力学报*, 2017, 32(12): 3039-3048.
(Zhu M Y, Zhang S, Dan Z H, et al. μ synthesis control design of altitude ground test facilities' flight environment simulation volumes[J]. *Journal of Aerospace Power*, 2017, 32(12): 3039-3048.)
- [33] 裴希同, 朱美印, 张松, 等. 一种特种阀流量特性计算的公式迭代方法[J]. *燃气涡轮试验与研究*, 2016, 29(5): 35-39.
(Pei X T, Zhu M Y, Zhang S, et al. An iterative method of empirical formula for the calculation of special valve flow characteristics[J]. *Gas Turbine Experiment and Research*, 2016, 29(5): 35-39.)
- [34] 李政, 于剑桥, 赵新运. 空空导弹敏捷转弯固定时间收敛滑模控制[J]. *航空学报*, 2023, 44(8): 208-221.
(Li Z, Yu J Q, Zhao X Y. Fixed-time convergent sliding mode control for agile turn of air-to-air missiles[J]. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2023, 44(8): 208-221.)
- [35] 张合新, 范金锁, 孟飞, 等. 一种新型滑模控制双幂次趋近律[J]. *控制与决策*, 2013, 28(2): 289-293.
(Zhang H X, Fan J S, Meng F, et al. A new double power reaching law for sliding mode control[J]. *Control and Decision*, 2013, 28(2): 289-293.)
- [36] 李艳, 孙蕊, 夏宇, 等. 采用改进快速变幂次趋近律的滑模控制方法[J]. *西安交通大学学报*, 2022, 56(12): 118-126.
(Li Y, Sun R, Xia Y, et al. A sliding mode control method with improved rapid power approximation law[J]. *Journal of Xi'an Jiaotong University*, 2022, 56(12): 118-126.)
- [37] Zhang L, Wei C Z, Wu R, et al. Fixed-time extended state observer based non-singular fast terminal sliding mode control for a VTVL reusable launch vehicle[J]. *Aerospace Science and Technology*, 2018, 82: 70-79.
- [38] Khalil H K. *Nonlinear systems*[M]. The 3rd edition. Upper Saddle River: Prentice Hall, 2002.

作者简介

荣海娜 (1980-), 女, 讲师, 博士, 主要研究方向为智能信息处理、人工智能、智能电网及智能控制, E-mail: ronghaina@126.com;

周泽震 (2000-), 男, 硕士, 主要研究方向为智能控制, E-mail: houzz2000@163.com;

张葛祥 (1974-), 男, 教授, 博士, 主要研究方向为人工智能、智能机器人、智能电网及智能控制, E-mail: zhgx Dylan@126.com;

刘俊 (1980-), 男, 教授, 博士, 主要研究方向为自抗扰控制、多智能体系统协调控制, E-mail: liujun@cuit.edu.cn;

但志宏 (1973-), 男, 研究员, 硕士, 主要研究方向为航空发动机高空模拟技术, E-mail: 406679678@qq.com;

张松 (1968-), 男, 研究员, 博士, 主要研究方向为航空发动机高空模拟技术、航空发动机控制, E-mail: zs3365475@sohu.com.