

基于自适应线性自抗扰控制的飞机防滑刹车系统重构控制

刘舒畅¹, 杨 忠^{1†}, 张 钊¹, 陈 爽², 张小恺²

(1. 南京航空航天大学 自动化学院, 江苏 南京 211100;

2. 航空机电综合航空科技重点实验室 电子工程部, 江苏 南京 211100)

摘要: 飞机防滑刹车系统是确保飞机安全起飞、着陆和滑跑的重要航空机电系统. 除了其动力学中的强非线性、强耦合以及参数时变外, 潜在的执行器等组件故障也会严重降低防滑刹车系统的安全性与可靠性. 为满足故障及扰动状态下系统的性能需求, 本文提出了一种基于自适应线性自抗扰控制的飞机防滑刹车系统重构控制方法. 根据飞机防滑刹车系统的组成结构及工作原理对其进行数学建模, 并对执行器注入故障因子. 设计了自适应线性自抗扰重构控制器, 同时分析了整个闭环系统的稳定性. 该控制器将组件故障、外部干扰以及测量噪声等视为总扰动, 根据状态误差反馈和系统输出信息, 利用BP神经网络在线优化更新扩张状态观测器和状态误差反馈律参数, 从而更精确地观测与补偿总扰动带来的不利影响. 最后, 在不同跑道环境下的仿真结果验证了所提出重构控制器的适应性和鲁棒性.

关键词: 飞机防滑刹车系统; 执行器故障; 自适应线性自抗扰控制; BP神经网络; 重构控制

引用格式: 刘舒畅, 杨忠, 张钊, 等. 基于自适应线性自抗扰控制的飞机防滑刹车系统重构控制. 控制理论与应用, 2022, 39(8): 1516 – 1528

DOI: 10.7641/CTA.2022.11090

Adaptive linear active disturbance rejection control based reconfiguration control for aircraft anti-skid braking system

LIU Shu-chang¹, YANG Zhong^{1†}, ZHANG Zhao¹, CHEN Shuang², ZHANG Xiao-kai²

(1. College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing Jiangsu 211100, China;

2. Electronic Engineering Department,

Aviation Key Laboratory of Science and Technology on Aero Electromechanical System Integration, Nanjing Jiangsu 211100, China)

Abstract: The aircraft anti-skid braking system (AABS) is an essential aero electromechanical system that ensures safe taking-off, landing, and taxiing of the aircraft. In addition to the strong nonlinearity, strong coupling, and time-varying parameters in aircraft dynamics, potential component faults such as actuator faults can also seriously affect the safety and reliability of AABS. In order to meet the performance requirements of the system in fault-perturbed conditions, a reconfiguration control method for AABS based on adaptive linear active disturbance rejection control is proposed in this paper. Mathematical modeling of AABS is performed based on its component structure and working principle, and a fault factor is injected into the actuator. An adaptive linear active disturbance rejection reconfiguration controller is designed, and the stability of the whole closed-loop system is analyzed. The developed controller takes component faults, external disturbance and measurement noise as the total perturbations. According to the state error feedback and system output information, the parameters of the extended state observer and the state error feedback law are optimized and updated online using BP neural networks. Thus, the adverse effects caused by the total perturbations can be more accurately observed and compensated. Finally, the simulation results in different runway environments validate the adaptability and robustness of the proposed reconfiguration controller.

Key words: aircraft anti-skid braking system; actuator faults; adaptive linear active disturbance rejection control; BP neural network; reconfiguration control

Citation: LIU Shuchang, YANG Zhong, ZHANG Zhao, et al. Adaptive linear active disturbance rejection control based reconfiguration control for aircraft anti-skid braking system. *Control Theory & Applications*, 2022, 39(8): 1516 – 1528

收稿日期: 2021–11–10; 录用日期: 2022–04–15.

[†]通信作者. E-mail: YangZhong@nuaa.edu.cn; Tel.: +86 25-84892301.

本文责任编辑: 龙离军.

航空科学基金(重点实验室类)项目(201928052006, 20162852031), 南京航空航天大学研究生科研与实践创新计划项目(xcxjh20210332)资助. Supported by the Key Laboratory Projects of Aeronautical Science Foundation of China (201928052006, 20162852031) and the Foundation of Graduate Innovation Center in NUA (xcxjh20210332).

1 引言

具有良好性能的飞机防滑刹车系统(aircraft anti-skid braking system, AABS)是成功完成飞行任务的关键,它与飞机和机组人员的安全密切相关^[1]。随着航空工业的快速发展,对大吨位高速飞机的需求越来越大,该类型飞机的着陆过程对AABS提出了更高的性能要求^[2]。此外,AABS是强非线性、强耦合的,并且易受跑道环境在内的许多不确定性因素影响,这使得AABS控制器设计十分具有挑战性^[3]。

近年来,针对AABS的传统PID+PBM控制方式在有干扰的跑道上制动效率不高,并且伴有低速打滑现象等问题^[4],研究者们提出了许多先进的控制方法,如:混合滑移差PID控制^[5]、动态面反步控制^[6]、最优模糊控制^[7]、自学习滑模控制^[8]、直接自适应神经网络控制^[9]等。文献[10]提出了一种基于非对称势垒Lyapunov函数的控制器,有效地将AABS的运行状态约束在健康区域和轻滑移区域。考虑到AABS在刹车过程中易受不确定性干扰影响,文献[11]设计了一种非线性观测器用于在线估计扰动,并引入了快速终端滑模控制器来跟踪时变的最佳滑移率。上述工作对AABS控制进行了较深入的研究,但却忽视了执行器失效等典型组件故障产生的影响:国内AABS设计主要是基于液压控制系统,较长的液压管道存在油液混入空气以及内泄露危险,如果没有定期维护,很容易引起功能退化甚至失效,这将会导致许多安全隐患^[12-13]。执行器故障发生后如何保证AABS稳定性以及令人满意的制动性能是目前迫切需要关注和解决的问题。

为了真正提高AABS的安全性与可靠性,一方面可以从硬件层面进行设计和配置^[14-15],但是苛刻的硬件测试及实验条件限制了该方法的发展;另一方面,可以将容错控制概念引入到AABS控制器设计中,这也是未来AABS的主要发展方向和急需关注的关键技术^[16]。重构控制作为容错控制的一个热门分支,目前已被广泛应用于一些安全关键系统,特别是航空航天工程领域^[17-18]。重构控制实质上是把被控系统可能发生的故障考虑在控制器设计过程中,在系统的元部件或子系统出现故障时,利用故障系统的信息合理地动态配置控制器结构或参数,抑制或消除故障带来的不利影响,进而实现闭环系统渐近稳定和可接受的工作性能。常见的重构控制可以分为以下几类:自适应控制^[19-20]、模糊控制^[21]、多模型切换控制^[22]、滑模控制^[23]以及其他鲁棒控制^[24]等。此外,考虑到AABS本身是一个强非线性系统,尤其是内部子系统间又存在耦合,这些都增加了系统精确建模的难度。同时,很多非线性重构控制算法较为复杂,在工程领域实现相对困难。因此,设计一种结构明确、不依赖模型、抗故

障干扰能力强且易于工程实现的重构控制器具有重要意义。

韩京清研究员继承了经典PID控制器的精华,提出了对模型精度要求低且易于实现的自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC)技术^[25]。ADRC不仅具有控制响应速度快、无超调、可安排过渡过程以及参数适应对象范围大等优点,还能够观测与补偿系统所受内外扰动^[26-27]。因此,ADRC已被广泛应用于容错控制系统设计^[28-30]。然而,ADRC需要整定的参数较多,使得实际应用难度增加。随后,高志强教授团队提出了线性自抗扰控制^[31](linear active disturbance rejection control, LADRC)。LADRC基于线性形式的扩张状态观测器,控制律采用PD线性结构,同时通过“带宽法”整定控制器参数,大大简化了ADRC的结构和参数^[32]。目前,LADRC已经被应用于多种工程领域^[33-35]。

针对受执行器故障和不确定性干扰影响的AABS,本文提出一种基于自适应线性自抗扰(adaptive linear active disturbance rejection control, ALADRC)的重构控制方法,旨在保证系统发生故障后的稳定性以及可接受的刹车性能。与现有部分研究成果相比,所提出的重构控制方法主要贡献归纳为如下几个方面:

- 1) 该控制方法将AABS扩展出了一个新的状态变量,该状态变量是无故障系统描述中未注意到的所有未知动态和扰动的总和,这在很大程度上间接简化了模型;

- 2) 设计了自适应线性扩张状态观测器和自适应线性状态误差反馈律,利用二者分别对总扰动进行观测和补偿。主要设计思路是结合了智能控制思想,基于BP神经网络,利用状态误差反馈和系统输出信息,在线自动调整观测器和反馈律参数。这不仅减少了手动调参的繁琐,而且大大增强了所提出的重构控制器在面对故障和干扰时的适应性和鲁棒性;

- 3) 该方法本身是一种鲁棒控制策略,不需要额外的故障检测与识别(fault detection and identification, FDI)模块,并且控制器是自适应的。因此,该方法属于主动重构控制和不依赖FDI重构控制的一种新颖结合,这使得其成为未知故障条件下一种有趣的重构控制方案。

2 飞机防滑刹车系统建模

2.1 飞机防滑刹车系统组成结构及工作原理

如图1所示,AABS主要由以下几部分组成:飞机机体、起落架、机轮、液压伺服系统、刹车装置、防滑刹车控制器。AABS各子系统之间存在强关联耦合,并表现出强非线性和强复杂性等特征。

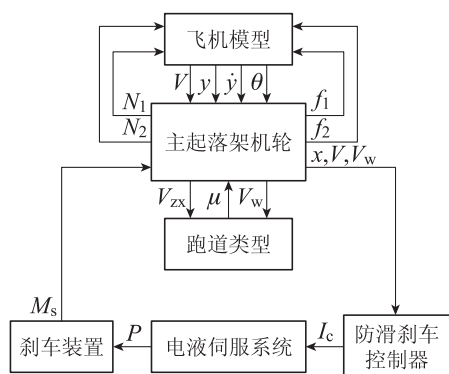


图1 飞机防滑刹车系统组成结构

Fig. 1 AABS composition structure

AABS工作原理为: 飞机着陆后, 防滑刹车控制器根据速度传感器提供的机轮速度信息, 产生防滑电流控制液压伺服系统产生刹车压力, 进而通过刹车装置转换为刹车力矩作用在机轮上使其减速, 从而使机轮和地面之间产生相对滑动, 由此产生的摩擦力给飞机一个沿纵向向后的力, 即结合力。结合力与机轮滚动半径的乘积就构成结合力矩, 机轮的转动速度就是由结合力矩和刹车装置产生的刹车力矩来共同控制的。AABS的作用就是在保证不出现深度打滑的情况下, 最大限度利用地面的结合力, 提高飞机刹车效率, 缩短落地滑跑时间与距离。

2.2 飞机机体动力学

根据防滑刹车的实际过程和客观事实, 可以做出如下合理假设:

- 1) 将飞机机身视为集中质量的刚体;
- 2) 飞机刹车过程中不考虑发动机转子产生的陀螺力矩;
- 3) 飞机刹车过程中忽略侧风影响;
- 4) 飞机刹车过程中忽略轮胎变形;
- 5) 所有受刹机轮的刹车机构性能一致, 且同步控制。

飞机机体受力图如图2所示, 图中具体参数见表1。

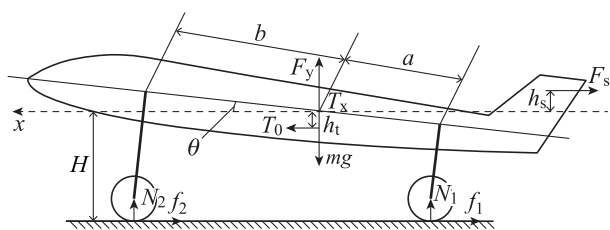


图2 飞机机体受力图

Fig. 2 Force diagram of aircraft fuselage

飞机纵向运动方程、垂直方向平衡方程和质心力矩平衡方程分别为

$$\begin{cases} T_0 - F_x - F_s - f_1 - f_2 = m\ddot{x}, \\ mg - F_y - N_1 - N_2 = m\ddot{y}, \\ N_2 b \cos \theta + F_s(h_s + h_t) - N_1 a \cos \theta - \\ T_0 h_t - f_1 H - f_2 H = I\ddot{\theta}. \end{cases} \quad (1)$$

根据空气动力特性影响, 可以得到

$$\begin{cases} T_0 = T'_0 + K_v V, \\ F_x = \frac{1}{2} \rho C_x S V^2, \\ F_y = \frac{1}{2} \rho C_y S V^2, \\ F_s = \frac{1}{2} \rho C_{xs} S_s V^2. \end{cases} \quad (2)$$

轮胎-跑道结合系数 \$\mu_i\$ 定义为

$$\mu_i = \frac{f_i}{N_i}, \quad (3)$$

式中 \$i = 1, 2\$。

表1 飞机机身动力学参数

Table 1 Parameters of the aircraft fuselage dynamics

符号	含义	数值
x	飞机纵向滑跑距离	
y	重心高度变化量	
θ	飞机俯仰角	
H	飞机重心距地面的距离	
V	飞机纵向滑跑速度	
T_0	发动机推力	
F_x	空气阻力	
F_y	空气升力	
F_s	阻力伞的阻力	
f_1	主轮与地面的摩擦力	
f_2	前轮与地面的摩擦力	
N_1	主轮支撑力	
N_2	前轮支撑力	
m	飞机质量	1761 kg
g	重力加速度	9.8 m/s ²
h_t	发动机推力线距飞机水平轴下移距离	0.1 m
h_s	阻力伞悬挂点距飞机水平轴上移距离	0.67 m
a	主轮到飞机重心的水平距离	1.076 m
b	前轮到飞机重心的水平距离	6.727 m
I	飞机机体转动惯量	4000 kg · s ² · m
S	飞机机翼的面积	50.88 m ²
S_s	阻力伞的计算面积	20 m ²
C_x	飞机滑跑时的阻力系数	0.1027
C_y	飞机滑跑时的升力系数	0.6
C_{xs}	阻力伞的阻力系数	0.75
T'_0	发动机的剩余推力	426 kg
K_v	发动机的推力速度系数	1 kg · s · m ⁻¹
ρ	空气密度	0.12492 kg · s ² · m ⁻⁴

2.3 起落架动力学

起落架的主要功能是支撑和缓冲, 用来改善飞机纵向和垂直方向上的受力情况。除了机轮和刹车装置

外, 支柱、缓冲器和扭力臂也是起落架的主要组成部分. 在本文中, 假设扭力臂的刚度足够大, 并且忽略了机轮相对于支柱和缓冲器的扭转自由度, 所以不考虑扭力臂.

缓冲器可以合理地简化为一个质量-弹簧-阻尼系统^[36], 缓冲器作用在机体上的力可以描述为

$$\begin{cases} N_1 = K_1 X_1 + C_1 \dot{X}_1^2, \\ N_2 = K_2 X_2 + C_2 \dot{X}_2^2, \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} X_1 = a \sin \theta + y, \\ X_2 = -b \sin \theta + y. \end{cases} \quad (5)$$

式中参数描述见表2.

表2 缓冲器参数

Table 2 Parameters of the buffer

符号	含义	数值
X_1	主缓冲器的压缩量	
X_2	前缓冲器的压缩量	
K_1	主缓冲器刚度系数	42529
K_2	前缓冲器刚度系数	2500
C_1	主缓冲器阻尼系数	800
C_2	前缓冲器阻尼系数	800

由于起落架和机体之间为非刚性连接, 在刹车力的作用下会产生水平位移和角位移. 但支柱是悬臂梁, 其角位移非常小, 可以忽略不计. 因此起落架的横向刚度模型可用以下等效的二阶方程表示:

$$\begin{cases} d_a = \frac{-\frac{f_1}{K_0}}{\frac{1}{W_n^2} s^2 + \frac{2\xi}{W_n} s + 1}, \\ d_v = \frac{d}{dt}(d_a). \end{cases} \quad (6)$$

式中参数描述见表3.

表3 起落架横向刚度模型参数

Table 3 Parameters of the landing gear lateral stiffness model

符号	含义	数值
d_a	轮轴处起落架变形引起的航向振动位移量	
d_v	轮轴处起落架变形引起的航向振动速度	
K_0	动态刚度系数	536000
ξ	阻尼比	0.2
W_n	固有频率	60 Hz

2.4 机轮动力学

主轮刹车的受力分析如图3所示, 可以看出在飞机滑行过程中, 主轮受到刹车力矩 M_s 和地面摩擦力 M_j 的共同作用. 由于考虑了起落架横向刚度的影响, 所以就存在一个沿机体纵向的轮轴速度 V_{zx} , 它是

由飞机速度 V 和轮轴处起落架变形引起的航向振动速度 d_v 叠加而成的. 主轮的动力学方程为

$$\begin{cases} \dot{\omega} = \frac{M_j - M_s}{J} + \frac{V_{zx}}{R_g}, \\ V_w = \omega \times R_g, \\ V_{zx} = V + d_v, \\ R_g = R - \frac{1}{4} N_1 k_\sigma, \\ M_j = \mu N R_g n, \\ N = \frac{N_1}{n}. \end{cases} \quad (7)$$

式中参数描述见表4.

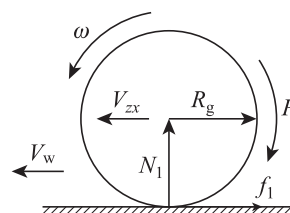


图3 主轮受力图

Fig. 3 Force diagram of main wheel

表4 主轮参数

Table 4 Parameters of the main wheel

符号	含义	数值
ω	主轮角速度	
$\dot{\omega}$	主轮角加速度	
V_w	主轮线速度	
R_g	机轮滚动半径	
N	径向载荷	
J	单个机轮转动惯量	$1.855 \text{ kg} \cdot \text{s}^2 \cdot \text{m}$
R	机轮的自由半径	0.4 m
k_σ	轮胎压缩系数	$1.07 \times 10^{-5} \text{ m} \cdot \text{kg}^{-1}$
n	刹车机轮个数	4

在刹车过程中, 轮胎受到刹车力矩作用, 使得飞机速度始终大于机轮速度, 即 $V > V_w$. 由此定义滑移率 λ , 表示机轮相对跑道的滑动运动比率. 由文献^[36]可知, 对于受刹主轮来说, 利用轮轴速度 V_{zx} 代替飞机速度 V 来计算滑移率, 可避免因起落架变形引起的误松刹, 从而有效地改善起落架走步现象. 因此本文采用下式计算滑移率:

$$\lambda = \frac{V_{zx} - V_w}{V_{zx}}. \quad (8)$$

轮胎-跑道结合系数 μ 和许多因素相关, 包括实时跑道状态、飞机速度 V 、滑移率 λ 等. 由Pacejka^[37]开发的一种简单的经验公式——“魔术公式”被广泛应用于计算结合系数, 表示为

$$\mu(\lambda, \tau_j) = \tau_1 \sin(\tau_2 \arctg(\tau_3 \lambda)), \quad (9)$$

式中: $\tau_j (j = 1, 2, 3)$, τ_1, τ_2, τ_3 分别为峰值因子、刚度因子和曲线形状因子, 表5列出几种不同跑道状态下的具体参数.

表5 跑道状态参数

Table 5 Parameters of the runway status

跑道状态	τ_1	τ_2	τ_3
干跑道	0.85	1.5344	14.5
湿跑道	0.40	2.0	8.2
冰跑道	0.28	2.0875	10

2.5 液压伺服系统与刹车装置建模

由于液压伺服系统结构复杂, 本文对其进行简化, 只考虑电液伺服阀和管道, 它们的传递函数表示如下:

$$\begin{cases} M(s) = \frac{K_{sv}}{\frac{1}{\omega_{sv}^2} s^2 + \frac{2\xi_{sv}}{\omega_{sv}} s + 1}, \\ L(s) = \frac{K_p}{T_p s + 1}. \end{cases} \quad (10)$$

式中参数描述见表6.

表6 液压伺服系统参数

Table 6 Parameters of the hydraulic servo system

符号	含义	数值
K_{sv}	伺服阀增益	1
ω_{sv}	伺服阀固有频率	17.7074 rad/s
ξ_{sv}	伺服阀阻尼比	0.36
K_p	管道增益	1
T_p	管道等效时间常数	0.01
μ_{mc}	摩擦系数	0.23
N_{mc}	摩擦面面数	4
R_{mc}	有效制动摩擦半径	0.142 m

值得注意的是, 防滑刹车控制器应该同时实现刹车控制和防滑控制, 因此控制器期望执行器输出的刹车压力 P 和控制电流 I_c 之间应存在如下近似的线性关系:

$$P = -I_c M(s) L(s) + P_0, \quad (11)$$

式中 $P_0 = 1 \times 10^7$ Pa.

刹车装置的作用是将刹车压力转化为刹车力矩, 其计算方法如下:

$$M_s = \mu_{mc} N_{mc} P R_{mc}, \quad (12)$$

式中参数描述见表6.

液压伺服系统作为AABS的执行器, 不可避免地受到一些潜在故障的影响, 诸如液压油混入空气、内部渗漏以及振动等问题严重影响了液压伺服系统的工作效率^[14]. 因此, 在本文中引入了效率损失(loss of effectiveness, LOE) 来代表刹车系统执行器故障, 其

特点是执行器增益从额定值下降^[28]. 在AABS执行器发生LOE故障的情况下, 液压伺服系统产生的刹车压力偏离了控制器所期望的指令输出, 即

$$P_{\text{fault}} = k_{\text{LOE}} P, \quad (13)$$

式中: P_{fault} 表示执行器真实输出压力, $k_{\text{LOE}} \in (0, 1]$ 表示LOE故障因子.

注1 $n\%$ LOE等同 $k_{\text{LOE}} = 1 - \frac{n}{100}$, $k_{\text{LOE}} = 1$ 表示执行器无故障.

注2 需要注意的是, 如果组件并不总是具有与无故障相同的特性, 就有必要建立故障模型. 这不仅为下一步的重构控制器设计提供了精确的模型, 而且还确保了故障-扰动引起的不利影响能够被有效地观测和补偿.

因此, 式(12)改写成如下形式:

$$Ms' = \mu_{mc} N_{mc} P_{\text{fault}} R_{mc}, \quad (14)$$

式中 M'_s 是真实刹车力矩.

从上述整个建模过程可以看出, AABS非线性性和耦合性很强, 执行器故障发生后导致模型参数发生大跳变, 相对于无故障系统来说, 其内部扰动更大. 同时, 跑道环境等外部干扰同样不可忽视.

3 重构控制器设计

3.1 问题描述

尽管机体有3个自由度, 但AABS只关注纵向滑跑. 根据第2节, AABS纵向动力学模型可改写为下式:

$$\ddot{x} = f(x, \dot{x}, \varpi_{\text{out}}, \varpi_f) + b_x u, \quad (15)$$

式中: $f(\cdot)$ 为被控对象动态, ϖ_{out} 表示外部扰动, ϖ_f 为包括AABS所受组件故障在内的不确定项, b_x 为控制增益, u 为系统输入.

本文中AABS采用滑移速度控制类型^[1], 以飞机速度 V 作为参考输入, 通过控制机轮速度 V_ω 实现防滑刹车. 因此系统(15)可以改写为

$$\dot{V} = f(x, V, \varpi_{\text{out}}, \varpi_f) + b_v u, \quad (16)$$

式中 $b_v = b_x$.

令 $x_1 = x$, $x_2 = V$, 并设 $f(x, V, \varpi_{\text{out}}, \varpi_f)$ 为系统广义总扰动, 将其扩展为系统的状态变量 $x_3 = f(x, V, \varpi_{\text{out}}, \varpi_f)$, 则可得系统(16)状态方程

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = x_3 + b_v u, \\ \dot{x}_3 = h(x, V, \varpi_{\text{out}}, \varpi_f). \end{cases} \quad (17)$$

假设1 系统广义总扰动 $f(x, V, \varpi_{\text{out}}, \varpi_f)$ 和其微分 $h(x, V, \varpi_{\text{out}}, \varpi_f)$ 均有界, 即

$$\begin{cases} |f(x, V, \varpi_{\text{out}}, \varpi_f)| \leq \sigma_1, \\ |h(x, V, \varpi_{\text{out}}, \varpi_f)| \leq \sigma_2, \end{cases}$$

式中 σ_1, σ_2 均为正数.

针对受总扰动影响的系统(17), 设计自抗扰重构控制器来抑制或消除故障带来的不利影响, 进而实现闭环系统渐近稳定和可接受的工作性能.

3.2 ALADRC重构控制器

建立如下形式LESO:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1(z_1 - x_1), \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_2(z_1 - x_1) + b_v u, \\ \dot{z}_3 = -\beta_3(z_1 - x_1). \end{cases} \quad (18)$$

选取合适的观测器增益 $(\beta_1, \beta_2, \beta_3)$, LESO能实现对系统(17)中各变量的实时跟踪^[38], 即 $z_1 \rightarrow x, z_2 \rightarrow V, z_3 \rightarrow f(x, V, \varpi_{\text{out}}, \varpi_f)$. 取

$$u = \frac{u_0 - z_3}{b_v}. \quad (19)$$

当 z_3 可以无误差估计 $f(x, V, \varpi_{\text{out}}, \varpi_f)$ 时, 令LSEF为

$$\begin{cases} e_1 = v_1 - z_1, \\ e_2 = v_2 - z_2, \\ u_0 = k_1 e_1 + k_2 e_2. \end{cases} \quad (20)$$

式中 $v_r = [v_1 \ v_2]^T = [x \ V]^T$ 是参考信号, 则系统(17)可以简化为一个双积分串联结构

$$\dot{V} = (f(x, V, \varpi_{\text{out}}, \varpi_f) - z_3) + u_0 \approx u_0. \quad (21)$$

进一步采用文献[31]中的极点配置法, 将系统配置为重根形式, 可得

$$\begin{cases} \beta_1 = 3\omega_o, \\ \beta_2 = 3\omega_o^2, \\ \beta_3 = \omega_o^3. \end{cases} \quad (22)$$

式中: ω_o 为观测器带宽, ω_o 越大, LESO观测误差越小, LADRC的控制精度越高, 但是会提高系统对噪声的敏感度, 因此 ω_o 的选择需综合考虑.

类似地, 根据参数化方法及工程经验^[33]可选取式LSEF参数为

$$\begin{cases} k_1 = \omega_c^2, \\ k_2 = 2\xi\omega_c. \end{cases} \quad (23)$$

式中: ω_c 为控制器带宽, ξ 为阻尼比, 本文取 $\xi = 1$. 由此LADRC控制器参数整定问题简化为观测器带宽 ω_o 和控制器带宽 ω_c 的配置.

考虑到参数固定的控制器缺乏适应性、控制性能差、鲁棒性弱, 在组件出现故障时可能无法使受损系统保持可接受的(额定或降级)性能^[39]. 因此, 本节结合了智能控制思想, 对传统LADRC方法进行改进, 提出了一种基于ALADRC的重构控制器, 其实际控制原理图如图4所示. 该控制器使用了自适应线性状态观

测器(adaptive linear extended state observer, ALESO)和自适应线性状态误差反馈律(adaptive linear state error feedback, ALSEF), 二者都是基于BP神经网络, 利用状态误差反馈和系统输出信息, 实时自动优化观测器和控制器参数. 这不仅在带宽法基础上更进一步, 消除了手动调参的繁琐, 而且使控制器具有重构能力, 能够更精确地观测与补偿总扰动带来的不利影响, 极大地提升了控制器在面对故障时的适应性和鲁棒性.

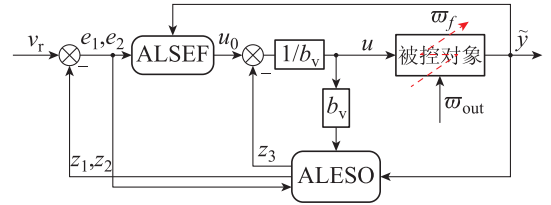


图4 自适应线性自抗扰控制原理图

Fig. 4 Schematic diagram of ALADRC

下面介绍ALESO结构及算法原理. ALESO内部结构如图5所示, 本文采用三层BP神经网络, 以状态误差 e_1 、状态微分误差 e_2 、系统输出 $\tilde{y}$ 和1作为神经网络的4个输入节点, 观测器带宽 ω_o 作为输出节点, 结合AABS模型并经过多次尝试, 确定隐含层节点数为5个.

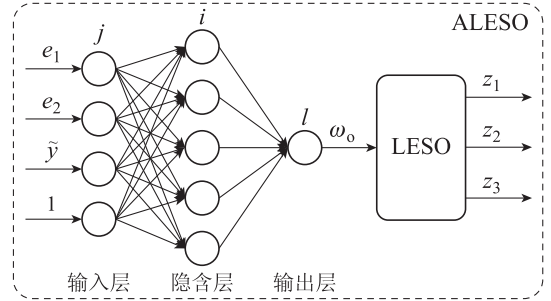


图5 自适应线性扩张状态观测器结构图

Fig. 5 Structure of ALESO

BP神经网络输入层为

$$O_j^{\text{in}} = \hat{x}(j), \quad j = 1, 2, 3, 4. \quad (24)$$

式中 $\hat{x}(j)$ 分别对应 $(e_1, e_2, \tilde{y}, 1)$.

隐含层输入输出为

$$\begin{cases} \text{net}_i^{\text{hid}}(k) = \sum_{j=1}^4 \hat{\omega}_{ij}^{\text{hid}} O_j^{\text{in}}, \\ O_i^{\text{hid}}(k) = \hat{f}(\text{net}_i^{\text{hid}}(k)), \end{cases} \quad i = 1, 2, \dots, 5. \quad (25)$$

式中 $\hat{\omega}_{ij}^{\text{hid}}$ 为隐含层权值系数.

输出层输入输出为

$$\begin{cases} \text{net}^{\text{out}}(k) = \sum_{i=1}^5 \hat{\omega}_i^{\text{out}} O_i^{\text{hid}}, \\ O^{\text{out}}(k) = \hat{g}(\text{net}^{\text{out}}(k)). \end{cases} \quad (26)$$

式中: $\hat{\omega}_i^{\text{out}}$ 为输出层权值系数, $O^{\text{out}}(k)$ 对应观测器带

宽 ω_o , 隐含层和输出层神经元活化函数如下:

$$\begin{cases} \hat{f}(\hat{x}) = \frac{e^{\hat{x}} - e^{-\hat{x}}}{e^{\hat{x}} + e^{-\hat{x}}}, \\ \hat{g}(\hat{x}) = \frac{e^{\hat{x}}}{e^{\hat{x}} + e^{-\hat{x}}}. \end{cases} \quad (27)$$

取性能指标函数为

$$\hat{E}(k) = \frac{1}{2}[\text{rin}(k) - \text{yout}(k)]^2, \quad (28)$$

式中: $\text{rin} = V$ 是系统期望值, $\text{yout} = V_o$ 是系统输出值.

本文引入惯性项 $\hat{\alpha}$ 使搜索快速收敛至全局极小, 连接权值按梯度下降法修正

$$\Delta \hat{\omega}_i^{\text{out}}(k) = -\hat{\eta} \frac{\partial \hat{E}(k)}{\partial \hat{\omega}_i^{\text{out}}(k)} + \hat{\alpha} \Delta \hat{\omega}_i^{\text{out}}(k-1), \quad (29)$$

式中: $\hat{\eta}$ 为学习速率, $\hat{\alpha}$ 为惯性系数.

$$\begin{cases} \frac{\partial \hat{E}(k)}{\partial \hat{\omega}_i^{\text{out}}(k)} = \frac{\partial \hat{E}(k)}{\partial \text{yout}(k)} \cdot \frac{\partial \text{yout}(k)}{\partial O^{\text{out}}(k)} \cdot \frac{\partial O^{\text{out}}(k)}{\partial \text{net}^{\text{out}}(k)} \cdot \frac{\partial \text{net}^{\text{out}}(k)}{\partial \hat{\omega}_i^{\text{out}}(k)}, \\ \frac{\partial \text{net}^{\text{out}}(k)}{\partial \hat{\omega}_i^{\text{out}}(k)} = O_i^{\text{hid}}(k). \end{cases} \quad (30)$$

近似用 $\text{sgn}(\frac{\partial \text{yout}(k)}{\partial \Delta O^{\text{out}}(k)})$ 代替未知的 $\frac{\partial \text{yout}(k)}{\partial O^{\text{out}}(k)}$, 可以得到网络输出层权值系数学习算法

$$\begin{cases} \Delta \hat{\omega}_i^{\text{out}}(k) = \hat{\eta} \hat{\delta}^{\text{out}} O_i^{\text{hid}}(k) + \hat{\alpha} \Delta \hat{\omega}_i^{\text{out}}(k-1), \\ \hat{\delta}^{\text{out}}(k) = \text{sgn}(\frac{\partial \text{yout}(k)}{\partial \Delta O^{\text{out}}(k)}) \cdot \hat{g}(\text{net}^{\text{out}}(k)) \cdot (\text{rin}(k) - \text{yout}(k)). \end{cases} \quad (31)$$

同理可得隐含层权值系数学习算法

$$\begin{cases} \Delta \hat{\omega}_{ij}^{\text{hid}}(k) = \hat{\eta} \hat{\delta}_i^{\text{hid}} O_j^{\text{in}}(k) + \hat{\alpha} \Delta \hat{\omega}_{ij}^{\text{hid}}(k-1), \\ \hat{\delta}_i^{\text{hid}} = \hat{f}(\text{net}^{\text{out}}(k)) \cdot \hat{\delta}^{\text{out}} \hat{\omega}_i^{\text{out}}(k). \end{cases} \quad (32)$$

在给定观测器初始带宽 $\omega_{o,\text{int}}$ 后, ALESO可以自动在线更新带宽值来实现状态最优估计. 这种方法比传统的手动调节更方便, 具有更好的观测性能. 同理, ALSEF结构及算法原理与ALESO类似, 唯一区别在于控制器带宽 ω_c 作为输出节点, 这里不再赘述.

3.3 ALESO估计能力分析

为证明所提出的ALADRC闭环系统稳定性, 首先要结合假设1对ALESO的收敛性进行分析^[40].

令ALESO的估计误差为 $\tilde{x}_i = x_i - z_i, i = 1, 2, 3$, 可得观测器估计误差方程为

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}_1 = \tilde{x}_2 - 3\omega_o \tilde{x}_1, \\ \dot{\tilde{x}}_2 = \tilde{x}_3 - 3\omega_o^2 \tilde{x}_1, \\ \dot{\tilde{x}}_3 = h(x, V, \varpi_{\text{out}}, \varpi_f) - \omega_o^3 \tilde{x}_1. \end{cases} \quad (33)$$

令 $\varepsilon_i = \frac{\tilde{x}_i}{\omega_o^{i-1}}, i = 1, 2, 3$, 则式(33)可以改写为

$$\dot{\varepsilon} = \omega_o A_3 \varepsilon + B \frac{h(x, V, \varpi_{\text{out}}, \varpi_f)}{\omega_o^2}, \quad (34)$$

$$\text{式中: } A_3 = \begin{bmatrix} -3 & 1 & 0 \\ -3 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B = [0 \ 0 \ 1]^T.$$

根据假设1和参考文献[41]的定理2, 可得如下定理.

定理1 在 $h(x, V, \varpi_{\text{out}}, \varpi_f)$ 有界的条件下, 防滑刹车系统的自适应线性扩张状态观测器的估计误差有界, 且其上限随观测器带宽 ω_o 单调递减.

证明见附录. 由此可知, 存在正数 $v_i, i = 1, 2, 3$, 使得状态估计误差 $|\tilde{x}_i| \leq v_i$ 成立, 即ALESO估计误差有界, 能够有效估计被控对象各状态及总扰动.

3.4 ALADRC的闭环稳定性分析

控制律(19)–(20), 被控对象(21)组成的闭环系统为

$$\dot{V} = f - z_3 + k_1 e_1 + k_2 e_2. \quad (35)$$

定义跟踪误差 $\varepsilon_i = v_i - x_i, i = 1, 2$, 进而可得

$$\begin{cases} \dot{\varepsilon}_1 = \dot{r}_1 - \dot{x}_1 = r_2 - x_2 = \tilde{e}_2, \\ \dot{\varepsilon}_2 = \dot{r}_2 - \dot{x}_2 = r_3 - \dot{V} = \\ -k_1 \varepsilon_1 - k_1 \tilde{x}_1 - k_2 \varepsilon_2 - k_2 \tilde{x}_2 - \tilde{x}_3. \end{cases} \quad (36)$$

令 $\varepsilon = [\varepsilon_1 \ \varepsilon_2]^T, \tilde{x} = [\tilde{x}_1 \ \tilde{x}_2 \ \tilde{x}_3]^T$, 则有

$$\dot{\varepsilon}(t) = A_\varepsilon \varepsilon(t) + A_{\tilde{x}} \tilde{x}(t), \quad (37)$$

$$\text{式中: } A_\varepsilon = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k_1 & -k_2 \end{bmatrix}, A_{\tilde{x}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -k_1 & -k_2 & -1 \end{bmatrix}.$$

对式(37)进行求解可得

$$\varepsilon(t) = e^{A_\varepsilon t} \varepsilon(0) + \int_0^t e^{A_\varepsilon(t-\tau)} A_{\tilde{x}} \tilde{x}(\tau) d\tau. \quad (38)$$

结合假设1、定理1, 以及文献[41]中的定理3和定理4, 对闭环系统稳定性进行分析, 提出如下定理.

定理2 当自适应扩张状态观测器估计偏差有界时, 存在控制器带宽 ω_c , 使得闭环跟踪误差有界, 对于有界输入, 系统输出有界, 即闭环系统是有界输入有界输出(bounded input and bounded output, BIBO)稳定的.

证明见附录. 因此存在正数 v' , 使得闭环跟踪误差 $|\varepsilon(t)| \leq v'$ 成立, 即闭环跟踪误差有界, 从而闭环系统BIBO稳定.

综上, 本文提出的ALADRC利用BP神经网络, 根据状态误差和系统输出信息, 在线实时动态优化观测器带宽和控制器带宽, 在保证闭环系统BIBO稳定的前提下, 提高了控制器对总扰动的观测补偿精度, 进

而增强整个闭环系统的容错能力. 该方法赋予了传统鲁棒控制LADRC基于数据驱动的自适应能力, 算法简单有效, 具有工程应用前景.

4 仿真验证

为了验证所提出方法的重构能力和抗干扰性, 本节进行了仿真验证, 并与传统PID+PBM以及LADRC进行对比分析. 开始时间设置为0, 仿真强制结束时间设为50 s, 仿真步长采取定步长, 步长设为0.001 s, 仿真算法为四阶Gunge-Kutta方法. 飞机着陆初始速度 $V(0) = 72 \text{ m/s}$, 重心初始高度为 $Hh = 2.178 \text{ m}$, 俯仰角初始值 $\theta_0 = 0.02 \text{ rad}$, $\dot{\theta}_0 = 0 \text{ rad/s}$, 刹车装置在1.5 s开始起作用. 当飞机速度小于2 m/s, 认定防滑刹车控制结束. ALADRC参数如表7所示.

表7 自适应线性自抗扰控制器参数

Table 7 Parameters of ALADRC

符号	含义	数值
$\omega_{o.int}$	观测器初始带宽	190
$\omega_{c.int}$	控制器初始带宽	1
b_v	控制增益	2
$\hat{\eta}$	学习速率	0.5
$\hat{\alpha}$	惯性系数	0.05

本文主要选取刹车时间与刹车距离作为刹车效率的依据, 通过滑移率变化情况观察系统稳定性.

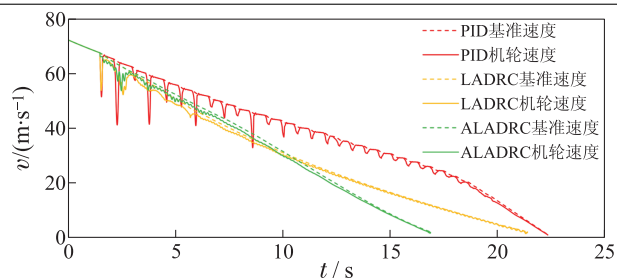
4.1 干跑道状态下无故障仿真分析

干跑道正常情况下的仿真曲线如图6所示, 将3种控制方法在性能方面进行比较, 结果如表8所示. 可以看出, 与传统的PID+PBM相比, LADRC和ALADRC有效缩短了飞机的刹车时间和刹车距离. 从图6(c)看出, 在刹车初始阶段, PID+PBM有短暂的打滑现象, 而LADRC和ALADRC的车轮滑移率平稳. 从图6(f)–6(g)可以看出, ALADRC通过在线自动调整参数, 实现参数自适应, 进而提高了刹车系统性能. 从图6(e)可以看出, ALADRC可以精确地观测刹车过程中系统所受扰动. 总的来看, ALADRC赋予了观测器和控制器自适应能力, 有效地提高了估计和补偿精度, 刹车性能明显优于LADRC.

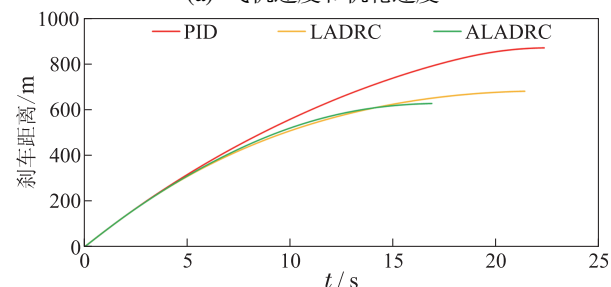
表8 干跑道下无故障AABS性能指标

Table 8 Fault-free AABS performance index under dry runway

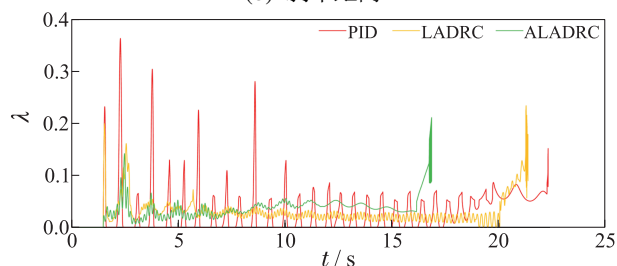
控制律	初始速度/($\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$)	刹车时间/s	刹车距离/m
PID+PBM	72	22.29	872.20
LADRC	72	21.35	682.73
ALADRC	72	16.85	629.17



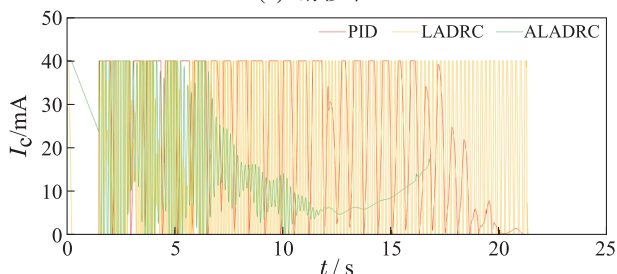
(a) 飞机速度和机轮速度



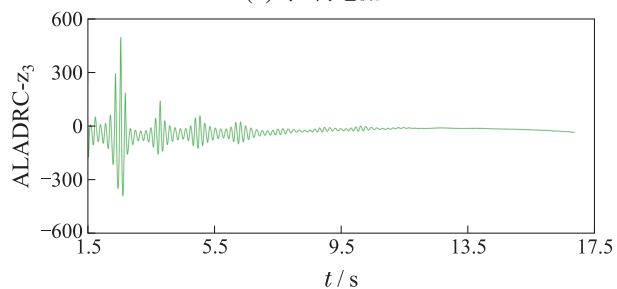
(b) 刹车距离



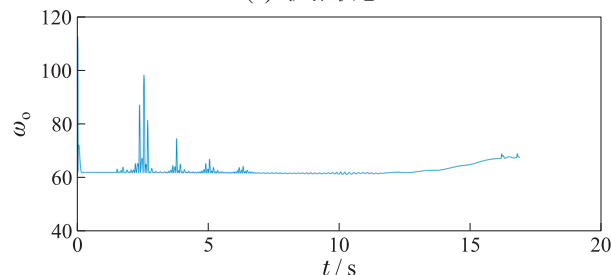
(c) 滑移率



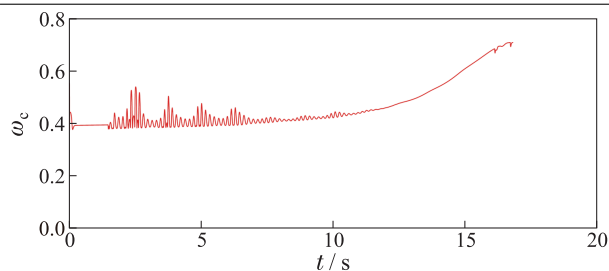
(d) 控制电流



(e) 扩张状态



(f) 观测器带宽



(g) 控制器带宽

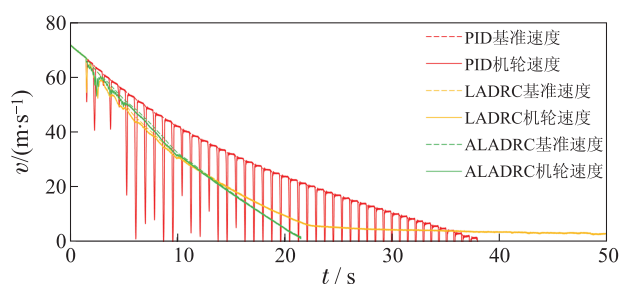
图6 干跑道下无故障仿真结果

Fig. 6 Fault-free simulation results under dry runway

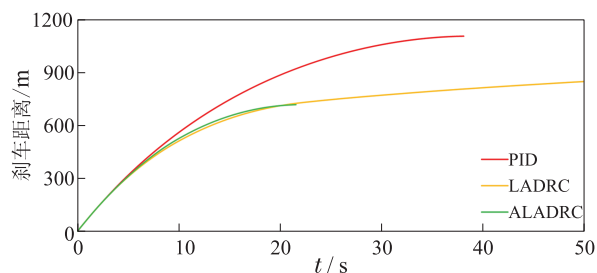
4.2 干跑道状态下故障-扰动仿真分析

在干跑道状态下进行执行器故障仿真研究: $0 \text{ s} < t \leq 5 \text{ s}$, 无故障; $5 \text{ s} < t \leq 10 \text{ s}$, 执行器LOE 20%; $t > 10 \text{ s}$, 执行器LOE 50%. 同时加入一个采样频率为0.001 s, 平均幅值为0.07的白噪声作为测量噪声. 仿真结果如图7所示, 将3种控制方法在性能方面进行比较, 结果如表9所示.

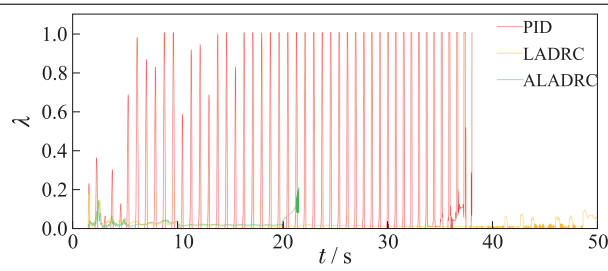
结合图7(a)(c)可以看出, 在传统的PID+PBM控制下, 连续执行刹车和松刹的操作, 导致刹车效率降低, 甚至可能造成爆胎, 严重威胁了飞机安全. LADRC在前期跟踪效果较好, 但在10 s发生了更严重的执行器失效故障后, 控制电流不断升高, 刹车系统失效, 出现了飞机无法刹停的现象. 显然, 传统PID+PBM与具有固定参数的LADRC都无法应对严重的组件故障. 从图7(e)-(g)可以看出, 本文提出的ALADRC面对故障及测量噪声构成的总扰动时, 能够迅速在线优化参数, 实现控制器重构, 提高控制器的抗扰性及鲁棒性, 进而更加精确地观测并补偿总扰动带来的不利影响. 并且飞机速度和机轮速度自始至终减速平稳, 机轮没有出现大幅度打滑现象, 刹车效果令人满意.



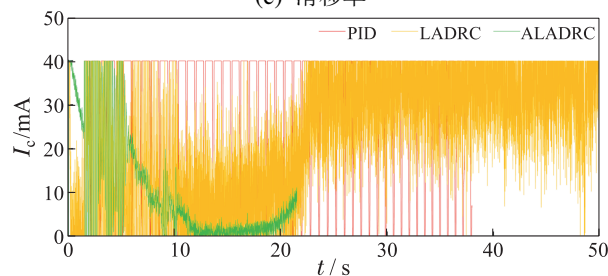
(a) 飞机速度和机轮速度



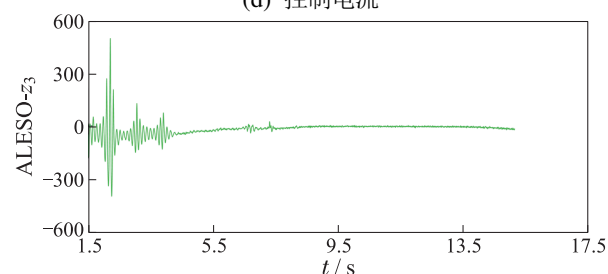
(b) 刹车距离



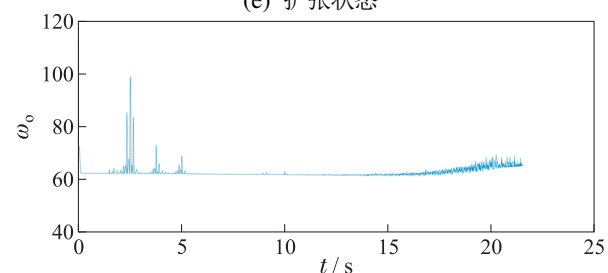
(c) 滑移率



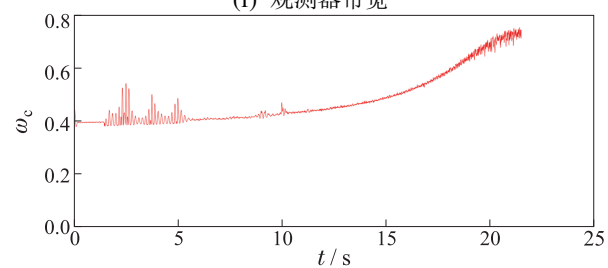
(d) 控制电流



(e) 扩张状态



(f) 观测器带宽



(g) 控制器带宽

图7 干跑道下故障-扰动仿真结果

Fig. 7 Fault-perturbed simulation results under dry runway

表9 干跑道下故障-扰动AABS性能指标

Table 9 Fault-perturbed AABS performance index under dry runway

控制律	初始速度/($\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$)	刹车时间/s	刹车距离/m
PID+PBM	72	37.22	1102.98
LADRC	72	—	—
ALADRC	72	21.52	718.07

4.3 混合跑道状态下故障-扰动仿真分析

为验证所提出的ALADRC重构控制器在面对混合跑道时的刹车效果, 本节在混合跑道状态下进行组件故障仿真研究: $0\text{ s} < t \leq 5\text{ s}$, 干跑道; $5\text{ s} < t \leq 10\text{ s}$, 湿跑道; $t > 10\text{ s}$, 冰跑道. $t > 5\text{ s}$ 时, 执行器LOE 50%. 同时加入一个采样频率为 0.001 s , 平均幅值为 0.07 的白噪声作为测量噪声. 仿真结果如图8所示, 将3种控制方法在性能方面进行比较, 结果如表10所示. 从图8(a)可以看出, PID+PBM以及LADRC在 50 s 内未能使飞机刹停, 这在实际应用中是不被允许的. 图8(e)–(g)显示, ALADRC仍能实现参数自适应, 并且ALESO仍可以精确观测总扰动, 整个重构控制系统可以良好地适应跑道变化. 总体来说, ALADRC显著提高了故障-扰动下AABS的安全性和可靠性.

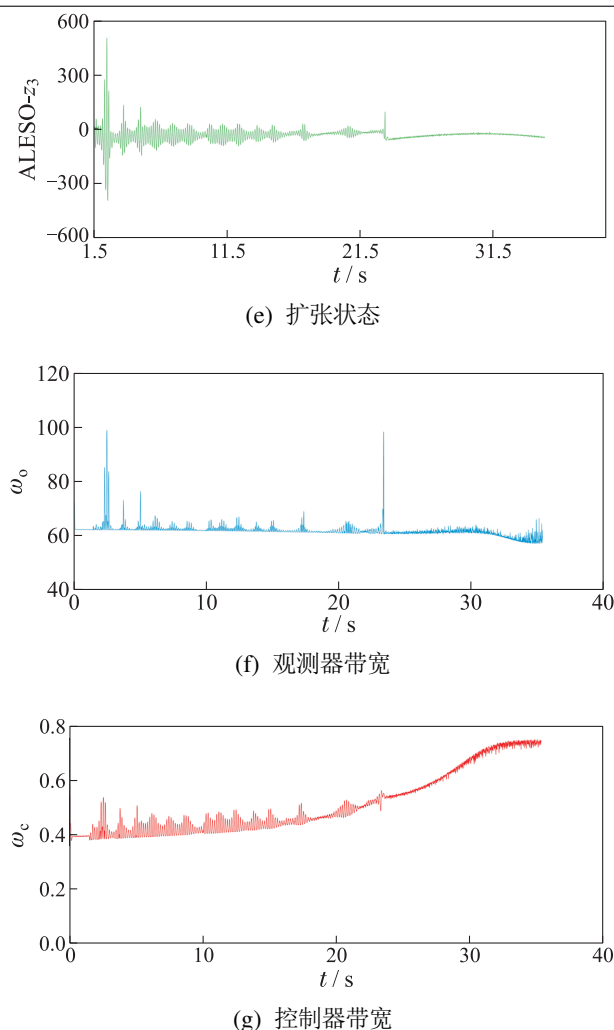
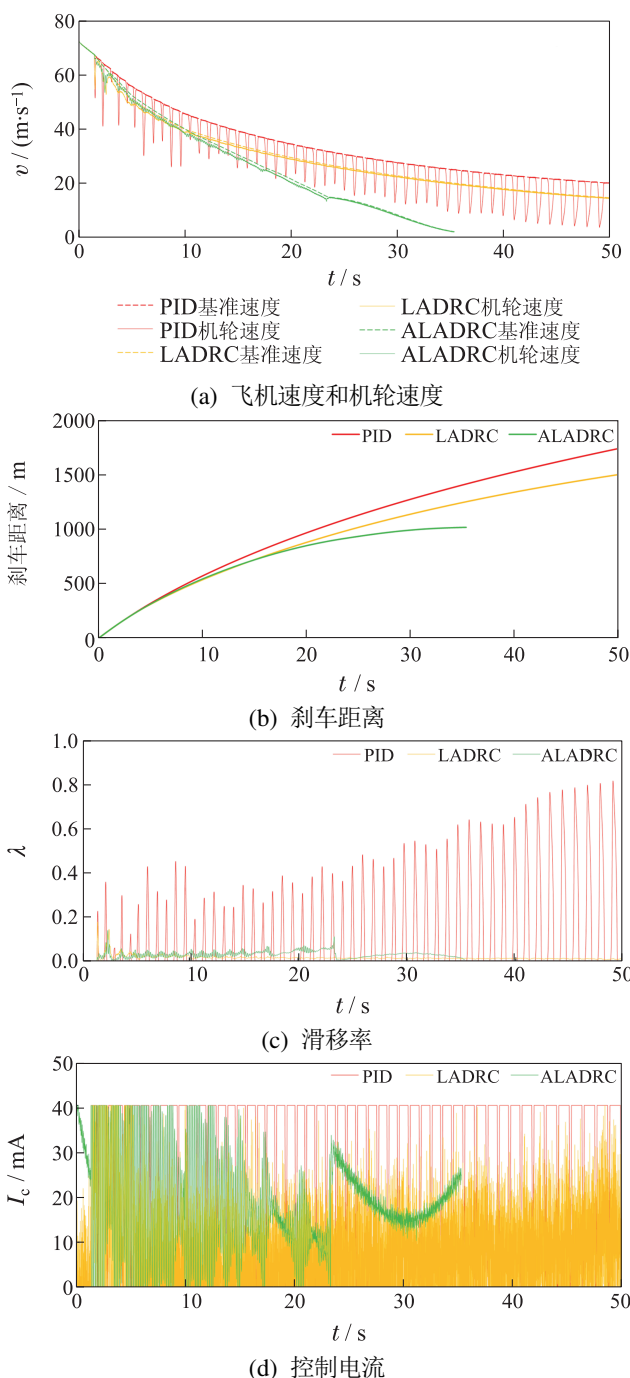


图8 混合跑道下故障-扰动仿真结果

Fig. 8 Fault-perturbed simulation results under mixed runway

表10 混合跑道下故障-扰动AABS性能指标

Table 10 Fault-perturbed AABS performance index under mixed runway

控制律	初始速度/($\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$)	刹车时间/s	刹车距离/m
PID+PBM	72	—	—
LADRC	72	—	—
ALADRC	72	35.29	1011.19

5 结论

针对飞机防滑刹车系统易受执行器故障和外部扰动影响的问题, 本文研究了一种基于自适应线性自抗扰控制的重构控制方法. 根据飞机防滑刹车系统的组成结构和工作原理, 建立其数学模型. 提出了一种新型的自适应线性自抗扰重构控制器, 利用BP神经网络在线调整LESO和LSEF的参数, 增强了飞机防滑刹车系统的环境适应性、抗扰性以及鲁棒性. 最后, 通过在不同跑道环境下的模拟仿真, 验证了所提出的重构控制器在故障-扰动状态下能够保持良好的刹车性能, 有效地提高了飞机的安全性和可靠性. 考虑到微分器

对采集信号中的噪声干扰十分敏感,未来工作将尝试引入二阶或高阶跟踪微分器^[42]以获得准确的微分信号.此外,半物理仿真实验也同样是未来研究重点.

参考文献:

- [1] WANG Jisen, HE Chang'an. On improving the performance of aircraft antilock brake system. *Journal of Northwestern Polytechnical University*, 2000, 18(3): 469 – 473.
(王纪森, 何长安. 防滑刹车控制系统分析. 西北工业大学学报, 2000, 18(3): 469 – 473.)
- [2] WANG Jian, LIU Wensheng, CHEN Mengqiao, et al. Optimal control simulation of aircraft antiskid braking system. *Computer Simulation*, 2018, 35(11): 77 – 82, 88.
(王舰, 刘文胜, 陈梦樵, 等. 飞机防滑刹车优化控制仿真研究. 计算机仿真, 2018, 35(11): 77 – 82, 88.)
- [3] JIAO Z, SUN D, SHANG Y, et al. A high efficiency aircraft anti-skid brake control with runway identification. *Aerospace Science and Technology*, 2019, 91: 82 – 95.
- [4] ZHANG M, NIE H, WEI X H, et al. Research on modelling and simulation for aircraft anti-skid braking. *The 2nd International Symposium on Systems and Control in Aerospace and Astronautics*. Shenzhen: IEEE, 2008: 1 – 5.
- [5] CHEN M Q, LIU W S, MA Y Z, et al. Mixed slip-Deceleration PID control of aircraft wheel braking system. *IFAC-Papers Online*, 2018, 51(4): 160 – 165.
- [6] QIU Y, LIANG X, DAI Z. Backstepping dynamic surface control for an anti-skid braking system. *Control Engineering Practice*, 2015, 42: 140 – 152.
- [7] MIRZAEI A, MOALLEM M, DEHKORDI B M, et al. Design of an optimal fuzzy controller for antilock braking systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2006, 55(6): 1725 – 1730.
- [8] LIN C M, HSU C F. Self-learning fuzzy sliding-mode control for antilock braking systems. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2003, 11(2): 273 – 278.
- [9] WANG W Y, LI I H, CHEN M C, et al. Dynamic slip-ratio estimation and control of antilock braking systems using an observer-based direct adaptive fuzzy-neural controller. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(5): 1746 – 1756.
- [10] CHEN X, DAI Z, LIN H, et al. Asymmetric barrier lyapunov function-based wheel slip control for antilock braking system. *International Journal of Aerospace Engineering*, 2015, 2015: 1 – 10.
- [11] LI Fanbiao, HUANG Peiming, YANG Chunhua, et al. Sliding mode control design of aircraft electric brake system based on nonlinear disturbance observer. *Acta Automatica Sinica*, 2021, 47(11): 2557 – 2569.
(李繁彪, 黄培铭, 阳春华, 等. 基于非线性干扰观测器的飞机全电刹车系统滑模控制设计. 自动化学报, 2021, 47(11): 2557 – 2569.)
- [12] XIANG Y, JIN J. Hybrid fault-tolerant flight control system design against partial actuator failures. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2012, 20(4): 871 – 886.
- [13] NIKSEFAT N, SEPEHRI N. A QFT fault-tolerant control for electrohydraulic positioning systems. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2002, 10(4): 626 – 632.
- [14] JIAO Z, LIU X, SHANG Y, et al. An integrated self-energized brake system for aircrafts based on a switching valve control. *Aerospace Science and Technology*, 2017, 60: 20 – 30.
- [15] SUN D, JIAO Z, SHANG Y, et al. High-efficiency aircraft antiskid brake control algorithm via runway condition identification based on an on-off valve array. *Chinese Journal of Aeronautics*, 2019, 32(11): 2538 – 2556.
- [16] HAN Yaguo, LIU Zhongping, DONG Zhichao. Research on present situation and development direction of aircraft anti-skid braking system. *The 9th Youth Science and Technology Forum of CAAC*. Xi'an: China Aviation Publishing & Media CO., 2020, 5: 525 – 529.
(韩亚国, 刘忠平, 董智超. 飞机防滑刹车系统现状和发展方向研究. 第九届中国航空学会青年科技论坛论文集. 西安: 中航出版传媒有限责任公司, 2020, 5: 525 – 529.)
- [17] CALISE A J, LEE S, SHARMA M. Development of a reconfigurable flight control law for tailless aircraft. *Journal of Guidance Control & Dynamics*, 2001, 24(5): 896 – 902.
- [18] SHEN Y, BING X, DING S, et al. A review on recent development of spacecraft attitude fault tolerant control system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(5): 3311 – 3320.
- [19] ZHANG Z, YANG Z, XIONG S, et al. Simple adaptive control-based reconfiguration design of cabin pressure control system. *Complexity*, 2021, 2021(3): 1 – 16.
- [20] CHEN F, WU Q, JIANG B, et al. A reconfiguration scheme for quadrotor helicopter via simple adaptive control and quantum logic. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 62(7): 4328 – 4335.
- [21] GUO Tao, CHEN Weisheng. Fuzzy fault-tolerant control for global stabilization of uncertain time-delay large-scale systems. *Control Theory & Applications*, 2017, 5(34): 601 – 608.
(郭涛, 陈为胜. 不确定时滞关联大系统的全局稳定模糊容错控制. 控制理论与应用, 2017, 5(34): 601 – 608.)
- [22] GUO Y Y, JIANG B. Multiple model-based adaptive reconfiguration control for actuator fault. *Acta Automatica Sinica*, 2009, 35(11): 1452 – 1458.
- [23] GAO Z, JIANG B, PENG S, et al. Active fault tolerant control design for reusable launch vehicle using adaptive sliding mode technique. *Journal of the Franklin Institute*, 2012, 349(4): 1543 – 1560.
- [24] LÜ X, JIANG B, QI R, et al. Survey on nonlinear reconfigurable flight control. *Systems Engineering and Electronics*, 2013, 24(6): 971 – 983.
- [25] HAN Jingqing. Auto disturbances rejection control technique. *Frontier Science*, 2007, 1(1): 24 – 31.
(韩京清. 自抗扰控制技术. 前沿科学, 2007, 1(1): 24 – 31.)
- [26] ZHANG Zhao, YANG Zhong, DUAN Yuxiao, et al. Active disturbance rejection control method for actively deformable quadrotor. *Control Theory & Applications*, 2021, 38(4): 444 – 456.
(张钊, 杨忠, 段雨潇, 等. 主动变形四旋翼自抗扰飞行控制方法. 控制理论与应用, 2021, 38(4): 444 – 456.)
- [27] HUANG H Y, XUE W C, YANG X X. Active disturbance rejection control: Methodology, theoretical analysis and applications. *The 29th Chinese Control Conference*. New York: IEEE, 2010, 6083 – 6090.
- [28] GUO Y Y, JIANG B, ZHANG Y. A novel robust attitude control for quadrotor aircraft subject to actuator faults and wind gusts. *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, 2018, 5(1): 292 – 300.
- [29] XIE Menglei, WEI Xianli, WANG Huan. Passive fault-tolerant control for control surface damage of UAV based on active disturbance rejection. *Tactical Missile Technology*, 2017, (6): 83 – 88, 93.
(谢梦雷, 魏先利, 王欢. 基于自抗扰的无人飞行器舵面损伤被动容错控制. 战术导弹技术, 2017, (6): 83 – 88, 93.)
- [30] ZHANG Z, YANG Z, ZHOU G, et al. Adaptive fuzzy active-disturbance rejection control-based reconfiguration controller design for aircraft anti-skid braking system. *Actuator*, 2021, 10(8): DOI: 10.3390/act10080201.
- [31] GAO Z Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning. *Proceedings of the 2003 American Control Conference*. Denver: IEEE, 2003: 4989 – 4996.
- [32] LI Jie, QI Xiaohui, WAN Hui, et al. Active disturbance rejection control: theoretical results summary and future researches. *Control Theory & Applications*, 2017, 34(3): 281 – 295.

- (李杰, 齐晓慧, 万慧, 等. 自抗扰控制: 研究成果总结与展望. 控制理论与应用, 2017, 34(3): 281 – 295.)
- [33] WANG Lixin, ZHAO Dingxuan, LIU Fucui, et al. Linear active disturbance rejection control for electro-hydraulic proportional position synchronous. *Control Theory & Applications*, 2018, 35(11): 1618 – 1625.
(王立新, 赵丁选, 刘福才, 等. 电液比例位置同步线性自抗扰控制. 控制理论与应用, 2018, 35(11): 1618 – 1625.)
- [34] WEI Wei, XIA Pengfei, ZUO Min. Linear active disturbance rejection control of piezoelectric nanopositioning stage. *Control Theory & Applications*, 2018, 35(11): 1577 – 1590.
(魏伟, 夏鹏飞, 左敏. 压电驱动纳米定位台的线性自抗扰控制. 控制理论与应用, 2018, 35(11): 1577 – 1590.)
- [35] LIU Fucui, JIA Yafei, LIU Shuangshuang. Integral-linear active disturbance rejection controller for pneumatic force control system. *Control Theory & Applications*, 2015, 32(8): 1090 – 1097.
(刘福才, 贾亚飞, 刘爽爽. 气动加载系统的积分型线性自抗扰控制. 控制理论与应用, 2015, 32(8): 1090 – 1097.)
- [36] ZOU Meiying. *Design and simulation research on new control law of aircraft anti-skid braking system*. Xi'an: Northwestern Polytechnical University, 2005.
(邹美英. 飞机防滑刹车系统新型控制律设计与仿真研究. 西安: 西北工业大学, 2005.)
- [37] PACEJKA H B, BAKKER E. The magic formula tyre model. *Vehicle System Dynamics*, 1992, 21(S1): 1 – 18.
- [38] YUAN Dong, MA Xiaojun, ZENG Qinghan, et al. Research on frequency-band characteristics and parameters configuration of linear active disturbance rejection control for second-order systems. *Control Theory & Applications*, 2013, 30(12): 1630 – 1640.
(袁东, 马晓军, 曾庆含, 等. 二阶系统线性自抗扰控制器频带特性与参数配置研究. 控制理论与应用, 2013, 30(12): 1630 – 1640.)
- [39] QI Xiaohui, LI Jie, HAN Shuaitao. Adaptive active disturbance rejection control and its simulation based on BP neural network. *Acta Armamentarii*, 2013, 34(6): 776 – 782.
(齐晓慧, 李杰, 韩帅涛. 基于BP神经网络的自适应自抗扰控制及仿真. 兵工学报, 2013, 34(6): 776 – 782.)
- [40] CHEN Zengqiang, SUN Mingwei, YANG Ruiguang. On the stability of linear active disturbance rejection control. *Acta Automatica Sinica*, 2013, 39(5): 574 – 580.
(陈增强, 孙明伟, 杨瑞光. 线性自抗扰控制器的稳定性研究. 自动化学报, 2013, 39(5): 574 – 580.)
- [41] ZHENG Q, GAO L Q, GAO Z. On stability analysis of active disturbance rejection control for nonlinear time-varying plants with unknown dynamics. *The 46th IEEE Conference on Decision and Control*. New Orleans: IEEE, 2007: 3501 – 3506.
- [42] HAN Jingqing. *Active Disturbance Rejection Control Technique-the Technique for Estimating and Compensating the Uncertainties*. Beijing: National Defense Industry Press, 2008.
(韩京清. 自抗扰控制技术-估计补偿不确定因素的控制技术. 北京: 国防工业出版社, 2008.)

附录A 定理1的证明

对式(34)进行求解可得

$$\varepsilon(t) = e^{\omega_o A_3 t} \varepsilon(0) + \int_0^t e^{\omega_o A_3 (t-\tau)} B \frac{h(x(\tau), V(\tau), \varpi_{out}, \varpi_f)}{\omega_o^2} d\tau. \quad (A1)$$

将 $\zeta(t)$ 定义为如下形式:

$$\zeta(t) = \int_0^t e^{\omega_o A_3 (t-\tau)} B \frac{h(x(\tau), V(\tau), \varpi_{out}, \varpi_f)}{\omega_o^2} d\tau. \quad (A2)$$

由 $h(x(\tau), V(\tau), \varpi_{out}, \varpi_f)$ 有界可得

$$|\zeta_i(t)| \leq \frac{\sigma}{\omega_o^3} [| (A_3^{-1} B)_i | + | (A_3^{-1} e^{\omega_o A_3 t} B)_i |]. \quad (A3)$$

$$\text{又因 } A_3^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & -3 \\ 0 & 1 & -3 \end{bmatrix}, \text{ 可得}$$

$$| (A_3^{-1} B)_i | \leq 3. \quad (A4)$$

考虑到 A_3 是Hurwitz的, 因此存在一个有限时间 T_1 , 使得对于任何的 $t \geq T_1, i, j = 1, 2, 3$, 都有下式成立^[41]:

$$| [e^{\omega_o A_3 t}]_{ij} | \leq \frac{1}{\omega_o^3}. \quad (A5)$$

因此满足下式:

$$| [e^{\omega_o A_3 t} B]_i | \leq \frac{1}{\omega_o^3}. \quad (A6)$$

最终可得

$$| (A_3^{-1} e^{\omega_o A_3 t} B)_i | \leq \frac{4}{\omega_o^3}. \quad (A7)$$

由式(A3)–(A4)和式(A7)可得

$$|\zeta_i(t)| \leq \frac{3\sigma}{\omega_o^3} + \frac{4\sigma}{\omega_o^6}. \quad (A8)$$

令 $\varepsilon_{sum}(0) = |\varepsilon_1(0)| + |\varepsilon_2(0)| + |\varepsilon_3(0)|$, 对于所有的 $t \geq T_1$, 有下式成立:

$$| [e^{\omega_o A_3 t} \varepsilon(0)]_i | \leq \frac{\varepsilon_{sum}(0)}{\omega_o^3}. \quad (A9)$$

由式(A1)可得

$$|\varepsilon_i(t)| \leq | [e^{\omega_o A_3 t} \varepsilon(0)]_i | + |\zeta_i(t)|. \quad (A10)$$

令 $\tilde{x}_{sum}(0) = |\tilde{x}_1(0)| + |\tilde{x}_2(0)| + |\tilde{x}_3(0)|$, 由 $\varepsilon_i = \frac{\tilde{x}_i}{\omega_o^{i-1}}$ 以及式(A8)–(A10), 可得

$$|\tilde{x}_i(t)| \leq | \frac{\tilde{x}_{sum}(0)}{\omega_o^3} | + \frac{3\sigma}{\omega_o^{4-i}} + \frac{4\sigma}{\omega_o^{7-i}} = v_i, \quad (A11)$$

对于所有的 $t \geq T_1, i = 1, 2, 3$, 上式均成立.

附录B 定理2的证明

根据式(37)和定理1, 可得

$$\begin{cases} [A_{\tilde{x}} \tilde{x}(\tau)]_1 = 0, \\ |[A_{\tilde{x}} \tilde{x}(\tau)]_2| \leq k_{sum} v_i = \gamma_l, \quad \forall t \geq T_1. \end{cases} \quad (B1)$$

式中 $k_{sum} = 1 + k_1 + k_2$, 将控制器带宽带入得 $k_{sum} = 1 + \omega_c^2 + 2\omega_c$, 参数这种取法可以保证 $A_{\tilde{x}}$ 是Hurwitz的^[41].

定义 $\Theta = [0 \ \gamma_l]^T$, 令 $\vartheta(t) = \int_0^t e^{A_{\tilde{x}}(t-\tau)} A_{\tilde{x}} \tilde{x}(\tau) d\tau$, 则有

$$|\vartheta_i(t)| \leq | (A_{\tilde{x}}^{-1} \Theta)_i | + | (A_{\tilde{x}}^{-1} e^{A_{\tilde{x}} t} \Theta)_i |, \quad i = 1, 2, \quad (B2)$$

$$\begin{cases} | (A_{\tilde{x}}^{-1} \Theta)_1 | = \frac{\gamma_l}{k_1} = \frac{\gamma_l}{\omega_c^2}, \\ | (A_{\tilde{x}}^{-1} \Theta)_2 | = 0. \end{cases} \quad (B3)$$

考虑到 A_ε 是Hurwitz的,这样就存在一个有限时间 $T_2 > 0$,对于所有的 $t \geq T_2, i, j = 1, 2$,^[41]

$$|[e^{A_\varepsilon t}]_{ij}| \leq \frac{1}{\omega_c^3}. \quad (\text{B4})$$

令 $T_3 = \max\{T_1, T_2\}$,对任意的 $t \geq T_3, i = 1, 2$,可得

$$|(e^{A_\varepsilon t} \Theta)_i| \leq \frac{\gamma_l}{\omega_c^3}, \quad (\text{B5})$$

进而得到

$$|(A_\varepsilon^{-1} e^{A_\varepsilon t} \Theta)_i| \leq \begin{cases} \frac{1+k_2}{\omega_c^2} \cdot \frac{\gamma_l}{\omega_c^3}, & i = 1, \\ \frac{\gamma_l}{\omega_c^3}, & i = 2. \end{cases} \quad (\text{B6})$$

由式(B2)–(B3)和式(B6)可得,对所有的 $t \geq T_3$,均有

$$|\vartheta_i(t)| \leq \begin{cases} \frac{\gamma_l}{\omega_c^2} + \frac{(1+k_2)\gamma_l}{\omega_c^5}, & i = 1, \\ \frac{\gamma_l}{\omega_c^3}, & i = 2. \end{cases} \quad (\text{B7})$$

令 $\varepsilon_s(0) = |\varepsilon_1(0)| + |\varepsilon_2(0)|$,则对于所有的 $t \geq T_3$ 有

$$|[e^{A_\varepsilon t} \varepsilon(0)]_i| \leq \frac{\varepsilon_s(0)}{\omega_c^3}. \quad (\text{B8})$$

由式(B1)可得

$$|\varepsilon_i(t)| \leq |[e^{A_\varepsilon t} \varepsilon(0)]_i| + |\vartheta_i(t)|. \quad (\text{B9})$$

由式(B1)和式(B7)–(B9)可得,对于所有的 $t \geq T_3, i = 1, 2$,均有

$$|\varepsilon_i(t)| \leq \begin{cases} \frac{\varepsilon_s(0)}{\omega_c^3} + \frac{k_{\text{sum}} v_i}{\omega_c^2} + \frac{(1+k_2)k_{\text{sum}} v_i}{\omega_c^5}, & i = 1, \\ \frac{k_{\text{sum}} v_i + \varepsilon_s(0)}{\omega_c^3}, & i = 2. \end{cases} \quad (\text{B10})$$

作者简介:

刘舒畅 硕士研究生,目前研究方向为航空机电系统建模与仿真、重构控制技术、自抗扰控制技术, E-mail: aldehyde@nuaa.edu.cn;

杨忠 教授,博士生导师,目前研究方向为无人系统控制与管理、智能故障诊断与容错控制技术, E-mail: YangZhong@nuaa.edu.cn;

张钊 硕士研究生,目前研究方向为航空机电系统建模与控制、重构控制技术、自适应控制技术, E-mail: zbfmeister@nuaa.edu.cn;

陈爽 硕士,工程师,目前研究方向为机电控制工程, E-mail: longtenghao1989@163.com;

张小恺 工学学士,高级工程师,目前研究方向为机电控制工程, E-mail: 15951729055@163.com.