强干扰影响下基于干扰补偿的大飞机智能自适应控制

董琦¹, 宗群², 张超凡^{2*}, 张睿隆², 田栢苓²

1. 中国电子科技集团公司电子科学研究院, 北京 100041;

2. 天津大学电气自动化与信息工程学院, 天津 300072

* E-mail: feifan326@163.com

收稿日期: 2017-06-29; 接受日期: 2017-10-20; 网络版发表日期: 2018-02-28

国家自然科学基金(批准号: 61673294)、装备预研教育部联合青年人才基金(编号: 6141A02033311)、航空科学基金(编号: 20165848004)和中国博士后科学基金(编号: 2017M620858)资助项目

摘要 针对强干扰影响下的大飞机增稳控制问题, 提出了一种基于干扰补偿机制的智能自适应控制策略. 首先, 针对强风扰影响下的大飞机面向控制模型, 设计了一种耦合多变量干扰观测器, 对大飞机模型中的综合不确定及干扰进行快速精确估计, 并用于闭环系统的控制器补偿. 在此基础上, 通过结合快速超螺旋滑模控制算法与自适应动态规划策略, 提出了一种新型的有限时间鲁棒自适应控制器. 该控制策略在理论上能够实现强干扰影响下的大飞机有限时间精确稳定飞行控制, 并通过对波音747型大飞机进行了仿真验证, 可得本文提出的智能自适应控制策略能够有效地实现强风扰影响下的大飞机姿态快速稳定与快速机动.

关键词 大飞机, 干扰观测器, 超螺旋算法, 滑模控制, 自适应规划, 智能控制

1 引言

近年来, 代表着一个国家航空工业的发展水平——大飞机的研制已成为世界各航空大国研究的热点. 2005年4月27日, 有“空中巨无霸”之称的空中客车A380试飞成功, 成为当时全球载客量最高的客机. 2011年9月26日, 第一架波音787-8梦幻飞机在位于美国西雅图的埃弗雷特波音工厂, 交付日本ANA航空公司, 该飞机号称是目前世界上最环保、最低耗油的商用飞机. 2017年5月5日, 我国首架具有完全自主知识产权的大型喷气式客机C919在上海浦东机场冲上云

霄, 成功完成首飞任务, 圆了国人期盼半个世纪的“飞机梦”. 这意味着中国已跻身美国、英国等少数国家能够自主制造大型客机的行列中!

随着国产大飞机C919的总装工作, 大飞机的飞控系统也成为外界关注的焦点. 控制律要实现的功能之一就是降低甚至消除飞机在转弯和有阵风扰动时对乘客造成的不适感. 现代先进民用飞机几乎全都采用电传飞行控制系统, 而飞行控制律设计是电传飞行控制系统的关键技术. 因此, 要设计安全、舒适、经济的大飞机, 飞行控制律是一道绕不开的难关. 大飞机具有“高速、高机动、高可靠、高舒适”的要求, 但由于

引用格式: 董琦, 宗群, 张超凡, 等. 强干扰影响下基于干扰补偿的大飞机智能自适应控制. 中国科学: 技术科学, 2018, 48: 248–263

Dong Q, Zong Q, Zhang C F, et al. Intelligent adaptive control for the large aircraft based on the disturbance compensation under the influence of strong interferences (in Chinese). Sci Sin Tech, 2018, 48: 248–263, doi: 10.1360/N092017-00195

飞行器模型呈现出强烈的非线性及耦合特性, 加之受到严重外界干扰和模型参数不确定的影响, 使得大飞机自动控制系统的设计成为当前航空领域研究的科学难题.

从20世纪80年代开始, 国内外的许多学者针对大飞机的飞行控制问题展开了广泛的研究.

1988年, 荷兰代尔夫特理工大学的Bennani和Looye^[1]针对大型民航客机在着陆过程中遇到的恒风干扰、湍流和乱流现象, 采用 H_∞ 和 μ 综合方法设计了控制器, 实现了对高度、速度以及侧向位移指令的精确跟踪. 2001年, Marcos和Balas^[2]针对100/200系列的波音747飞行器纵向运动分别基于雅克比线性化、状态转移和函数替换方法进行了线性变参数建模工作. 2006年, Duan等人^[3]针对大型运输机的邻近着陆段的自动驾驶仪的设计, 对比了经典的非线性动态逆控制方法和基于反步法的控制策略, 并以存在不确定和外部扰动的飞行器模型为对象, 对这两种方法的适用性、复杂性和鲁棒性进行了比较和验证. 2007年, 英国莱斯特大学的Alwi和Edwards^[4]针对波音747中的执行器故障问题, 采用滑模控制方法设计了容错控制问题中的在线控制分配策略. 并基于波音747模型进行了仿真验证, 结果表明该策略根据不同程度的执行器故障问题具有很好的控制性能. 2008年, Mackunis等人^[5]提出了一种自适应动态逆控制器, 用于解决包含参数不确定及非线性干扰的固定翼飞行器控制问题, 其中自适应控制器是用来增强与补偿非线性化扰动的鲁棒控制方法, 通过李雅普诺夫证明了该控制器对期望参考模型的渐进跟踪稳定性. 2011年, Saussié等人^[6]提出了一种新型的线性控制器的增益调度方法, 并成功地将其运用于飞行器的纵向控制问题上. 在保证稳定性的情况下, 该方法能在整个域的任意操纵点上开展. 给出了一个固定的控制器结构并成功地运用于商业喷气飞机的纵向飞行控制. 同年, Adami和Zhu^[7]针对六自由度大型固定翼飞机轨迹跟踪动态模型, 提出了一种轨迹线性化控制算法. 该算法结合轨迹线性化控制和动态逆的方法, 对闭环模型中存在匹配不确定、扰动的固定翼飞机进行轨迹跟踪控制. 仿真结果展示了飞机爬升和滚转角变化阶段的轨迹曲线图. 2013年, Poussot-Vassal等人^[8]针对大型商业飞机的抖动问题, 提出了一种基于低阶抗扰控制器的 H_∞ 算法. 首先对邻近抖动模型进行近似, 然后设计 H_∞ 结构的控制器用来

减缓抖动. 根据大型商业飞机模型进行数值仿真, 仿真结果表明了该控制策略的有效性.

2007年, 南京航空航天大学的姜斌和杨浩^[9]从控制工程的角度对目前飞行控制系统和空中交通的主动容错控制方法进行了归纳和总结, 对故障率类型进行了分类, 分别根据线性和非线性飞机模型介绍了相关的容错控制技术. 2007年, 清华大学的刘世前等人^[10]针对大型飞机高速巡航过程中的阵风减缓问题, 提出了一种基于协方差配置的主动控制设计方法. 将期望乘坐品质下飞机的垂直阵风减缓控制问题转化为飞机纵向短周期运动区域极点和法向过载约束的满意控制问题, 利用线性矩阵不等式技术进行约束指标下的凸优化, 设计相应的相容控制策略. 2012年, 南京航空航天大学的杨雨和陆宇平^[11]针对超低空重装空投飞行高度低、空投对象质量大的特点, 利用反馈线性化方法对模型进行输入输出线性化, 并利用反步法与滑模控制相结合的方法设计了自适应控制器, 实现了飞机在超低空重装空投时高度的稳定, 保证飞机安全地完成超低空空投任务. 2014年白雪飞等人^[12]针对用非线性模型描述的民用飞机设计了一种基于反步法的阵风减缓控制律. 首先结合飞机的纵向非线性运动方程, 建立阵风-飞机综合系统数学模型. 针对该模型, 基于反步法设计了阵风减缓控制律, 仿真结果表明控制算法的有效性.

从国内外研究可见, 强风扰影响下的大飞机稳定控制是一个研究的难点与热点问题. 此外, 目前的控制手段大多集中于传统的经典控制方法, 姿态的收敛特性与控制器的鲁棒性有待提高, 故如何针对性能要求不断提高的大飞机, 基于先进控制理论方法进行新型控制器设计有待研究, 以达到更快、更稳、更准、更智能的飞行效果.

本文针对强干扰影响下的大飞机增稳控制问题, 提出了一种基于干扰补偿机制的智能自适应控制策略. 主要创新点如下:

(1) 设计了一种具有增益自适应特性的耦合多变量干扰观测器, 用于对大飞机模型中的综合不确定及干扰进行快速精确估计, 为后期控制器的设计进行干扰补偿.

(2) 通过结合快速超螺旋滑模控制算法与自适应动态规划策略, 提出了一种新型的智能有限时间鲁棒自适应控制器形式, 首次应用于大飞机的稳定控制.

(3) 在理论上, 该智能自适应控制策略能够实现强干扰影响下的大飞机有限时间精确稳定飞行控制。

通过对波音747型大飞机进行了仿真验证, 可得本文提出的智能自适应控制策略能够有效地实现强风扰影响下的大飞机姿态快速稳定与快速机动。

2 大飞机面向控制模型

本文研究大型飞机飞行过程中的控制问题, 因此只考虑飞机起飞后起落架、扰流板、襟翼等装置收起后的飞机控制问题, 并假设飞机为刚体模型、地面坐标系为惯性坐标系以及“平板地球假设”。大型飞机在飞行过程中涉及3个坐标系, 即惯性坐标系 F_n 、机体坐标系 F_b 以及气流坐标系 F_w , 3个坐标系之间转换关系详见文献[13]。根据文献[14]建立如下六自由度非线性动力学模型:

$$\begin{cases} \dot{p} = (c_1 r + c_2 p)q + c_3 L_b + c_4 N_b, \\ \dot{q} = c_5 pr - c_6(p^2 - r^2) + c_7 M_b, \\ \dot{r} = (c_8 p - c_2 r)q + c_4 L_b + c_9 N_b, \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} \dot{\phi} = p + (r \cos \phi + q \sin \phi) \tan \theta, \\ \dot{\theta} = q \cos \phi - r \sin \phi, \\ \dot{\psi} = \frac{1}{\cos \theta} (r \cos \phi + q \sin \phi), \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} \dot{u} = rv - qw - g \sin \theta + \frac{F_x}{m}, \\ \dot{v} = pw - ru + g \sin \theta \cos \phi + \frac{F_y}{m}, \\ \dot{w} = qu - pv + g \cos \theta \cos \phi + \frac{F_z}{m}, \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_g = u \cos \theta \cos \psi + v (\sin \phi \sin \theta \cos \psi - \cos \phi \sin \psi) + w (\sin \phi \sin \theta \sin \psi + \cos \phi \sin \theta \cos \psi), \\ \dot{y}_g = u \cos \theta \sin \psi + v (\sin \phi \sin \theta \sin \psi + \cos \phi \cos \psi) + w (-\sin \theta \cos \psi + \cos \phi \sin \theta \sin \psi), \\ \dot{h} = u \sin \theta - v \sin \phi \cos \theta - w \cos \phi \cos \theta. \end{cases} \quad (4)$$

以上12个方程为大型飞机六自由度非线性动力学方程, 其中式(1)为机体坐标系下的力矩方程组, 式(2)为运动方程组, 式(3)为机体坐标系下的力方程组, 式(4)为导航方程组。其模型示意图如图1所示。

式(1)~(4)中, p, q, r 分别表示滚转、俯仰、偏航角

图1 模型示意图

速度; ϕ, θ, ψ 分别表示滚转角、俯仰角以及偏航角; u, v, w 分别表示飞行速度 $\mathbf{V}$ 在机体坐标系下各轴上的分量速度; x_g, y_g, h 表示飞机相对于惯性坐标系的位置信息。 L_b, M_b, N_b 分别表示滚转力矩、俯仰力矩以及偏航力矩; F_x, F_y, F_z 表示飞机受到的合外力在3个方向的分量。系数 $c_i (i=1, \dots, 9)$ 表示如下:

$$c_1 = \frac{(I_y - I_z)I_z - I_{xz}^2}{\Sigma}, \quad c_2 = \frac{(I_x - I_y + I_z)I_{xz}}{\Sigma},$$

$$c_3 = \frac{I_z}{\Sigma}, \quad c_4 = \frac{I_{xz}}{\Sigma}, \quad c_5 = \frac{I_z - I_x}{I_y}, \quad c_6 = \frac{I_{xz}}{I_y},$$

$$c_7 = \frac{1}{I_y}, \quad c_8 = \frac{I_x(I_x - I_y) + I_{xz}^2}{\Sigma},$$

$$c_9 = \frac{I_y}{\Sigma}, \quad \Sigma = I_x I_z - I_{xz}^2,$$

其中, I_x, I_y 和 I_z 分别为绕机体坐标系下 x 轴、 y 轴和 z 轴的转动惯量, I_{xz} 为惯性积。

式(3)中合力的表达式为

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_x &= -\mathbf{D} \cos \alpha + \mathbf{L} \sin \alpha + \mathbf{T}_x, \\ \mathbf{F}_y &= \mathbf{Y} + \mathbf{T}_y, \\ \mathbf{F}_z &= -\mathbf{D} \sin \alpha - \mathbf{L} \cos \alpha + \mathbf{T}_z, \end{aligned} \quad (5)$$

式中, $\mathbf{L}, \mathbf{D}, \mathbf{Y}$ 分别表示升力、阻力以及侧力; α 为飞机飞行时攻角; 其中 T_x, T_y, T_z 为机体坐标系下沿3个轴方向的推力。在纵向运动中没有侧力作用, 因此侧力 $\mathbf{Y}$ 可以视作0。

升力 $\mathbf{L}$ 、阻力 $\mathbf{D}$ 以及侧力 $\mathbf{Y}$ 的表达式分别为

$$\begin{aligned} \mathbf{L} &= \bar{p} S C_L, \\ \mathbf{D} &= \bar{p} S C_D, \\ \mathbf{Y} &= \bar{p} S C_Y, \end{aligned} \quad (6)$$

式中, $\bar{p}$ 为动压, $\bar{p} = \frac{1}{2}\rho V^2$; S 为机翼面积; C_L , C_D , C_Y 分别为升力系数、阻力系数以及侧力系数.

根据气流角的定义, 可以得到如下关系:

$$\begin{aligned}\tan\alpha &= \frac{w}{u}, \\ \sin\beta &= \frac{v}{V},\end{aligned}\quad (7)$$

式中, β 为侧滑角.

为了方便控制器设计, 故把以上4组方程转化为如下矢量形式:

$$I\dot{\boldsymbol{\omega}} = -\boldsymbol{\omega} \times I\boldsymbol{\omega} + \mathbf{M}_t + \Delta d_1, \quad (8)$$

$$\dot{\boldsymbol{\Theta}} = \mathbf{R}_\Theta \cdot \boldsymbol{\omega}, \quad (9)$$

$$m\dot{V} = \mathbf{F} + m\mathbf{R}_n^b \mathbf{F}_g - m\boldsymbol{\omega} \times V + \Delta d_2, \quad (10)$$

$$\dot{\mathbf{p}}^n = \mathbf{R}_b^n V, \quad (11)$$

式中, $\boldsymbol{\omega} = [p \ q \ r]^T$ 为角速度; $\boldsymbol{\Theta} = [\phi \ \theta \ \psi]^T$ 为姿态角; $\mathbf{p}^n$ 为飞机的位置信息; $\mathbf{M}_t$ 为控制力矩; $\mathbf{F}$ 为控制力; $\mathbf{I}$ 为转动惯量矩阵; $\mathbf{F}_g = [0 \ 0 \ g]^T$ 为重力加速度; Δd_1 和 Δd_2 为外界干扰; $\mathbf{R}_\Theta$ 为转移矩阵; $\mathbf{R}_n^b$ 为惯性坐标系到机体坐标系下的转移矩阵; $\mathbf{R}_b^n = (\mathbf{R}_n^b)^T$. 其中 $\mathbf{R}_\Theta$, $\mathbf{R}_n^b$ 分别表示如下:

$$\mathbf{R}_\Theta = \begin{bmatrix} 0 & \cos\phi & -\sin\phi \\ 0 & \frac{\sin\phi}{\cos\theta} & \frac{\cos\phi}{\cos\theta} \\ 1 & \sin\phi\tan\theta & \cos\phi\tan\theta \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{R}_b^n = \begin{bmatrix} \cos\theta\cos\psi & \sin\theta\cos\psi\sin\phi & \sin\theta\cos\psi\cos\phi \\ \cos\theta\sin\psi & \sin\theta\sin\psi\sin\phi & \sin\theta\sin\psi\cos\phi \\ -\sin\theta & \cos\theta\sin\phi & \cos\theta\cos\phi \end{bmatrix},$$

式(8)~(11)即为大型飞机飞行控制模型.

3 自适应多变量干扰观测器

基于式(8)和(9), 将大飞机面向控制模型分为速度跟踪系统和姿态控制系统, 其中姿态控制系统又划分为姿态角子系统和姿态角速率子系统. 本节针对每个

子系统的不确定及干扰, 采用具有增益自适应特性的耦合多变量干扰观测器进行估计.

考虑到如下多输入多输出非线性系统式(12), 假设综合扰动 Δ 有界. 设计自适应滑模干扰观测器, 对不确定量 Δ 进行估计.

$$\dot{x} = f(x, t) + g(x, t)u + \Delta, \quad (12)$$

式中, $f(x, t) \in \mathbb{R}^n$, $g(x, t) \in \mathbb{R}^{n \times m}$ 为已知部分, Δ 为模型不确定和外部扰动的综合扰动, 并假设 $\|\Delta\| \leq \delta_\Delta$, δ_Δ 为未知的正数.

通过设计自适应超螺旋滑模观测器估计综合不确定量 Δ ,

$$\dot{w} = f(x, t) + g(x, t)u + v. \quad (13)$$

定义滑模变量:

$$s = x - w. \quad (14)$$

对式(14)求微分:

$$\dot{s} = \dot{x} - \dot{w} = \Delta - v. \quad (15)$$

设计自适应超螺旋滑模观测器:

$$\begin{cases} \dot{v} = \alpha_1 \frac{s}{\|s\|^{1/2}} + \eta, \\ \dot{\eta} = \beta_1 \frac{s}{\|s\|}, \end{cases} \quad (16)$$

其中, 自适应增益 α_1 , β_1 如下:

$$\alpha_1 = \begin{cases} \omega_1 \sqrt{\frac{\gamma_1}{2}}, & s > \delta_T, \\ 0, & s \leq \delta_T, \end{cases} \quad (17)$$

$$\beta_1 = \varepsilon_1 \alpha_1,$$

式中, ω_1 , γ_1 , ε_1 为任意正数; δ_T 为任意小的阈值.

把式(16)代入式(15)可得:

$$\begin{cases} \dot{s} = -\alpha_1 \frac{s}{\|s\|^{1/2}} + \eta_1, \\ \dot{\eta}_1 = -\beta_1 \frac{s}{\|s\|} + \Delta. \end{cases} \quad (18)$$

引理1 在假设 $\|\Delta\| \leq \delta_\Delta$ 条件下, 如采用自适应增益式(17)设计自适应超螺旋滑模观测器式(16), 则 s 可以在有限时间内趋近于0, 即估计量 $\hat{v}$ 可以在有限时间内逼近综合干扰 Δ .

引理1的证明可参见文献[15].

3.1 姿态控制系统干扰观测器

由式(8)可知, 姿态角速率子系统中存在外界干扰 Δd_1 , 假设 $\Delta d_1 = [\Delta d_{11} \ \Delta d_{12} \ \Delta d_{13}]^T$ 是二阶可微的, 且均满足Lipschitz条件, 即 $\Delta \dot{d}_{1i} \leq L_{1i}$ ($i = 1, 2, 3$), 其中 $L_{1i} > 0$, 有界但其上界未知. 设计自适应多变量干扰观测器对 Δd_1 进行估计.

设角速率误差 e_ω 为

$$e_\omega = \omega - \omega_c, \quad (19)$$

其中, $\omega_c = [p_c \ q_c \ r_c]^T$ 为虚拟控制输入. 由式(8)可知:

$$\dot{e}_\omega = \dot{\omega} - \dot{\omega}_c = -I^{-1}\omega \times I\omega + I^{-1}M_t + I^{-1}\Delta d_1 - \dot{\omega}_c. \quad (20)$$

由于虚拟控制在实际工程中很难得到, 故设计观测器对式(20)中的 $\Delta_M = I^{-1}\Delta d_1 - \dot{\omega}_c$ 进行估计, 其中 Δ_M 满足如下假设:

$$\|\Delta_M\| \leq \delta_M, \quad (21)$$

其中, $\delta_M > 0$ 但其具体值未知, 且文中各物理量及其导数均有界.

干扰观测器设计如下:

$$\dot{\hat{e}}_\omega = -I^{-1}\omega \times I\omega + I^{-1}M_t + v_M. \quad (22)$$

设:

$$s_1 = \hat{e}_\omega - e_\omega, \quad (23)$$

其中,

$$\begin{cases} v_M = -k_{\omega 1} \frac{s_1}{\|s_1\|^{1/2}} + \eta_M, \\ \eta_M = -k_{\omega 2} \frac{s_1}{\|s_1\|}. \end{cases} \quad (24)$$

自适应增益 $k_{\omega 1}$ 和 $k_{\omega 2}$ 表达式如下:

$$\begin{cases} k_{\omega 1} = \begin{cases} \omega_1 \sqrt{\frac{\gamma_1}{2}}, & s_1 > s_T, \\ 0, & s_1 \leq s_T, \end{cases} \\ k_{\omega 1} = \varepsilon_1 k_{\omega 1}, \end{cases} \quad (25)$$

其中, ω_1 , γ_1 , 和 ε_1 为任意正常数, s_T 为一个小的阈值.

将式(24)代入式(23)中, 可以得到:

$$\begin{cases} \dot{s}_1 = -k_{\omega 1} \frac{s_1}{\|s_1\|^{1/2}} + z_M, \\ \dot{z}_M = -k_{\omega 2} \frac{s_1}{\|s_1\|} - \Delta_M, \end{cases} \quad (26)$$

其中, $z_M = \eta_M - \Delta_M$. 由文献[15]可知, Δ_M 可由于自适应多变量超螺旋注入项 η_M 进行估计. 即 $\eta_M = \hat{\Delta}_M$.

3.2 速度跟踪系统干扰观测器

由式(10)可知, 速度子系统中由于气流及强风影响, 存在干扰 Δd_2 . 同理, Δd_2 满足Lipschitz条件, 即 $\Delta \dot{d}_{2i} \leq L_{2i}$ ($i = 1, 2, 3$), 其中 $L_{2i} > 0$, 有界但其上界未知.

设速度跟踪误差 e_v 为

$$e_v = V - V_d, \quad (27)$$

其中, V_d 为期望速度指令. 由式(10)可知:

$$\begin{aligned} \dot{e}_v &= \dot{V} - \dot{V}_d = F/m + R_n^b F_g \\ &\quad - \omega \times V + \Delta d_2/m - \dot{V}_d. \end{aligned} \quad (28)$$

设式(28)中 $\Delta_v = \Delta d_2/m$, 满足如下假设:

$$\|\Delta_v\| \leq \delta_v, \quad (29)$$

其中, $\delta_v > 0$, 但其具体值未知, 即干扰上界未知.

干扰观测器设计如下:

$$\dot{\hat{e}}_v = F/m + R_n^b F_g - \omega \times V - \dot{V}_d + v_v. \quad (30)$$

设:

$$s_2 = \hat{e}_v - e_v, \quad (31)$$

其中,

$$\begin{cases} v_v = -k_{v1} \frac{s_2}{\|s_2\|^{1/2}} + \eta_v, \\ \eta_v = -k_{v2} \frac{s_2}{\|s_2\|}. \end{cases} \quad (32)$$

自适应增益 k_{v1} 和 k_{v2} 表达式如下:

$$\begin{cases} k_{v1} = \begin{cases} \omega_2 \sqrt{\frac{\gamma_2}{2}}, & s_2 > s_v, \\ 0, & s_2 \leq s_v, \end{cases} \\ k_{v1} = \varepsilon_2 k_{v1}, \end{cases} \quad (33)$$

其中, ω_2 , γ_2 和 ε_2 为任意正常数, s_v 为一个小的阈值.

将式(32)代入式(31)中,可以得到:

$$\begin{cases} \dot{s}_2 = -k_{v1} \frac{s_2}{\|s_2\|^{1/2}} + z_v, \\ \dot{z}_v = -k_{v2} \frac{s_2}{\|s_2\|} - \Delta_v, \end{cases} \quad (34)$$

其中, $z_V = \eta_V - \Delta_V$. 由文献[15]可知, Δ_V 可由于自适应多变量超螺旋注入项 η_V 进行估计. 即 $\eta_V = \widehat{\Delta}_V$.

4 智能有限时间鲁棒自适应控制器

基于第3节中的干扰观测器, 对大飞机飞行控制系统设计智能有限时间鲁棒自适应控制器, 该控制器分为两部分: 快速超螺旋滑模控制器和基于自适应动态规划的控制补偿器. 本文控制策略框图如图2所示.

4.1 快速超螺旋滑模控制器

4.1.1 姿态控制系统控制器设计

针对系统(9), 设计虚拟控制输入 ω_c , 使得姿态输出 Θ 跟踪上期望指令 θ_d .

姿态角跟踪误差为

$$e_{\theta} = \Theta - \Theta_d. \quad (35)$$

对式(35)求导可得

$$e_{\Theta} = \Theta - \Theta_d = R_{\Theta} \omega - \Theta_d. \quad (36)$$

则针对式(36), 设计如下控制律:

$$\omega_c = R_\theta^{-1} \left(\Theta_d - k_1 \frac{e_\Theta}{\|e_\Theta\|^{1/2}} + z_1 - k_2 e_\Theta \right), \quad (37)$$

$$\dot{z}_1 = -k_3 \frac{e_\Theta}{\|e_\Theta\|} - k_4 e_\Theta,$$

其中, k_1, k_2, k_3 和 k_4 均大于 0.

将控制律式(37)代入式(36)得

$$e_\theta = -k_1 \frac{e_\theta}{\|e_\theta\|^{1/2}} + z_1 - k_2 e_\theta, \quad (38)$$

$$\dot{z}_1 = -k_3 \frac{e_\theta}{\|e_\theta\|} - k_4 e_\theta.$$

引理2 对于姿态角子系统式(9), 在控制律式(37)

的作用下,选取适当的增益 k_1, k_2, k_3 和 k_4 时,姿态角子系统是有限时间稳定的,且跟踪误差 e_θ 有限时间收敛到0.

引理2的证明可参见文献[16].

针对系统式(8), 设计控制力矩输入 M_r , 使得姿态角速率 ω 跟踪上虚拟控制指令 ω_r .

定义角速率误差 $e_\omega = \omega - \omega_c$, 基于上一节所设计的干扰观测器式(24), 设计如下控制律:

$$\begin{aligned} M_t &= I \left(-k_5 \frac{e_\omega}{\|e_\omega\|^{1/2}} + z_2 - k_6 e_\omega - I^{-1} \omega \times I \omega - \widehat{\Delta}_M \right), \\ z_2 &= -k_7 \frac{e_\omega}{\|e_\omega\|} - k_8 e_\omega, \end{aligned} \quad (39)$$

其中, k_5, k_6, k_7 和 k_8 均大于 0.

将控制律式(37)代入式(20)得

图 2 (网络版彩图)智能鲁棒自适应控制框图

$$\begin{aligned} e_\omega &= -k_5 \frac{e_\omega}{\|e_\omega\|^{1/2}} + z_\omega - k_6 e_\omega, \\ z_\omega &= -k_7 \frac{e_\omega}{\|e_\omega\|} - k_8 e_\omega + \Delta_M - \hat{\Delta}_M, \end{aligned} \quad (40)$$

其中, $z_\omega = z_2 + \Delta_M - \hat{\Delta}_M$.

定理1 对于姿态角速率子系统(8), 在干扰观测器(24)以及控制律(37)的作用下, 选取适当的增益 k_5, k_6, k_7 和 k_8 以及参数 ω_1, γ_1 和 ε_1 时, 姿态角速率子系统是有限时间稳定的, 且跟踪误差 e_ω 有限时间收敛到0.

4.1.2 速度跟踪系统控制器设计

针对系统(10), 设计推力 T , 使得大飞机速度 V 跟踪上速度参考指令 V_d .

速度跟踪误差 $e_V = V - V_d$, 基于上一节所设计的干扰观测器(32), 设计如(41)所示的控制律, 其中, k_9, k_{10}, k_{11} 和 k_{12} 均大于0.

$$\begin{aligned} T &= m(-k_9 \frac{e_V}{\|e_V\|^{1/2}} + z_3 - k_{10} e_V + \omega \times V - R_n^b F_g \\ &\quad - \hat{\Delta}_V - A/m + V_d), \\ z_3 &= -k_{11} \frac{e_V}{\|e_V\|} - k_{12} e_V. \end{aligned} \quad (41)$$

将控制律(41)代入(28)可得(42).

$$\begin{aligned} e_V &= -k_9 \frac{e_V}{\|e_V\|^{1/2}} + z_{Vc} - k_{10} e_V, \\ z_{Vc} &= -k_{11} \frac{e_V}{\|e_V\|} - k_{12} e_V + \Delta_V - \hat{\Delta}_V, \end{aligned} \quad (42)$$

其中,

$$z_{Vc} = z_3 + \Delta_V - \hat{\Delta}_V.$$

定理2 对于速度子系统(10), 在干扰观测器(32)以及控制律(41)的作用下, 选取适当的增益 k_9, k_{10}, k_{11} 和 k_{12} 以及参数 ω_2, γ_2 和 ε_2 时, 速度子系统是有限时间稳定的, 且跟踪误差 e_V 有限时间收敛到0.

证明:

针对(40)和(42), 两式形式相同, 故采用(43)表示, 进行统一证明.

$$\begin{aligned} \dot{e}_i &= -k_a \frac{e_i}{\|e_i\|^{1/2}} - k_b e_i + z_i, \\ z_i &= -k_c \frac{e_i}{\|e_i\|} - k_d e_i + \vartheta_j, \end{aligned} \quad (43)$$

其中,

$$i = \omega, V; a = 5, 9; b = 6, 10; c = 7, 11; d = 8, 12;$$

$$\vartheta_j = \Delta_j - \hat{\Delta}_j (j = M, V),$$

且 ϑ_j 满足 $\|\vartheta_j\| \leq d_j$. 其中 d_j 为大于0的常数.

定义李雅普诺夫方程:

$$V = 2k_c \|e_i\| + k_a e_i^T e_i + \frac{1}{2} z_i^T z_i + \zeta^T \zeta, \quad (44)$$

式中,

$$\zeta = k_a \frac{e_i}{\|e_i\|^{1/2}} + k_b e_i - z_i.$$

对(44)求微分得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \left(2k_c + \frac{1}{2}k_a^2\right) \frac{e_i^T e_i}{\|e_i\|} + 2\left(\frac{1}{2}k_b^2 + k_d\right) e_i^T e_i \\ &\quad + 2z_i^T z_i + \frac{3}{2}k_d k_b \frac{e_i^T e_i}{\|e_i\|^{1/2}} - k_b (e_i^T z_i + e_i^T z_i) \\ &\quad - k_a \left[\frac{1}{2} \frac{(e_i^T e_i)(z_i^T e_i)}{\|e_i\|^{5/2}} + \frac{(z_i^T e_i + z_i^T e_i)}{\|e_i\|^{1/2}} \right]. \end{aligned} \quad (45)$$

对(45)进行整理运算, 可得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -\left(k_d k_c + \frac{1}{2}k_a^3\right) \|e_i\|^{1/2} \\ &\quad - (k_b k_c + 2k_a^2 k_b) \|e_i\| - k_a \frac{\vartheta_j^T e_i}{\|e_i\|^{1/2}} \\ &\quad - (k_b k_d + k_b^3) \|e_i\|^2 - k_b e_i^T \vartheta_j \\ &\quad - \left(k_d k_d + \frac{5}{2}k_d k_b^2\right) \|e_i\|^{3/2} + k_a^2 \frac{e_i^T z_i}{\|e_i\|} \\ &\quad + 2k_b^2 e_i^T z_i + 3k_d k_b \frac{e_i^T z_i}{\|e_i\|^{1/2}} - k_b \|z_i\|^2 \\ &\quad + \frac{k_a}{2} \frac{(e_i^T z_i)(z_i^T e_i)}{\|e_i\|^{5/2}} - k_a \frac{z_i^T z_i}{\|e_i\|^{1/2}} + 2z_i^T \vartheta_j. \end{aligned} \quad (46)$$

利用Cauchy-Schwarz不等式:

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq -\left(k_d k_c + \frac{1}{2}k_a^3\right) \|e_i\|^{1/2} \\ &\quad - (k_b k_c + 2k_a^2 k_b) \|e_i\| + 2d_j \|z_i\| \\ &\quad - \left(k_d k_d + \frac{5}{2}k_d k_b^2\right) \|e_i\|^{3/2} + k_b d_j \|e_i\| \\ &\quad + k_a^2 \|z_i\| - (k_b k_d + k_b^3) \|e_i\|^2 \\ &\quad + 2k_b^2 \|e_i\| \cdot \|z_i\| + 3k_d k_b \|e_i\|^{1/2} \|z_i\| \\ &\quad - k_b \|z_i\|^2 + \frac{k_a}{2} \frac{\|z_i\|^2}{\|e_i\|^{1/2}} + k_d d_j \|e_i\|^{1/2}. \end{aligned} \quad (47)$$

定义 $\mathbf{o} = [\|e_i\|^{1/2} \quad \|e_i\| \quad \|z_i\|]$, 式(47)可简化为

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{\|e_i\|^{1/2}} \mathbf{o}^T \mathbf{P} \mathbf{o} - \mathbf{o}^T \mathbf{Q} \mathbf{o}, \quad (48)$$

其中,

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} k_b(k_c - d_i) + 2k_a^2 k_b & 0 & 0 \\ 0 & k_b k_d + k_b^3 & -k_b^2 \\ 0 & -k_b^2 & k_b \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} k_a^3 + k_a(k_c - d_j) & 0 & -\frac{1}{2} k_a^2 - d_j \\ 0 & k_d k_d + \frac{5}{2} k_d k_b^2 & -\frac{3}{2} k_d k_b \\ -\frac{1}{2} k_a^2 - d_j & -\frac{3}{2} k_d k_b & \frac{1}{2} k_a \end{bmatrix}.$$

如果参数满足如下条件:

$$k_a > \sqrt{2} d_j, \quad k_b > 0,$$

$$k_c > \max \left\{ 3d_j + \frac{2d_j^2}{k_a^2}, \frac{-2k_a^2 k_b + k_b d_j}{k_b} \right\},$$

$$k_d > \frac{(3k_a^2 k_b + 6k_b d_j)^2}{k_a^2 k_c - 2d_j^2 - 3k_a^2 d_j} + 2k_b^2.$$

可以得到 $\mathbf{Q} > 0$, $\mathbf{P} > 0$, 从而式(48)可以重写为

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{\|e_i\|^{1/2}} \mathbf{o}^T \mathbf{P} \mathbf{o} \leq -\frac{1}{\|e_i\|^{1/2}} \lambda_{\min}(\mathbf{P}) \|\mathbf{o}\|^2.$$

定义 $\mathbf{X} = \left[\frac{e_i}{\|e_i\|^{1/2}} \quad e_i \quad z_i \right]^T$, 不难发现 $\|\mathbf{X}\| = \|\mathbf{o}\|$. Lya-

punov 方程式(44)可以重新写为

$$\dot{\mathbf{V}} = \mathbf{X}^T \mathbf{R} \mathbf{X} \leq \lambda_{\max}(\mathbf{R}) \|\mathbf{X}\|^2,$$

其中, 正定矩阵 $\mathbf{R}$ 为

$$\mathbf{R} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 4k_c + k_a^2 & k_d k_b & -k_a \\ k_d k_b & 2k_d + k_b^2 & -k_b \\ -k_a & -k_b & 2 \end{bmatrix}.$$

可以得到

$$\dot{V} \leq -g V^{1/2}, \quad (49)$$

$$\text{式中, } g = \frac{\lambda_{\min}(\mathbf{P}) \sqrt{\lambda_{\min}(\mathbf{R})}}{\lambda_{\max}(\mathbf{R})}.$$

选择合适的参数 $k_a, \dots, k_d, e_i$ 及其导数 $\dot{e}_i$ 可以在有限时间内收敛到 0, 即

$$t_s \leq \frac{2V^{1/2}(0)}{g}. \quad (50)$$

由此, 定理 1 和定理 2 得证.

4.2 自适应动态规划补偿器

本文的自适应动态规划的控制补偿器设计运用控制依赖启发式动态规划策略(action dependent heuristic dynamic programming, ADHDP). 定义系统式(8)~(11)的初始状态 $t=0$ 时 $x_0 = x(0)$, 通过式(8)~(11)可以求得 t 时刻的系统状态 $x(t)$. 在 t 时刻, 滑模控制器对大型飞机速度和姿态的响应定义为 $V_s(t)$ 和 $\Theta_s(t)$. 在 t 时刻的残余误差变量 $\bar{e}_v(t) = V_d(t) - V_s(t)$ 和 $\bar{e}_\theta(t) = \Theta_d(t) - \Theta_s(t)$.

定义 t 时刻的 ADHDP 的效用函数为

$$l_r(t) = r(t) \mathbf{k}_r^T(t), \quad (51)$$

其中, $r(t) = [r_x^T(t), u_a^T(t)]$, $r_x(t)$ 由 t 时刻以及一个时间步长延时的残余误差变量和其导数组成, 即:

$$r_x(t) = [\bar{e}_v(t - \Delta t), \dot{\bar{e}}_v(t - \Delta t), \bar{e}_\theta(t - \Delta t), \dot{\bar{e}}_\theta(t - \Delta t), \bar{e}_v(t), \dot{\bar{e}}_v(t), \bar{e}_\theta(t), \dot{\bar{e}}_\theta(t)],$$

$u_a(t)$ 为 ADHDP 的控制网络的控制策略, $\mathbf{k}_r$ 为给定的正定对角矩阵. 在 ADHDP 算法实现过程中, 采样方式取每个时间步长为 Δt . 引入折扣因子 γ , $0 < \gamma < 1$, 满足贝尔曼方程的优化代价方程可以表示为

$$J^*(r_x(t)) = \min_{u_a(t)} \{l_r(t) + \beta J^*(r_x(t + \Delta t))\}. \quad (52)$$

ADHDP 方法是用来近似解决贝尔曼方程. 换句话说, 如果 $\bar{e}_v(t)$, $\dot{\bar{e}}_v(t)$, $\bar{e}_\theta(t)$, $\dot{\bar{e}}_\theta(t)$ 都趋近于 0, 那么 ADHDP 控制策略 $u_a(t) = 0$, $J^*(r_x(t)) = \bar{J}(r_x(t)) = 0$, 即速度和姿态都跟踪上期望指令.

ADHDP 控制策略采用两个网络: 控制网络和评价网络. 评价网络输出用来估计代价函数 $\bar{J}(r_x(t))$; 控制网络用来映射状态变量和控制输入之间的关系.

评价网络的结构原理如图 3 所示, 其设计的主要思想是调整网络权值去近似代价函数 $\bar{J}(r_x(t))$. 在网络设计中, 控制网络的所有输入及其输出作为评价网络的输入, 评价网络通过权值的更新来估计代价函数 $\bar{J}(r_x(t))$. 因此评价网络是一个关于 $(\mathbf{r}_x(t), \mathbf{u}_a(t), \mathbf{w}_c(t))$ 和函数, 其中 $\mathbf{w}_c(t)$ 表示该网络的权值, 定义评价网络的

图3 评价网络结构图

误差方程为

$$e_c(t) = \beta \hat{J}(t) - [\hat{J}(t - \Delta t) - l_r(t)]. \quad (53)$$

用于网络权值更新的目标函数可以定义为

$$\min_{\omega_c(t)} E_c(t) = \min_{\omega_c(t)} \frac{1}{2} e_c^T(t) e_c(t). \quad (54)$$

根据以上条件, 评价网络包含30个输入, N_{ch} 个隐藏节点和1个输出, 节点处的激活函数采用双曲正切函数, 即 $\sigma(x) = (1 - e^{-x}) / (1 + e^{-x})$.

网络的前向阶段可以表示为如下形式:

$$p_c(t) = \sum_{i=1}^n r_i(t) \omega_{c1,ij}(t), \quad j = 1, \dots, N_{ch}, \quad (55)$$

$$q_c(t) = \sigma(p_c(t)) = (1 - e^{-p_c(t)}) / (1 + e^{-p_c(t)}), \quad (56)$$

$$\hat{J}(t) = \sum_{j=1}^{N_{ch}} \omega_{c2,j}(t) q_{cj}(t), \quad (57)$$

式中, $\omega_{c1,ij}(t)$ 和 $\omega_{c2,j}(t)$ 分别代表输入层到隐藏层和隐藏层到输出层神经网络权值。

根据梯度下降算法, 设计反向传播策略, 用于评价网络的更新:

$$\Delta \omega_{c2,j}(t) = -\eta_c(t) \frac{\partial E_c(t)}{\partial \hat{J}(t)} \frac{\partial \hat{J}(t)}{\partial \omega_{c2,j}(t)}, \quad (58)$$

$$\Delta \omega_{c1,ij}(t) = -\eta_c(t) \frac{\partial E_c(t)}{\partial \hat{J}(t)} \frac{\partial \hat{J}(t)}{\partial q_c(t)} \frac{\partial q_c(t)}{\partial p_c(t)} \frac{\partial p_c(t)}{\partial \omega_{c1,ij}(t)}, \quad (59)$$

$$\omega_{c2,j}(t + \Delta t) = \omega_{c2,j}(t) + \Delta \omega_{c2,j}(t), \quad (60)$$

$$\omega_{c1,ij}(t + \Delta t) = \omega_{c1,ij}(t) + \Delta \omega_{c1,ij}(t), \quad (61)$$

式中, $\eta_c(t)$ 为 t 时刻的网络学习率。

控制网络结构原理如图4所示。其设计的主要思想

图4 控制网络结构图

是调整网络权值, 根据目前大型飞机的飞行状态得到补偿控制 $u_a(t)$, 控制网络的输入为 $r_x(t)$, 输出为 $u_a(t)$ 。控制网络的误差方程是由最终目标 U_c 和近似代价函数 $\hat{J}(t)$ 的差值所构成的, 即:

$$e_a(t) = \hat{J}(t) - U_c, \quad (62)$$

式中, U_c 表示最终的代价目标, 不失一般性, $U_c=0$ 表示在所有 t 时刻的成功学习。

用于控制网络权值更新的目标函数可以定义为

$$\min_{\omega_a(t)} E_a(t) = \min_{\omega_a(t)} \frac{1}{2} e_a^T(t) e_a(t). \quad (63)$$

根据上述条件, 控制网络包含24个输入, N_{ah} 个隐藏节点和6个输出, 节点激活函数同样采用双曲正切函数, 即 $\sigma(x) = (1 - e^{-x}) / (1 + e^{-x})$ 。网络的前向阶段可以表示为如下形式:

$$p_a(t) = \sum_{i=1}^n r_{xi}(t) \omega_{a1,ij}(t), \quad j = 1, \dots, N_{ah}, \quad (64)$$

$$q_a(t) = \sigma(p_a(t)) = (1 - e^{-p_a(t)}) / (1 + e^{-p_a(t)}), \quad (65)$$

$$\vartheta_a(t) = \sum_{j=1}^n q_{aj}(t) \omega_{a2,jk}(t), \quad k = 1, \dots, 6, \quad (66)$$

$$u_{ak}(t) = \sigma(\vartheta_a(t)) = (1 - e^{-\vartheta_a(t)}) / (1 + e^{-\vartheta_a(t)}), \quad k = 1, \dots, 6, \quad (67)$$

式中, $\omega_{a1,ij}(t)$ 和 $\omega_{a2,jk}(t)$ 分别代表输入层到隐藏层和隐藏层到输出层神经网络权值; k 表示第 k 个输出节点。

相似地, 运用梯度下降算法对控制网络权值进行更新:

$$\Delta \omega_{a2,jk}(t) = -\eta_a(t) \frac{\partial E_a(t)}{\partial \hat{J}(t)} \frac{\partial \hat{J}(t)}{\partial u_a(t)} \frac{\partial u_a(t)}{\partial \vartheta_a(t)} \frac{\partial \vartheta_a(t)}{\partial \omega_{a2,jk}(t)}, \quad (68)$$

$$\Delta\omega_{a1,j}(t) = -\eta_a(t) \frac{\partial E_a(t)}{\partial \tilde{J}(t)} \frac{\partial \tilde{J}(t)}{\partial u_a(t)} \frac{\partial u_a(t)}{\partial \vartheta_a(t)} \frac{\partial \vartheta_a(t)}{\partial q_a(t)} \times \frac{\partial q_a(t)}{\partial p_a(t)} \frac{\partial p_a(t)}{\partial \omega_{a1,j}(t)}, \quad (69)$$

$$\omega_{a2,jk}(t + \Delta t) = \omega_{a2,jk}(t) + \Delta\omega_{a2,jk}(t), \quad (70)$$

$$\omega_{a1,j}(t + \Delta t) = \omega_{a1,j}(t) + \Delta\omega_{a1,j}(t), \quad (71)$$

式中, $\eta_a(t)$ 为 t 时刻的网络学习率.

ADHDP 稳定性分析在文献[13,17]中详细阐述, 在此进行简单分析.

根据神经网络的权值更新特性, 可以得到每次反向迭代后评价网络与控制网络权重为

$$\begin{aligned} \omega_c(t + \Delta t) &= \omega_c(t) - \eta_c(t) \frac{\partial E_c(t)}{\partial \omega_c(t)} \\ &= \omega_c(t) - \eta_c(t) \sigma(t) [\beta \omega_c^T(t) \sigma(t) + l_r(t) - \omega_c^T(t - \Delta t) \sigma(t - \Delta t)]^T, \end{aligned} \quad (72)$$

$$\begin{aligned} \omega_a(t + \Delta t) &= \omega_a(t) - \eta_a(t) \frac{\partial E_a(t)}{\partial \omega_a(t)} \\ &= \omega_a(t) - \eta_a(t) \sigma(t) \left\{ 0.5 \omega_a^T(t) \times (1 - \sigma^2(t)) \omega_{cj} \right\} \omega_a^T(t) \sigma(t). \end{aligned} \quad (73)$$

定义权重估计误差

$$\tilde{\omega}_c(t) = \omega_c(t) - \omega_c^*(t), \quad (74)$$

$$\tilde{\omega}_a(t) = \omega_a(t) - \omega_a^*(t), \quad (75)$$

及

$$\delta(t) = \tilde{\omega}_c(t) \sigma(t). \quad (76)$$

定义 Lyapunov 方程为

$$L(t) = L_1(t) + L_2(t), \quad (77)$$

其中,

$$L_1(t) = (1 / \eta_c) \text{tr}(\tilde{\omega}_c^T(t) \tilde{\omega}_c(t)),$$

$$L_2(t) = (1 / \eta_a) \text{tr}(\tilde{\omega}_a^T(t) \tilde{\omega}_a(t)).$$

容易得到 $L(t)$ 一阶差分方程为

$$\Delta L(t) = \Delta L_1(t) + \Delta L_2(t), \quad (78)$$

其中,

$$\begin{aligned} \Delta L_1(t) &= \frac{1}{\eta_c} \text{tr}(\tilde{\omega}_c^T(t + \Delta t) \tilde{\omega}_c(t + \Delta t) - \tilde{\omega}_c^T(t) \tilde{\omega}_c(t)) \\ &= \frac{1}{\eta_c} \left\{ (I - \eta_c \beta \sigma(t) \sigma^T(t))^2 \tilde{\omega}_c^2(t) - 2 \eta_c \tilde{\omega}_c^T(t) \sigma(t) \right. \\ &\quad \times (I - \eta_c \beta \sigma(t) \sigma^T(t)) (\beta \omega_c^{*T}(t) \sigma(t) + l_r(t) - \omega_c^T(t - \Delta t) \sigma(t - \Delta t))^T \\ &\quad + \eta_c^2 \beta^2 \sigma(t) \sigma^T(t) \times (\omega_c^{*T}(t) \sigma(t) + \beta^{-1} l_r(t) - \beta^{-1} \omega_c^T(t - \Delta t) \sigma(t - \Delta t))^2 \\ &\quad \left. - \tilde{\omega}_c^T(t) \tilde{\omega}_c(t) \right\}. \end{aligned} \quad (79)$$

令

$$\begin{aligned} P &= (I - \eta_c \beta \sigma(t) \sigma^T(t))^2 \tilde{\omega}_c^2(t) \\ &= \tilde{\omega}_c^T(t) \tilde{\omega}_c(t) - \eta_c \beta \|\sigma(t)\|^2 \\ &\quad - \eta_c \beta \|\sigma(t)\|^2 ((I - \eta_c \beta \sigma(t) \sigma^T(t))), \\ Q &= -2 \tilde{\omega}_c^T(t) \sigma(t) (I - \eta_c \beta \sigma(t) \sigma^T(t)) \\ &\quad \times (\beta \omega_c^{*T}(t) \sigma(t) + l_r(t) - \omega_c^T(t - \Delta t) \sigma(t - \Delta t))^T \\ &= 2 \eta_c \beta \sigma(t) (I - \eta_c \beta \sigma(t) \sigma^T(t)) \\ &\quad \times (\omega_c^{*T}(t) \sigma(t) + l_r(t) - \beta^{-1} \omega_c^T(t - \Delta t) \sigma(t - \Delta t))^T, \\ R &= \eta_c^2 \beta^2 \sigma(t) \sigma^T(t) (\omega_c^{*T}(t) \sigma(t) + \beta^{-1} l_r(t) - \beta^{-1} \omega_c^T(t - \Delta t) \sigma(t - \Delta t))^2 \\ &= \eta_c^2 \beta^2 \sigma(t) \sigma^T(t) \left\| \omega_c^{*T}(t) \sigma(t) + \beta^{-1} l_r(t) - \beta^{-1} \omega_c^T(t - \Delta t) \sigma(t - \Delta t) \right\|^2. \end{aligned}$$

定义:

$$\Omega_1 = \omega_c^{*T}(t) \sigma(t) + \beta^{-1} l_r(t) - \beta^{-1} \omega_c^T(t - \Delta t) \sigma(t - \Delta t),$$

$$\Psi_1 = \beta (I - \eta_c \beta \sigma(t) \sigma^T(t)).$$

则 $\Delta L_1(t)$ 可以写成:

$$\begin{aligned} \Delta L_1(t) &= \frac{1}{\eta_c} (P + Q + R - \tilde{\omega}_c^T(t) \tilde{\omega}_c(t)) \\ &= -\beta \|\sigma(t)\|^2 - \Omega_1 \|\sigma(t) + \Psi_1\|^2 + \beta \|\Psi_1\|^2. \end{aligned} \quad (80)$$

同理 $\Delta L_2(t)$ 可以写成

$$\begin{aligned} \Delta L_2(t) &= -(I - \eta_a \sigma(t) \sigma^T(t)) \|\Psi_2\|^2 \|\Omega_2\|^2 \\ &\quad + \|\Psi_2 \Omega_2^T - \sigma(t)\|^2 - \|\sigma(t)\|^2. \end{aligned} \quad (81)$$

把 $\Delta L_1(t)$ 与 $\Delta L_2(t)$ 带入 $\Delta L(t)$ 可以得到

$$\begin{aligned} \Delta L(t) &\leq -\beta \|\sigma(t)\|^2 - \beta (I - \eta_c \beta \sigma(t) \sigma^T(t)) \\ &\times \|\sigma(t) + \Psi_1\|^2 - (I - \eta_a \sigma(t) \sigma^T(t)) \\ &\times \|\Psi_2\|^2 \|\Omega_2\|^2 + \beta \|\Psi_1\|^2 + \|\Psi_2\|^2 \|\Omega_2\|^2. \end{aligned} \quad (82)$$

如果满足下列条件, 则 $\Delta L(t) \leq 0$.

$$\eta_c \leq \frac{1}{\beta \|\sigma(t)\|^2}, \quad \eta_a \leq \frac{1}{\|\sigma(t)\|^2},$$

$$\|\sigma(t)\|^2 > \left(\Psi_1^2 + \beta^{-1} \|\Psi_2\|^2 \|\Omega_2\|^2 \right)^{\frac{1}{2}}.$$

ADHDP稳定性得证.

ADHDP控制补偿器的输入为滑模控制器控制后的状态值与期望值之差, 当滑模控制器稳定时, 即状态量误差收敛到0时, ADHDP控制补偿器的输入为0, 根据神经网络的原理, 控制补偿器的输出也趋近于0. 所以当滑模控制器达到稳定时, 该闭环系统同时达到稳定.

5 仿真分析

为了验证本文所提出的方法的正确性, 对大型飞机模型式(8)~(11)作为被控对象进行仿真. 为了增加仿真结果的可信度, 大型飞机型号选用波音747/100系列, 其具体参数选自文献[18].

其中客机参数为

$$m=300000 \text{ kg}, S=510.96672 \text{ m}^2,$$

$$\rho=0.4127 \text{ kg/m}^3, g=9.8 \text{ m/s}^2,$$

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 683280 & 0 & 39015 \\ 0 & 138340 & 0 \\ 39015 & 0 & 194020 \end{bmatrix}.$$

自适应多变量干扰观测器与滑模控制器参数详见表1, 其中自适应多变量干扰观测器阈值 s_T 及 s_V 都设为1. 自适应动态规划控制补偿器(ADHDP)评价网络隐藏层节点数 $N_{ch}=50$, 控制网络隐藏层节点数 $N_{ah}=30$; 学习率 $\eta_a(t)=\eta_c(t)=0.1$; 两个网络最大迭代次数为 $n=200$; 两个网络允许误差为 10^{-6} , 折扣因子 $\gamma=0.95$; 正定矩阵 $\mathbf{k}_r=0.1\mathbf{I}_{24 \times 24}$; ADHDP网络仿真的时间步长为 $\Delta t=0.02 \text{ s}$.

大型飞机初始状态: $\omega_0=[0, 0, 0]^T/\text{s}$, $\Theta_0=[0, 0, 0]^T$, $\mathbf{V}=[100, 0, 0]^T \text{ m/s}$, 期望姿态 $\Theta_r=[60, 45, 30]^T$, 期望速度 $\mathbf{V}_r=[300, 80, -50]^T$. 为了证明所提出的策略对抗强干扰时的有效性, 故进行了3组仿真. 第1组为施加 10^4 量级

表1 自适应多变量干扰观测器与滑模控制器参数

参数	取值	参数	取值
ω_1	30	k_4	0.1
γ_1	5	k_5	4.5
ε_1	4	k_6	3
ω_2	30	k_7	0.5
γ_2	5	k_8	0.2
ε_2	4	k_9	1.5
k_1	1.5	k_{10}	1
k_2	1	k_{11}	0.2
k_3	0.2	k_{12}	0.1

干扰的控制效果仿真, 第2组为施加 10^6 量级干扰的控制效果仿真, 第3组为有无观测器条件下施加 10^6 量级干扰下的控制效果仿真对比图.

5.1 第1组仿真

在角速度环施加干扰:

$$\Delta d_1 = \begin{bmatrix} 4.5 \sin(\pi t / 15) \\ 6.0 \sin(2\pi t / 17) \\ 3.0 \sin(2\pi t / 15) \end{bmatrix} \times 10^4.$$

在速度环施加干扰:

$$\Delta d_2 = \begin{bmatrix} 5.0 \sin(\pi t / 15) \\ 3.5 \sin(2\pi t / 17) \\ 0.3 \sin(4\pi t / 15) \end{bmatrix} \times 10^4.$$

仿真效果如图5~8所示.

图5和图6为自适应多变量干扰观测器观测扰动曲线及观测扰动误差曲线. 由图可知即使强干扰为 10^4 量级, 但通过自适应多变量干扰观测器可以在10 s左右精准的预测外部扰动, 其中自适应增益变化如图7(a)和(b)所示. 图8(a)表示姿态角跟踪曲线以及相应的前5 s的局部跟踪曲线. 由图8(a)可知, 所设计的控制器能够短时间(2 s)后实现对预期指令的高精度稳定跟踪. 图8(b)为角速度跟踪曲线, 角速度的变化幅度在 $150^\circ/\text{s}$ 以内, 不仅能对姿态进行快速跟踪, 同时该控制策略也满足实际工程的需求.

图8(c)为速度跟踪曲线, 可以看出, 飞行速度在2 s左右达到预定值, 并较高精度地实现对速度指令的稳定跟踪.

图 5 (网络版彩图)第1组仿真中角速度环节(a)和速度环节(b)扰动跟踪曲线

图 6 (网络版彩图)第1组仿真中角速度环节(a)和速度环节(b)跟踪误差曲线

图 7 (网络版彩图)第1组仿真中角速度环节(a)和速度环节(b)自适应干扰观测器增益曲线

图 8 (网络版彩图)第1组仿真中姿态角、角速度和速度跟踪曲线

5.2 第2组仿真

为了证明该控制策略针对强干扰的有效性, 故在角速度环和速度环分别添加 10^6 量级干扰. 其中角速度环干扰如下:

图 9 (网络版彩图)第2组仿真角速度环(a)和速度环(b)跟踪误差曲线

$$\Delta d_1 = \begin{bmatrix} 4.5\sin(\pi t / 90) \\ 6.0\sin(2\pi t / 105) \\ 3.0\sin(2\pi t / 105) \end{bmatrix} \times 10^6.$$

速度环干扰:

$$\Delta d_2 = \begin{bmatrix} 5.0\sin(\pi t / 90) \\ 3.5\sin(2\pi t / 95) \\ 0.3\sin(4\pi t / 105) \end{bmatrix} \times 10^6.$$

仿真结果如图9和图10所示.

图9(a)和(b)分别为自适应多变量干扰观测器观测角速度环和速度环扰动误差曲线. 其中施加的扰动量级为 10^6 , 可以从图中看出角速度环与速度环的干扰均在20 s左右即可精确估计. 图10为姿态角、角速度和速度跟踪曲线, 可以看出跟踪精度与第1组仿真结果相差无几, 证明了该综合控制策略可以很好地对抗有强扰动的飞行环境.

图 10 (网络版彩图)第2组仿真姿态角、角速度和速度跟踪曲线

图 11 (网络版彩图)第3组仿真无干扰观测器时姿态角、角速度和速度跟踪曲线

5.3 第3组仿真

10^6 量级干扰时无干扰观测器仿真. 在图11为不加干扰观测器时姿态角、角速度与速度跟踪曲线. 从图11(a)中可以看出在无干扰观测器时, 姿态角不能精确跟踪预期指令. 但由于滑模控制具有良好的鲁棒性,

所以姿态角可以在一定阈值范围波动. 从图11(c)中也可以明显看出, 客机的飞行速度在没有干扰观测器的控制策略控制下在受到大的扰动时会产生明显的波动, 甚至可能产生失稳现象.

从第2组和第3组仿真中可以明显地看出, 有无干

扰观测器的情况下, 速度与姿态角的跟踪曲线存在较大的差异. 在存在干扰观测器的情况下, 速度与姿态的跟踪曲线可以很精准快速地跟踪上给定指令且不存在波动. 在不存在干扰观测的情况下, 虽然速度与姿态的跟踪曲线在一定范围内波动, 但不能准确地跟踪给定指令, 达不到预期的效果, 对大扰动的抵抗效果明显较差.

从第2组与第3组的仿真结果可以明显的看出, 有无干扰观测器的情况下, 速度与姿态的跟踪曲线存在较大的差异. 在存在干扰观测器的情况下, 速度与姿态的跟踪曲线可以很精准快速地跟踪上给定指令且不存在波动. 在不存在干扰观测的情况下, 虽然速度与姿态的跟踪曲线在一定范围内波动, 但不能准确地跟踪给定指令, 达不到预期的效果, 对大扰动的抵抗效果明显较差.

6 总结

针对强干扰影响下的大飞机增稳控制问题, 提出了一种基于干扰补偿机制的智能自适应控制策略. 研究了基于先进控制理论方法进行新型控制器设计方法, 设计了一种具有增益自适应特性的耦合多变量干扰观测器, 用于对大飞机模型中的综合不确定及干扰进行快速精确估计, 为后期控制器的设计进行干扰补偿. 通过结合快速超螺旋滑模控制算法与自适应动态规划策略, 提出了一种新型的智能有限时间鲁棒自适应控制器形式, 在理论上, 该智能自适应控制策略能够实现强干扰影响下的大飞机有限时间精确稳定飞行控制, 达到了更快、更稳、更准、更智能的飞行效果. 最后通过对波音747型大飞机进行了仿真, 验证了本文提出的智能自适应控制策略的有效性.

参考文献

- 1 Bannani S, Looye G. Design of flight control laws for a civil aircraft using mu-synthesis. In: Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit, Guidance, Navigation, and Control and Co-located Conferences. Boston, 1998
- 2 Marcos A, Balas G. Linear parameter varying modeling of the Boeing 747-100/200 longitudinal motion. In: AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit, Guidance, Navigation, and Control and Co-located Conferences. Montreal, 2001
- 3 Duan L, Lu W, Mora-Camino F, et al. Flight-path tracking control of a transportation aircraft: Comparison of two nonlinear design approaches. In: 2006 IEEE/AIAA, 25th Digital Avionics Systems Conference. Portland, 2006. 1-9
- 4 Alwi H, Edwards C. Application of fault tolerant control using sliding modes with on-line control allocation on a large civil aircraft. In: IEEE International Conference on Control Applications. Singapore, 2007. 1215-1220
- 5 Mackunis W, Kaiser M, Patre P, et al. Adaptive dynamic inversion for asymptotic tracking of an aircraft reference model. In: AIAA Guidance, Navigation and Control Conference and Exhibit. Honolulu, 2008
- 6 Saussié D, Saydy L, Akhrif O, et al. Gain scheduling with guardian maps for longitudinal flight control. *J Guid Control Dyn*, 2011, 34: 1045-1059
- 7 Adami T M, Zhu J J. 6DOF flight control of fixed-wing aircraft by trajectory linearization. In: American Control Conference. San Francisco, 2011. 1610-1617
- 8 Poussot-Vassal C, Loquen T, Vuillemin P, et al. Business jet large-scale model approximation and vibration control. *IFAC Proc Volumes*, 2013, 46: 199-204
- 9 姜斌, 杨浩. 飞控系统主动容错控制技术综述. *系统工程与电子技术*, 2007, 29: 2106-2110
- 10 刘世前, 胡金春, 沈勇. 基于协方差配置的飞机阵风减缓与乘坐品质控制. *清华大学学报(自然科学版)*, 2007, 47: 1201-1203
- 11 杨雨, 陆宇平. 运输机超低空重装空投纵向反步滑模控制研究. *航空学报*, 2012, 33: 2301-2312
- 12 白雪飞, 张绍杰, 李正强. 基于反步法的民用飞机阵风减缓控制研究. 见: 第33届中国控制会议论文集. 南京, 2014
- 13 Mu C, Ni Z, Sun C, et al. Air-breathing hypersonic vehicle tracking control based on adaptive dynamic programming. *IEEE Trans Neural Netw Learn Syst*, 2017, 28: 584-598
- 14 吴森堂. 飞行控制系统. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2013
- 15 Dong Q, Zong Q, Tian B, et al. Adaptive disturbance observer-based finite-time continuous fault-tolerant control for reentry RLV. *Int J Robust Nonlinear Control*, 2017, 27: 4275-4295
- 16 Nagesh I, Edwards C. A multivariable super-twisting sliding mode approach. *Automatica*, 2014, 50: 984-988

- 17 Sokolov Y, Kozma R, Werbos L D, et al. Complete stability analysis of a heuristic approximate dynamic programming control design. *Automatica*, 2015, 59: 9–18
- 18 Hanke C R, Nordwall D R. The simulation of a jumbo jet transport aircraft. Volume 2: Modeling data. NASA Technical Report, 1970

Intelligent adaptive control for the large aircraft based on the disturbance compensation under the influence of strong interferences

DONG Qi¹, ZONG Qun², ZHANG ChaoFan², ZHANG RuiLong² & TIAN BaiLing²

¹ China Academy of Electronics and Information Technology, Beijing 100041, China;

² School of Electrical and Information Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072, China

An intelligent adaptive control scheme based on the disturbance compensation was proposed to solve the stability augmentation control problem of the large under the influence of strong interferences. First, considering the influence of strong wind, the coupling multivariable disturbance observer is designed for the control-oriented model to estimate the synthetical uncertainties and disturbances rapidly and accurately and compensate the close-loop controller. And on the basis of the observer, a novel finite-time robust adaptive controller which is the combination of fast super-twisting algorithm and action dependent heuristic dynamic programming is proposed. The control scheme can obtain good control performance that the large airplane can track the control command accurately and steadily in finite time. Finally, to demonstrate the effectiveness of the proposed intelligent adaptive control scheme, the simulation verification of Boeing 747 is carried out. And the simulation results verify the good control performance in attitude stable and rapid maneuvering of the large aircraft.

large aircraft, disturbance observer, super-twisting algorithm, sliding mode control, adaptive planning, intelligent control

doi: [10.1360/N092017-00195](https://doi.org/10.1360/N092017-00195)