

低速巡飞弹非匹配干扰观测控制器设计

卢庆立¹, 孙瑞胜¹, 王娜^{1,2}, 文永¹

(1. 南京理工大学能源与动力工程学院, 南京 210094;

2. 北京航天无人机系统工程研究所, 北京 100094)

摘要: 针对低速巡飞弹倾斜转弯控制系统的非线性、强耦合、不确定的特征, 研究了一种基于干扰观测器的自适应反演控制方法。将参数摄动、外界干扰和执行机构的响应偏差分别等效成系统的匹配干扰和非匹配干扰, 并设计在有限时间内估计误差收敛的非线性干扰观测器进行估计。利用反演控制的思想, 在虚拟控制量中抵消非匹配干扰, 在实际控制量中抵消匹配干扰。利用李雅普诺夫理论设计自适应调节律补偿干扰观测器的估计误差, 改进控制系统的瞬态性能。仿真结果表明, 干扰观测器估计误差在有限时间内收敛到一定区间, 系统能够有效地克服干扰的影响, 快速准确地跟踪滚转角、攻角、侧滑角参考指令。

关键词: 巡飞弹; 倾斜转弯; 干扰观测器; 自适应反演; 不确定项

中图分类号: TJ765.2

文献标识码: A

文章编号: 2096-4080 (2021) 05-0018-09

Disturbance Observer Based Control for Low-Speed Loitering Missile with Unmatched Disturbance

LU Qingli¹, SUN Ruisheng¹, WANG Na^{1,2}, WEN Yong¹

(1. School of Energy and Power Engineering, Nanjing University of Science & Technology, Nanjing 210094, China;

2. Beijing Aerospace UAV System Engineering Research Institute, Beijing 100094, China)

Abstract: A disturbance observer based adaptive backstepping control method is presented for bank-to-turn (BTT) low-speed loitering missiles with nonlinearity, strong coupling and uncertainty. The parameter perturbation, external disturbances and response error of actuator were equivalent to the matched disturbance and unmatched disturbance of the system, and a nonlinear disturbance observer with the estimation error converges in a finite time were designed to estimate disturbances. Using the idea of backstepping control, compensated unmatched disturbance in virtual control variables, compensated matched disturbance in real control variables. By using Lyapunov theory, an adaptive regulation law is designed to compensate the estimation error of the disturbance observer and improve the transient performance of the control system. The simulation results indicate that the disturbance observer converges to a certain interval in a finite time, the system can effectively overcome the influence of disturbance, and the present control response can track the reference instructions of roll angle, attack angle and sideslip angle quickly and accurately.

Key words: Loitering missile; Bank-to-turn; Disturbance observer; Adaptive backstepping control; Uncertainty

收稿日期: 2021-01-08; 修订日期: 2021-03-08

基金项目: “十三五”国家部委预研项目 (30107020605)

作者简介: 卢庆立 (1994-), 男, 博士, 主要研究方向为先进控制理论。E-mail: luqingliwork@163.com

通信作者简介: 孙瑞胜 (1978-), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为非线性系统控制与制导。

E-mail: srscom@163.com

0 引言

低速巡飞弹是一种小尺寸、低成本,集侦察、定位、评估、攻击等多种作战任务为一体的新概念武器^[1]。相比于无人机,巡飞弹可像常规弹药一样,采用多种武器平台发射,快速接近作战区域,有效规避敌军火力拦截,隐身突防能力强。相比于制导弹药,它又多出一个巡飞弹道,滞空时间长,作战范围大,可侦察并攻击隐藏的时间敏感目标。

巡飞弹多采用大展弦比、高升阻比的面对称气动外形和倾斜转弯(Bank-to-turn, BTT)控制方式^[2]。然而,巡飞弹 BTT 机动过程中,由于滚转通道的高速运动,使得俯仰和偏航两个通道存在严重的动力学耦合^[3]。此外,巡飞弹尺寸小、飞行速度低,周围气体流动特性复杂^[4],受到风等外界干扰影响很大,动力学模型存在较大的非线性和不确定性。

针对上述问题,后德龙等^[5]和童春霞等^[6]分析通道之间的相互影响,对每个通道进行独立解耦设计。Mattei 等^[7]则采用反演法直接对一个多输入、多输出系统进行控制律设计,解决了通道之间的耦合问题。魏铃等^[8]利用滑模变结构克服参数摄动和外界干扰造成的不确定性,却忽略了通道之间的耦合作用。上述研究都只考虑了不确定性或者耦合一个方面,而王昭磊等^[9]针对这两个问题采用反演控制和自适应控制相结合的控制方法,取得了一定的效果,但加入复合干扰后,系统出现抖振现象。方群等^[10]则采用神经网络估计不确定项,同时利用反演法克服了通道之间的耦合,获得很好的效果。对于不确定项的估计,杜立夫等^[11]和马建伟等^[12]则采用扩张状态观测器的方法,将不确定项扩张成一个状态,实时估计补偿。

干扰观测器同样可对非线性系统的不确定项进行估计,并且由于物理意义明确,工程实现简单,且能够在不改变原控制系统结构的基础上提高控制精度,应用广泛。李雯雯等^[13]和陈阳等^[14]在利用一种非线性干扰观测器对系统干扰进行估计的前提下设计控制律,获得良好的控制效果,但是均假定外界干扰变化缓慢,近似于常值,实际上这种约束在工程实践中很难满足。Chen 等^[15]则不再要求干扰接近常值,指出对于变化率有界的干扰,此种观测器的估计误差有界,以此设计

的控制系统状态稳定,但是存在误差。卢昊等^[16]针对包含多源干扰的非线性导弹系统,通过此类非线性干扰观测器估计复合干扰,并将估计结果代入反演法的控制律中,提高系统的抗干扰性能;但是并没有考虑干扰观测器的估计误差对控制性能的影响。于靖等^[17]则采用改进的边界层自适应滑模控制抵消干扰观测器估计误差的影响,获得了非常好的控制效果。

本文提出了一种基于干扰观测器的自适应反演控制方法。在反演控制的基础上,利用干扰观测器估计动力学模型中的不确定项,抵消不确定项对控制系统的影响。此外,采用自适应方法进一步克服因为干扰观测器存在估计误差带来的系统不确定性,提高控制系统的鲁棒性。与其他研究相比不同之处在于:1) 以具有不确定性、强耦合特性的低速巡飞弹 BTT 控制系统模型作为研究对象;2) 将一种用来估计常值干扰的非线性干扰观测器应用在变化率有界的时变干扰的估计中,推导出估计误差的有界性,推广了这类非线性干扰观测器的应用范围;3) 反演控制的虚拟指令中加入抵消非匹配干扰的部分,提高了控制系统的抗干扰能力;4) 为抵消干扰观测器存在的有界干扰误差设计了自适应调节律,保证了系统在李雅普诺夫意义下的稳定性要求。该方法直接对多输入多输出控制系统进行反演控制律设计,解决了控制系统的各状态量耦合问题,抵消了系统干扰和不确定性带来的影响,系统不仅具有较强的鲁棒性能,同时也具备较好的瞬态响应性能。研究成果可为低速巡飞弹控制系统设计研究提供参考依据。

1 动力学建模

考虑以下3个因素:1) 低速巡飞弹,受周围复杂的气体流动特性影响,气动参数存在不确定性,导致动力学系数摄动较大;2) 巡飞弹体积小、质量小,飞行过程中受风等外界干扰的影响较大;3) 舵机作为控制系统的执行机构,并非理想环节,对控制量指令的响应有一定的偏差。为此,参考王娜等^[18]和王广山等^[19]研究成果,可将具有不确定项的巡飞弹动力学模型描述为

$$\begin{cases} \dot{x} = f_x(x) + \Delta f_x(x, t) + g_x(x)\omega + \\ \quad (g_{x1}(x) + \Delta g_{x1}(x, t))u + \Delta_x \\ \dot{\omega} = f_\omega(x, \omega) + \Delta f_\omega(x, \omega, t) + \\ \quad (g_\omega(x) + \Delta g_\omega(x, t))u + \Delta_\omega \end{cases} \quad (1)$$

其中

$$\mathbf{f}_x(\mathbf{x}) = \begin{pmatrix} 0 \\ -a_4\alpha \\ -b_4\beta \end{pmatrix} \quad (2)$$

$$\mathbf{g}_{x1}(\mathbf{x}) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -a_5 & 0 \\ 0 & 0 & -b_5 \end{pmatrix} \quad (3)$$

$$\mathbf{f}_\omega(\mathbf{x}, \boldsymbol{\omega}) = \begin{pmatrix} -c_1\omega_x \\ -a_1\omega_z - a_2\alpha + \frac{J_x - J_y}{J_z}\omega_x\omega_y \\ -b_1\omega_y - b_2\beta + \frac{J_z - J_x}{J_y}\omega_x\omega_z \end{pmatrix} \quad (4)$$

$$\mathbf{g}_\omega(\mathbf{x}) = \begin{pmatrix} -c_3 & 0 & 0 \\ 0 & -a_3 & 0 \\ 0 & 0 & -b_3 \end{pmatrix} \quad (5)$$

$$\Delta\mathbf{f}_x(\mathbf{x}, t) = \begin{pmatrix} 0 \\ -\Delta a_4\alpha \\ -\Delta b_4\beta \end{pmatrix} \quad (6)$$

$$\Delta\mathbf{g}_{x1}(\mathbf{x}, t) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\Delta a_5 & 0 \\ 0 & 0 & -\Delta b_5 \end{pmatrix} \quad (7)$$

$$\Delta\mathbf{f}_\omega(\mathbf{x}, \boldsymbol{\omega}, t) = \begin{pmatrix} -\Delta c_1\omega_x \\ -\Delta a_1\omega_z - \Delta a_2\alpha \\ -\Delta b_1\omega_y - \Delta b_2\beta \end{pmatrix} \quad (8)$$

$$\Delta\mathbf{g}_\omega(\mathbf{x}, t) = \begin{pmatrix} -\Delta c_3 & 0 & 0 \\ 0 & -\Delta a_3 & 0 \\ 0 & 0 & -\Delta b_3 \end{pmatrix} \quad (9)$$

$$\begin{cases} a_1 = -M_z^{\omega_z}/J_z \\ a_2 = -M_z^\alpha/J_z \\ a_3 = -M_z^{\delta_z}/J_z \\ a_4 = (Y^\alpha + P)/(mV) \\ a_5 = Y^{\delta_z}/(mV) \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} b_1 = -M_y^{\omega_y}/J_y \\ b_2 = -M_y^\beta/J_y \\ b_3 = -M_y^{\delta_y}/J_y \\ b_4 = (P - Z^\beta)/(mV) \\ b_5 = Z^{\delta_y}/(mV) \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} c_1 = -M_x^{\omega_x}/J_x \\ c_3 = -M_x^{\delta_x}/J_x \end{cases} \quad (12)$$

式中, 状态变量 $\mathbf{x} = [\gamma \ \alpha \ \beta]^\top$, $\boldsymbol{\omega} = [\omega_x \ \omega_z \ \omega_y]^\top$; 控制变量 $\mathbf{u} = [\delta_x \ \delta_z \ \delta_y]^\top$; t 为时间; γ, α, β 分别为滚转角、攻角和侧滑角;

$\omega_x, \omega_z, \omega_y$ 分别为滚转、俯仰和偏航角速度; $\delta_x, \delta_z, \delta_y$ 分别为滚转舵、升降舵和方向舵偏角; J_x, J_z, J_y 分别为巡飞弹相对于弹体坐标系各轴的转动惯量; $a_1 \sim a_5, b_1 \sim b_5, c_1$ 和 c_3 分别为俯仰、偏航、滚转通道的动力学系数的确定项; $M_z^{\omega_z}, M_z^\alpha, M_z^{\delta_z}$ 分别为俯仰力矩对俯仰角速度、攻角、升降舵偏角的导数, Y^α, Y^{δ_z} 分别为升力对攻角、升降舵偏角的导数, P 为推力, m 为弹体质量, V 为弹体速度; $M_y^{\omega_y}, M_y^\beta, M_y^{\delta_y}$ 分别为偏航力矩对偏航角速度、攻角、方向舵偏角的导数, Z^β, Z^{δ_y} 分别为侧向力对侧滑角、方向舵偏角的导数; $M_x^{\omega_x}, M_x^{\delta_x}$ 分别为滚转力矩对滚转角速度、滚转舵偏角的导数。 $\Delta a_1 \sim \Delta a_5, \Delta b_1 \sim \Delta b_5, \Delta c_1$ 和 Δc_3 为动力学系数摄动; Δ_x 为外界非匹配干扰, Δ_ω 为包含舵机跟踪误差和外界干扰的匹配干扰。

式 (1) 中 $\dot{\mathbf{x}}$ 的微分方程, 由于舵偏角引起的气动力相对较小, 可以将其看成外界干扰, 那么非线性控制系统 (1) 可分为确定项和不确定项两个部分。将动力学系数摄动与外界干扰组成的不确定项部分看成是系统复合干扰, 则非线性控制系统 (1) 可等效成

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}_x(\mathbf{x}) + \mathbf{g}_x(\mathbf{x})\boldsymbol{\omega} + \mathbf{d}_x \\ \dot{\boldsymbol{\omega}} = \mathbf{f}_\omega(\mathbf{x}, \boldsymbol{\omega}) + \mathbf{g}_\omega(\boldsymbol{\omega})\mathbf{u} + \mathbf{d}_\omega \end{cases} \quad (14)$$

式中, $\mathbf{d}_\omega = \Delta\mathbf{f}_\omega(\mathbf{x}, \boldsymbol{\omega}, t) + \Delta\mathbf{g}_\omega(\mathbf{x}, t)\mathbf{u} + \Delta_\omega$, $\mathbf{d}_x = \Delta\mathbf{f}_x(\mathbf{x}, t) + (\mathbf{g}_{x1}(\mathbf{x}) + \Delta\mathbf{g}_{x1}(\mathbf{x}, t))\boldsymbol{\omega} + \Delta_x$ 。

2 控制器设计

本节对非线性控制系统设计基于干扰观测器的自适应反演控制器, 使得控制系统在满足稳定性和鲁棒性的前提下, 能够快速准确跟踪指令信号, 具有良好的瞬态响应性能。

2.1 非线性干扰观测器设计

由上述分析可知, 巡飞弹系统存在很大的由参数摄动和外界干扰组合而成的复合干扰, 并且这种干扰是时变的。如果不对系统的复合干扰进行实时估计补偿, 单纯在反演控制中加入自适应控制律, 会导致系统发生抖振, 跟踪精度达不到工程实际要求。针对巡飞弹 BTT 控制系统这种外界有时变干扰、参数有很大不确定性的非线性耦合系统, 复合干扰的估计是必要的。本文设计的非线性干扰观测器允许复合干扰存在有界的变化

率, 只需根据系统标称模型, 实时获得系统的可量测状态量就可以对干扰进行估计, 估计误差在短时间内收敛, 具有实现简单、运算快速的优点。

以式(14)中 $\dot{\mathbf{x}}$ 的微分方程为例介绍非线性干扰观测器的设计原理^[13]。

假设 \mathbf{d}_x 的变化率满足 $\|\dot{\mathbf{d}}_x\| \leq \Omega_x$, 并将非线性干扰观测器设计为如下形式

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{d}}}_x = \mathbf{z}_x + \mathbf{p}_x(\mathbf{x}) \\ \dot{\mathbf{z}}_x = -\mathbf{l}_x(\mathbf{x})\mathbf{z}_x - \mathbf{l}_x(\mathbf{x})(\mathbf{p}_x(\mathbf{x}) + \mathbf{f}_x(\mathbf{x}) + \mathbf{g}_x(\mathbf{x})\boldsymbol{\omega}) \end{cases} \quad (15)$$

式中, $\hat{\mathbf{d}}_x$ 为干扰观测器的输出, 是 \mathbf{d}_x 的估计值;

\mathbf{z}_x 为干扰观测器的中间变量; $\mathbf{l}_x(\mathbf{x}) = \frac{\partial \mathbf{p}_x(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}}$,

$\mathbf{p}_x(\mathbf{x}) = [p_x^1(\mathbf{x}) \quad p_x^2(\mathbf{x}) \quad p_x^3(\mathbf{x})]^T$ 为待设计的非线性函数矩阵。为简化设计, 一般令 $p_x(\mathbf{x}) = [p_x^1(\gamma) \quad p_x^2(\alpha) \quad p_x^3(\beta)]^T$, 则 $\mathbf{l}_x(\mathbf{x})$ 变为对角矩阵的形式, 即 $\mathbf{l}_x(\mathbf{x}) = \text{diag}([l_x^1(\gamma), l_x^2(\alpha), l_x^3(\beta)])$, $l_x^1(\gamma) = \frac{\partial p_x^1(\gamma)}{\partial \gamma}$, $l_x^2(\alpha) = \frac{\partial p_x^2(\alpha)}{\partial \alpha}$, $l_x^3(\beta) = \frac{\partial p_x^3(\beta)}{\partial \beta}$ 。

令干扰观测器的估计误差 $\tilde{\mathbf{d}}_x = \mathbf{d}_x - \hat{\mathbf{d}}_x =$

$[\tilde{d}_\gamma \quad \tilde{d}_\alpha \quad \tilde{d}_\beta]^T$, 则估计误差的导数 $\dot{\tilde{\mathbf{d}}}_x$ 为

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\mathbf{d}}}_x &= \dot{\mathbf{d}}_x - \dot{\hat{\mathbf{d}}}_x = \dot{\mathbf{d}}_x - \dot{\mathbf{z}}_x - \dot{\mathbf{p}}_x \\ &= \dot{\mathbf{d}}_x + \mathbf{l}_x \mathbf{z}_x + \mathbf{l}_x (\mathbf{p}_x + \mathbf{f}_x + \mathbf{g}_x \boldsymbol{\omega}) - \mathbf{l}_x (\mathbf{f}_x + \mathbf{g}_x \boldsymbol{\omega} + \mathbf{d}_x) \\ &= \dot{\mathbf{d}}_x - \mathbf{l}_x \tilde{\mathbf{d}}_x \end{aligned} \quad (16)$$

将上式写成标量的形式, 即

$$\dot{\tilde{d}}_x^i = \dot{d}_x^i - l_x^i \tilde{d}_x^i \quad (17)$$

式(17)是关于 \tilde{d}_x^i 的一阶线性微分方程, 如果 l_x^i 是常数, 其解为

$$\tilde{d}_x^i = e^{-l_x^i t} \int_0^t \dot{d}_x^i e^{l_x^i t} dt + \tilde{d}_x^i(0) e^{-l_x^i t} \quad (18)$$

将 $-\Omega_x^i \leq \dot{d}_x^i \leq \Omega_x^i$ 代入式(18)可得

$$\begin{cases} \tilde{d}_x^i(t) \geq e^{-l_x^i t} \left(\tilde{d}_x^i(0) + \frac{\Omega_x^i}{l_x^i} \right) - \frac{\Omega_x^i}{l_x^i} \\ \tilde{d}_x^i(t) \leq e^{-l_x^i t} \left(\tilde{d}_x^i(0) - \frac{\Omega_x^i}{l_x^i} \right) + \frac{\Omega_x^i}{l_x^i} \end{cases} \quad (19)$$

由式(19)可知, 若 $l_x^i > 0$, 则当 $t \rightarrow \infty$ 时, 干扰观测器估计误差 \tilde{d}_x^i 取值范围为

$$-\Omega_x^i / l_x^i \leq \tilde{d}_x^i(\infty) \leq \Omega_x^i / l_x^i \quad (20)$$

若 $\Omega_x = 0$, 则非线性干扰观测器的估计误差收敛到原点, 估计常值干扰是这种干扰观测器最佳的适用范围, 但是对于动力学系数摄动与外界干扰组成的复合干扰而言, 假定其为常值并不切合实际。可以看出, 当 $l_x^i > 0$ 时, 非线性干扰观测器的估计误差收敛, 收敛半径为 $r_{d_x} = \max\{\Omega_x^i / l_x^i, i = 1, 2, 3\}$ 。因此, 只要合理设计常数 l_x^i , 然后进一步确定 $\mathbf{p}_x(\mathbf{x}) = [l_x^1 \gamma \quad l_x^2 \alpha \quad l_x^3 \beta]$, 就能够设计出估计误差收敛到允许范围的干扰观测器, 同时估计误差 $\tilde{d}_x^i(t)$ 是关于 t 的有界函数。

同理, 设计式(14)中 $\dot{\boldsymbol{\omega}}$ 的非线性干扰观测器, 其干扰观测器估计误差同样有界。

2.2 自适应反演控制律设计

基于反演控制的思想, 将设计的干扰观测器估计的匹配干扰和非匹配干扰代入到反演控制的每一步中, 并为干扰观测器存在的估计误差设计相应的自适应控制律, 抵消其对控制系统的影响, 以提高巡飞弹控制系统的鲁棒性。

对于加入干扰观测器的巡飞弹控制系统可进一步表示为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}_x(\mathbf{x}) + \mathbf{g}_x(\mathbf{x})\boldsymbol{\omega} + \hat{\mathbf{d}}_x + \tilde{\mathbf{d}}_x \\ \dot{\boldsymbol{\omega}} = \mathbf{f}_\omega(\mathbf{x}, \boldsymbol{\omega}) + \mathbf{g}_\omega(\boldsymbol{\omega})\mathbf{u} + \hat{\mathbf{d}}_\omega + \tilde{\mathbf{d}}_\omega \end{cases} \quad (21)$$

式中, $\tilde{\mathbf{d}}_\omega = \mathbf{d}_\omega - \hat{\mathbf{d}}_\omega = [\tilde{d}_{\omega_x} \quad \tilde{d}_{\omega_z} \quad \tilde{d}_{\omega_y}]^T$ 。

利用反演控制思想, 对这样一个严格反馈两级非线性系统设计控制律来抵消非匹配项干扰和匹配项干扰, 具体包括以下两个步骤:

第1步: 非匹配项干扰的抵消

针对非匹配项干扰, 在控制量中加入上节介绍的干扰观测器估计值和对估计误差设计的自适应律予以抵消。

考虑角跟踪误差微分方程

$$\dot{\mathbf{x}}_c = \mathbf{f}_x + \mathbf{g}_x \boldsymbol{\omega} + \hat{\mathbf{d}}_x + \tilde{\mathbf{d}}_x - \dot{\mathbf{x}}_c \quad (22)$$

式中, $\mathbf{x}_c = [\gamma_c \quad \alpha_c \quad \beta_c]^T$ 为角参考指令, $\mathbf{e}_x = \mathbf{x} - \mathbf{x}_c$ 为角跟踪误差。

根据反演法虚拟控制的思想, 将 $\boldsymbol{\omega}$ 看成虚拟控制量, 通过设计虚拟控制指令 $\boldsymbol{\omega}_c$, 使得 \mathbf{e}_x 趋近于0。观察 \mathbf{g}_x 的表达式可知, \mathbf{g}_x 对于任意的 α, β 均可逆, 令其逆矩阵为 \mathbf{g}_x^{-1} , 同时非匹配项干扰的估计值 $\hat{\mathbf{d}}_x$ 已知, 则存在理想的虚拟控制指令 $\boldsymbol{\omega}_c^*$

$$\boldsymbol{\omega}_c^* = -\mathbf{g}_x^{-1}(\mathbf{f}_x + \hat{\mathbf{d}}_x + \tilde{\mathbf{d}}_x - \dot{\mathbf{x}}_c + \mathbf{k}_x \mathbf{e}_x) \quad (23)$$

使得 $\dot{\mathbf{e}}_x = -\mathbf{k}_x \mathbf{e}_x + \mathbf{g}_x \mathbf{e}_\omega$ 。其中, $\mathbf{e}_\omega = \boldsymbol{\omega} - \boldsymbol{\omega}_c$ 为角速度跟踪误差, \mathbf{k}_x 为待设计的正的参数。

然而, \tilde{d}_x 不可知, 理想的虚拟控制指令 ω_c^* 是取不到的。同时, \dot{e}_x 的表达式中含有 $g_x e_\omega$, 而在反演法的第一步中无法获知 e_ω , 但可以通过下一步设计使其渐进收敛到原点附近的邻域, 则可将 $g_x e_\omega$ 看成有界的不确定项。为此, 这里采用非线性干扰观测器求得复合干扰的估计值 \hat{d}_x , 并通过选择合适的自适应调节律补偿干扰观测器估计误差 \tilde{d}_x 及不确定项 $g_x e_\omega$ 对系统的影响, 设计角速度虚拟控制指令 ω_c 为

$$\omega_c = -g_x^{-1}(f_x + \hat{d}_x + \hat{\rho}_x \frac{c_x e_x}{(e_x^T e_x + \varepsilon_x^2)^{0.5}} - \dot{x}_c + k_x e_x) \quad (24)$$

式中, ρ_x 是误差上界, 即 $\rho_x \geq \|\tilde{d}_x\| + \|g_x e_\omega\|$, 为一常值, 则 $\dot{\rho}_x = 0$ 。 $\hat{\rho}_x$ 为 ρ_x 的估计值。其自适应调节律为

$$\dot{\hat{\rho}}_x = \lambda_x \frac{c_x \|e_x\|^2}{(e_x^T e_x + \varepsilon_x^2)^{0.5}} \quad (25)$$

将式 (24) 和 (25) 代入式 (22) 可得

$$\begin{aligned} \dot{e}_x &= f_x + g_x(\omega_c + e_\omega) + \tilde{d}_x - \dot{x}_c \\ &= \tilde{d}_x - \hat{\rho}_x \frac{c_x e_x}{(e_x^T e_x + \varepsilon_x^2)^{0.5}} - k_x e_x + g_x e_\omega \end{aligned} \quad (26)$$

考虑李雅普诺夫函数 V_1

$$V_1 = \frac{1}{2} e_x^T e_x + \frac{1}{2\lambda_x} \tilde{\rho}_x^2 \quad (27)$$

式中, $\tilde{\rho}_x = \rho_x - \hat{\rho}_x$, 则 $\dot{\tilde{\rho}}_x = \dot{\rho}_x - \dot{\hat{\rho}}_x = -\dot{\hat{\rho}}_x$ 。

对 V_1 求导可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_x^T \dot{e}_x + \frac{1}{\lambda_x} \tilde{\rho}_x \dot{\tilde{\rho}}_x \\ &= e_x^T (\tilde{d}_x + g_x e_\omega) - \rho_x \frac{c_x \|e_x\|^2}{(e_x^T e_x + \varepsilon_x^2)^{0.5}} - e_x^T k_x e_x \\ &\leq \|e_x\| \rho_x - \rho_x \frac{c_x \|e_x\|^2}{(e_x^T e_x + \varepsilon_x^2)^{0.5}} - e_x^T k_x e_x \end{aligned} \quad (28)$$

当 $c_x > 1$, $\|e_x\| \geq \frac{\varepsilon_x}{(c_x^2 - 1)^{0.5}}$ 时, $\dot{V}_1 \leq -e_x^T k_x e_x$, 故角跟踪误差 e_x 渐进收敛到原点附近的一个邻域内。

第2步: 匹配项干扰的抵消

针对匹配项干扰, 利用同非匹配项干扰一样的方法予以抵消。

考虑角速度跟踪误差微分方程

$$\dot{e}_\omega = f_\omega(x, \omega) + g_\omega(\omega)u + \hat{d}_\omega + \tilde{d}_\omega - \dot{\omega}_c \quad (29)$$

通过设计控制量 u , 使得 e_ω 趋近于0。观察 g_ω

表达式可知, g_ω 是关于动力学系数的对角矩阵, 可逆, 令其逆矩阵为 g_ω^{-1} , 同时匹配项干扰的估计值 \hat{d}_ω 已知, 则存在理想的控制量 u^*

$$u^* = -g_\omega^{-1}(f_\omega + \hat{d}_\omega + \tilde{d}_\omega - \dot{\omega}_c + k_\omega e_\omega) \quad (30)$$

使得 $\dot{e}_\omega = -k_\omega e_\omega$ 。其中, k_ω 为待设计的正的控制参数。

与第1步相同, \tilde{d}_ω 不可知。此外, 为了避免计算膨胀问题, 采用最速跟踪微分器^[20] 求解 $\dot{\omega}_c$, 求解值为 $\hat{\omega}_c$, 求解误差为 $\tilde{\omega}_c = \dot{\omega}_c - \hat{\omega}_c$ 有界; 舵机并非理想环节, 对指令的响应有一定的延迟和偏差, 对于舵机响应实时指令的误差记为 e_u , 选择合适的自适应律补偿 \tilde{d}_ω , $\tilde{\omega}_c$ 和 e_u 系统的影响, 设计舵偏角控制量 u 为

$$u = -g_\omega^{-1} \left(f_\omega + \hat{d}_\omega + \hat{\rho}_\omega \frac{c_\omega e_\omega}{(e_\omega^T e_\omega + \varepsilon_\omega^2)^{0.5}} - \hat{\omega}_c + k_\omega e_\omega \right) \quad (31)$$

式中, ρ_ω 是误差上界, 即 $\rho_\omega \geq \|\tilde{d}_\omega\| + \|\tilde{\omega}_c\| + \|e_u\|$, 为一常值, 则 $\dot{\rho}_\omega = 0$ 。 $\hat{\rho}_\omega$ 为 ρ_ω 的估计值, 其自适应调节律为

$$\dot{\hat{\rho}}_\omega = \lambda_\omega \frac{c_\omega \|e_\omega\|^2}{(e_\omega^T e_\omega + \varepsilon_\omega^2)^{0.5}} \quad (32)$$

式中, λ_ω , c_ω , ε_ω 为待设计的正的参数。

将式 (31) 和 (32) 代入式 (29) 可得

$$\begin{aligned} \dot{e}_\omega &= f_\omega + g_\omega u + \tilde{d}_\omega - \dot{\omega}_c \\ &= \tilde{d}_\omega - \tilde{\omega}_c - \hat{\rho}_\omega \frac{c_\omega e_\omega}{(e_\omega^T e_\omega + \varepsilon_\omega^2)^{0.5}} - k_\omega e_\omega \end{aligned} \quad (33)$$

考虑李雅普诺夫函数 V_2

$$V_2 = \frac{1}{2} e_\omega^T e_\omega + \frac{1}{2\lambda_\omega} \tilde{\rho}_\omega^2 \quad (34)$$

式中, $\tilde{\rho}_\omega = \rho_\omega - \hat{\rho}_\omega$, 则 $\dot{\tilde{\rho}}_\omega = \dot{\rho}_\omega - \dot{\hat{\rho}}_\omega = -\dot{\hat{\rho}}_\omega$ 。

对 V_2 求导可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= e_\omega^T \dot{e}_\omega + \tilde{\rho}_\omega \dot{\tilde{\rho}}_\omega \\ &= e_\omega^T (\tilde{d}_\omega - \tilde{\omega}_c) - \rho_\omega \frac{c_\omega \|e_\omega\|^2}{(e_\omega^T e_\omega + \varepsilon_\omega^2)^{0.5}} - e_\omega^T k_\omega e_\omega \\ &\leq \rho_\omega \|e_\omega\| - \rho_\omega \frac{c_\omega \|e_\omega\|^2}{(e_\omega^T e_\omega + \varepsilon_\omega^2)^{0.5}} - e_\omega^T k_\omega e_\omega \end{aligned} \quad (35)$$

当 $c_\omega > 1$, $\|e_\omega\| \geq \frac{\varepsilon_\omega}{(c_\omega^2 - 1)^{0.5}}$ 时, $\dot{V}_2 \leq -e_\omega^T k_\omega e_\omega$, 故角速度跟踪误差 e_ω 渐进收敛到原点

附近的一个邻域内。

综上, 对于式 (1) 这个包含不确定项的非线性系统, 将动力学系数摄动和外界干扰看作复合干扰, 采用式 (15) 所示的非线性干扰观测器估计等效干扰, 同时为其存在的估计误差设计相应自适应控制律。将干扰观测器的估计结果和为抵消干扰观测器估计误差而设计的自适应控制律一起代入如式 (24) 和 (31) 所示的反演控制律中, 自适应调节律分别选择式 (25) 和 (32) 的形式, 以此来抵消系统不确定项的影响, 保证闭环系统的渐进稳定。

3 数值仿真

3.1 仿真方案

为验证本文所研究的基于干扰观测器的自适应反演控制方法的正确性与有效性, 将上述控制律用于低速巡飞弹倾斜转弯控制的数值仿真, 并将仿真结果与没有干扰观测器的自适应反演控制仿真结果进行对比研究。

仿真条件如下: 巡飞弹飞行速度为 40 m/s, 飞行高度为 300 m; 转动惯量 $J_x = 0.64 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, $J_y = 0.79 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, $J_z = 0.64 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$; 动力学系数均向上摄动 20%, 外界环境干扰为 $\Delta_x = [0.7 \sin \pi t \ 0.7 \cos \pi t \ 0.6 \cos \pi t]^T \text{ rad/s}$, $\Delta_\omega = [-4 \sin \pi t \ -3 \cos \pi t \ -6 \cos \pi t]^T \text{ rad/s}^2$; 滚转角和攻角的跟踪指令信号分别是幅值为 35° , 10° 的阶跃信号和正弦信号, 正弦信号的周期为 1.5 s, 侧滑角跟踪指令信号为 $\beta_c = 0$; 反演控制参数 $\mathbf{k}_x = \text{diag}([4 \ 3 \ 20])$, $\mathbf{k}_\omega = \text{diag}([80 \ 30 \ 50])$; 非线性干扰观测器参数 $\mathbf{l}_x = 100 \text{diag}([1 \ 1 \ 1])$, $\mathbf{l}_\omega = 100 \text{diag}([1 \ 1 \ 1])$, 则 $\mathbf{p}_x(\mathbf{x}) = [l_x^1 \gamma \ l_x^2 \alpha \ l_x^3 \beta]$, $\mathbf{p}_\omega(\omega) = [l_\omega^1 \omega_x \ l_\omega^2 \omega_z \ l_\omega^3 \omega_y]$; 自适应律参数 $\hat{\rho}_x$, $\hat{\rho}_\omega$ 初始值为 0, $\lambda_x = 10$, $\lambda_\omega = 10$, $c_x = c_\omega = 1.1$, $\epsilon_x = \epsilon_\omega = 0.1$ 。

动力学系数如表 1 所示。

表 1 动力学系数仿真参数表

Tab. 1 Dynamic coefficient simulation parameter

a_1	a_2	a_3	a_4	a_5
0.827 9	39.100 8	98.901 9	2.767 4	0.875 9
b_1	b_2	b_3	b_4	b_5
0.439 0	10.434 6	29.813 2	0.635 4	0.336 1
c_1	c_3			
6.490 7	207.004 0			

舵机作为控制系统的执行机构, 其对控制系统的影响至关重要, 故而在仿真中加入舵机模型

$$\ddot{c}(t) + 160\dot{c}(t) + 10\,000c(t) = 10\,000r(t) \quad (36)$$

式中, $c(t)$ 是舵机系统输出量, $r(t)$ 是舵机系统输入量。

3.2 阶跃信号输入仿真结果

阶跃信号是控制系统最严格的输入条件, 图 1~5 给出了输入为阶跃信号的仿真结果对比曲线, 分析仿真结果可以得到以下几点结论:

1) 从图 1 可以看出, 非线性干扰观测器估计误差在短时间内收敛到一个很小的范围内, 但是在收敛之前估计误差相对较大, 估计误差的存在对控制系统瞬态响应性能和鲁棒性都有影响;

2) 从图 2~3 可以看出, 有干扰观测器的自适应反演控制系统具有跟踪精度高, 系统响应抖振极小, 调节时间短等优点, 而没有干扰观测器的自适应反演控制系统响应抖振剧烈, 始终不能稳定在期望终值, 跟踪精度达不到工程实践的要求;

3) 从图 4 可以看出, 两种控制方法侧滑角均在 3° 以内, 这说明利用多输入多输出的反演法能够解决巡飞弹倾斜转弯带来的耦合问题, 并且有干扰观测器的自适应反演控制系统能够快速将侧滑角控制在 0° , 为其他两个通道响应制导指令, 实现巡飞弹 BTT 控制提供了有利条件;

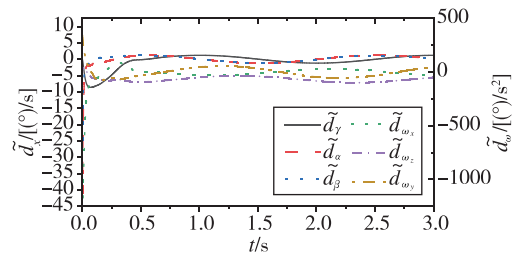


图 1 干扰估计误差

Fig. 1 Angle disturbance estimation error

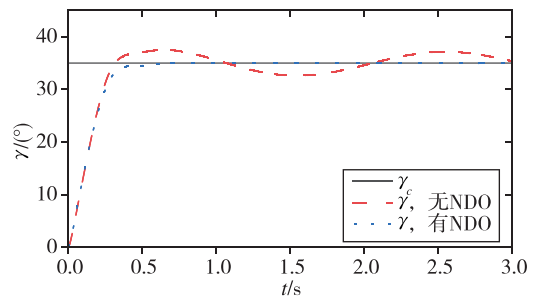


图 2 滚转角跟踪对比

Fig. 2 Roll angle tracking contrast

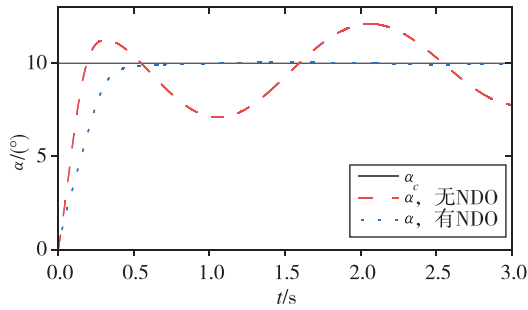


图3 攻角跟踪对比

Fig. 3 Attack angle tracking contrast

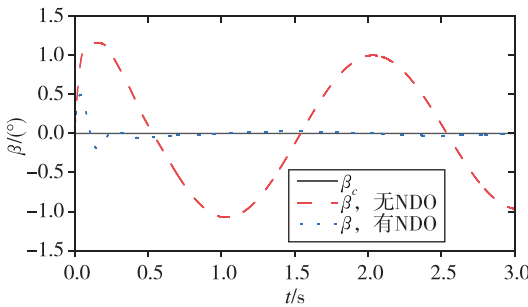


图4 侧滑角跟踪对比

Fig. 4 Sideslip angle tracking contrast

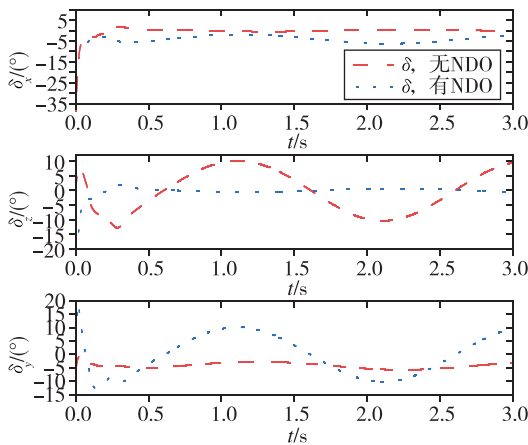


图5 舵偏角对比

Fig. 5 Rudder angle contrast

4) 从图5可以看出,两种控制方法舵偏角的变化范围及变化速率均在允许范围内,无剧烈振荡,不会突破舵机执行的物理限制,便于舵机执行。

3.3 正弦信号输入仿真结果

正弦输入信号可以考察控制系统对于变化的输入指令的响应能力,图6~10给出了输入为正弦信号的仿真结果对比曲线,分析仿真结果可以得到以下几点结论:

1) 从图7~8可以看出,有干扰观测器的自适

应反演控制系统比没有干扰观测器的自适应反演控制系统相位滞后要小;同时可以看出,没有干扰观测器的自适应反演控制系统对信号幅值的放大作用明显,跟踪精度较差;

2) 从图9可以看出,虽然滚转角和攻角随指令周期性变化,但是两种控制方法的侧滑角仍然在 3° 以内,这更能说明利用反演法能够解决俯仰和滚转角速度对侧滑角和侧滑角速度的耦合问题。只是有干扰观测器的自适应反演控制系统能够快速准确地将侧滑角控制在 0° ,表现出更好的控制性能;

3) 从图10可以看出,两种控制方法舵偏角的变化范围及变化速率均在允许范围内,无剧烈振荡,不会突破舵机执行的物理限制,便于舵机执行。

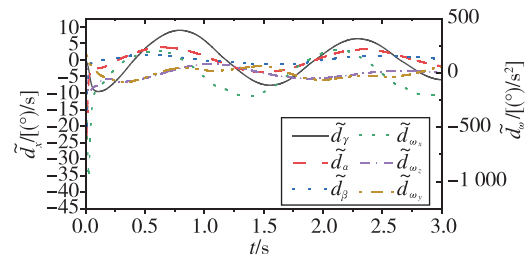


图6 角度干扰估计误差

Fig. 6 Angle disturbance estimation error

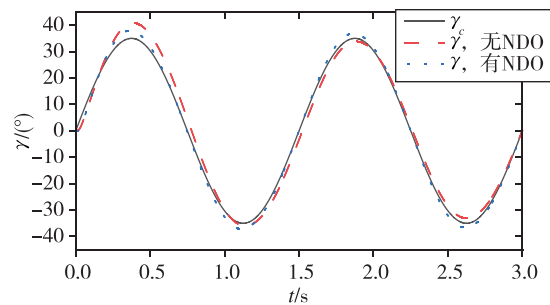


图7 滚转角跟踪对比

Fig. 7 Roll angle tracking contrast

4 结论

本文针对低速巡飞弹倾斜转弯时控制系统存在耦合与不确定项的问题,研究了一类基于干扰观测器的自适应反演控制方法。非线性干扰观测器不需对系统的诸多干扰进行准确建模,能够快速准确地估计出匹配干扰和非匹配干扰,为反演控制提供了前提条件,同时能够避免传统鲁棒控制由于无法获知干扰全部信息而工作在非最优状

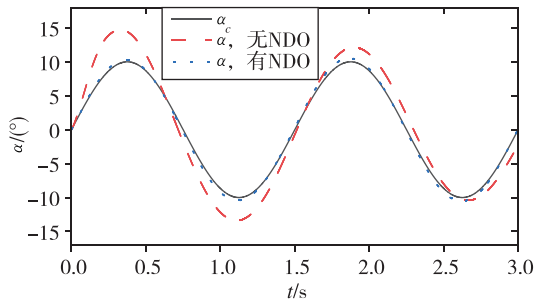


图8 攻角跟踪对比

Fig. 8 Attack angle tracking contrast

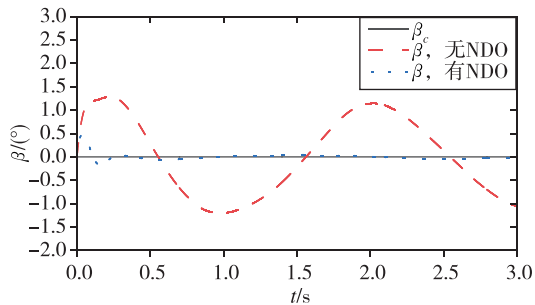


图9 侧滑角跟踪对比

Fig. 9 Sideslip angle tracking contrast

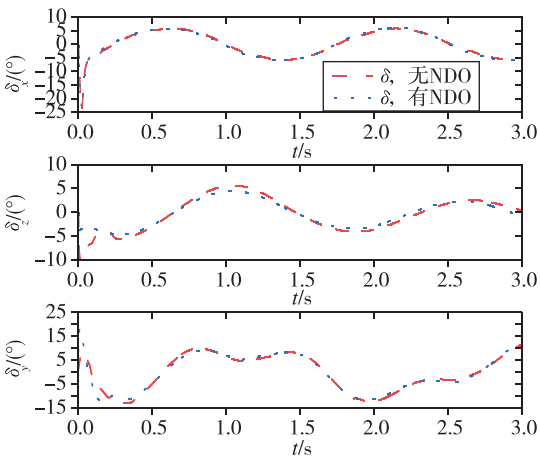


图10 舵偏角对比

Fig. 10 Rudder angle contrast

态下导致的稳态误差过大现象。与系统实际干扰相比,干扰观测器的估计误差是个小量,而利用自适应调节律抵消这部分的影响,不会出现如前所述的稳态误差较大现象。仿真结果表明,基于干扰观测器的自适应反演控制方法相比于传统的自适应控制,能够更加快速准确跟踪角参考指令,控制系统具有强鲁棒性。

参考文献

- [1] Tang X M, Cao Y, Pu B, et al. A study on formation configuration design for long rang anti-radiation loitering munitions[C]. 2015 27th Chinese Control and Decision Conference (CCDC), IEEE, 2015.
- [2] 纪秀玲, 何光林. 管式发射巡飞弹的气动特点及设计[J]. 北京理工大学学报, 2008, 28(11): 953-956+961.
- [3] 孙向宇, 晁涛, 王松艳, 等. 考虑通道耦合因素的制导控制一体化设计方法[J]. 宇航学报, 2016, 37(8): 936-945.
- [4] 魏明, 王华. 巡飞器无舵偏情况下的气动数值分析[J]. 飞行力学, 2010, 28(2): 59-62.
- [5] 后德龙, 何平, 张锐, 等. 导弹 BTT 协调控制及参数设计方法[J]. 现代防御技术, 2018, 46(2): 51-56.
- [6] 童春霞, 王正杰, 张天桥. BTT 导弹的变结构解耦控制系统设计[J]. 宇航学报, 2006, 27(1): 27-30.
- [7] Mattei G, Monaco S. Nonlinear autopilot design for an asymmetric missile using robust backstepping control[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2014, 37(5): 1462-1476.
- [8] 魏铃, 刘册中, 屈秀敏. BTT 导弹的变结构控制器设计[J]. 电光与控制, 2016, 23(12): 61-64.
- [9] 王昭磊, 王青, 冉茂鹏, 等. 基于自适应模糊滑模的复合控制导弹制导控制一体化反演设计[J]. 兵工学报, 2015, 36(1): 78-86.
- [10] 方群, 王祥. 基于在线 RBF 神经网络的 BTT 导弹控制器设计[J]. 西北工业大学学报, 2014(3): 446-450.
- [11] 杜立夫, 张瑞, 赵志芳, 闵勇. 基于 ESO 的 BTT 飞行器多变量解耦控制方法研究[J]. 上海航天, 2018, 35(1): 81-86.
- [12] 马建伟, 杨伟姐, 宋晓娜, 等. BTT 导弹基于扩张状态观测器的滑模控制律设计[J]. 计算机测量与控制, 2014, 22(11): 3633-3635+3638.
- [13] 李雯雯, 姜长生. 基于动态逆非线性干扰观测器的 BTT 导弹自动驾驶仪设计[J]. 航空兵器, 2008(3): 29-35.
- [14] 陈阳, 马建伟. 基于非线性干扰观测器的旋转导弹动态逆控制器设计[J]. 火力与指挥控制, 2018, 43(8): 156-159.
- [15] Chen W H, Guo L. Analysis of disturbance observer based control for nonlinear systems under disturbances with bounded variation[C]. Proceedings of Control 2004, UK, 2004.

- [16] 卢昊,王娜,乔建忠,等.基于非线性干扰观测器的导弹系统指令滤波反步控制[C].西安:中国控制会议,2013:4311-4316.
- [17] 于靖,陈谋,姜长生.基于干扰观测器的非线性不确定系统自适应滑模控制[J].控制理论与应用,2014,31(8):993-999.
- [18] 王娜,孙瑞胜,杨智刚,等.低速巡飞器倾斜转弯鲁棒反演控制律设计[J].兵工学报,2018,39(3):494-501.
- [19] 王广山,王江.基于LQR的BTT导弹自动驾驶仪设计[J].弹箭与制导学报,2018,38(3):75-78+83.
- [20] 韩京清,王伟.非线性跟踪—微分器[J].系统科学与数学,1994,14(2):177-183.

引用格式:卢庆立,孙瑞胜,王娜,等.低速巡飞弹非匹配干扰观测控制器设计[J].宇航总体技术,2021,5(5):18-26.

Citation: Lu Q L, Sun R S, Wang N, et al. Disturbance observer based control for low-speed loitering missile with unmatched disturbance [J]. Astronautical Systems Engineering Technology, 2021, 5(5): 18-26.