基于高增益观测器的航迹角自适应反步控制

陈 伟 卢京潮 袁燎原 章卫国

(西北工业大学 自动化学院, 西安 710129)

摘 要: 针对飞行控制系统中状态向量不完全可测量的问题,设计了一种高增益神经网络自适应观测器.在常规高增益观测器的基础上引入径向基(RBF, Radial Basis Function)网络自适应项,对建模误差和外界干扰进行在线估计.将高增益观测器与基于动态面的反步控制相结合,提出了一种神经网络自适应反步控制方法.引入一阶滤波器,避免了传统反步控制中的"计算膨胀"问题.基于 Lyapunov 稳定性理论,给出自适应输出反馈控制器和 RBF 网络权值向量的自适应律,并证明了闭环系统是半全局一致有界.从航迹角控制系统仿真结果可以看出,航迹角能够较好地跟踪指令信号,不受建模误差和外界干扰的影响,所设计的观测器具有良好的收敛性,控制系统具有较高的鲁棒性.

关 键 词: 高增益观测器; 反步; 动态面; 自适应控制; 径向基网络; 航迹角

中图分类号: TP 273

文献标识码: A **文 章 编 号**: 1001-5965(2013)10-1414-07

Adaptive backstepping control for flight path angle based on high gain observer

Chen Wei Lu Jingchao Yuan Liaoyuan Zhang Weiguo

(College of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710129, China)

Abstract: An adaptive neural network high gain observer was designed to solve the problem that the states of the flight control system were not absolutely measurable. The adaptive items based on the radial basis function (RBF) network were introduced into the general high gain observer on purpose of the on-line estimation of the modeling errors and the external disturbances. With the combination of the high gain observer and the backstepping control based on the dynamic surface, an adaptive neural network backstepping control approach was proposed. The traditional problem of explosion of calculation in the backstepping control was avoided by the introduction of the first-order filter. The adaptive output feedback controller and the adaptive laws of the RBF network weight vectors were obtained on the basis of the Lyapunov stability theory. It is proved that the closed-loop system is semi-globally and uniformly bounded. The simulation results of the flight path angle control system show that the flight path angle can track the command signal without the effect of the modeling errors and the external disturbances, the convergence of the observer is concluded and the robustness of the control system is verified.

Key words: high gain observer; backstepping; dynamic surface; adaptive control; radial basis function network; flight path angle

近几年来,基于非线性模型的自适应飞行控制是国内外学者的研究热点之一,其中自适应反步控制受到了较多的关注[1-3].文献[4]设计了一种超机动飞行的非线性鲁棒自适应反步控制系

收稿日期: 2012-12-31; **网络出版时间**: 2013-10-24 14:47

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20131024.1447.005.html

基金项目: 国家自然基金资助项目(60974146); 航空科学基金资助项目(20100753009)

作者简介: 陈 伟(1986-),男,湖北随州人,博士生,chenwei1298@mail.nwpu.edu.cn.

统,模型不确定性和外界干扰由 RBF(Radial Basis Function)网络在线补偿,完成了在系统控制增益矩阵未知,同时存在外界干扰情况下的鲁棒飞行控制系统设计. 文献[5]设计了一种基于滤波器的迎角反步控制系统,避免了直接计算虚拟控制信号的导数,当滤波器中存在限幅环节时,通过设计补偿器保证了控制系统的稳定性. 但在实际应用中,受到实际硬件条件的限制,一些状态变量不可测量或者测量精度不高,需要对这些状态进行估计,状态观测器被认为是有效的解决方案.

目前,非线性观测器迅速发展,如高增益观测器[6],滑模观测器[7],降阶观测器[8]. 然而这些观测器对模型的精度要求较高,建模误差和外界干扰会引起较高的观测误差. 文献[9]设计了一种基于前馈(BP, Back Propagation)网络的观测器,该观测器由一个线性观测器和神经网络逼近项组成,对模型精度要求较低,但需要在非线性方程中分离出一个线性状态阵,找到合适的线性状态阵并非易事. 文献[10]针对一类单输入单输出(SISO, Single Input Single Output)非线性不确定系统,设计了一种高增益模糊自适应观测器,并与反步控制相结合,通过模糊逻辑系统来逼近未知函数,使输出较好地跟踪指令信号. 由于是针对具有特殊结构的非线性系统,该控制方法适用范围有限. 本文在文献[4,10]的基础上,针对飞机非线性模型,设计了一种高增益神经网络自适应观测器,将高增益观测器与基于动态面的反步控制相结合,提出了一种神经网络自适应反步控制方法.

1　非线性飞机模型

本文以一种小型 V 字尾无人机为研究对象,如图 1 所示.

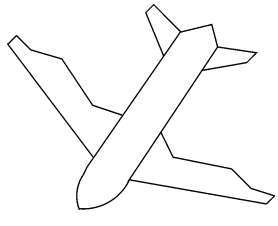

图 1　V 字尾无人机

V 字尾舵面以不同组合方式偏转时,可以产生俯仰力矩和偏航力矩,令对应的舵面偏角分别为 δ_e 和 δ_r. 飞机纵向航迹角控制系统为

$$\left.\begin{aligned}\dot{\gamma} &= f_1(\boldsymbol{x}) + g_1\alpha + d_1(t)\\ \dot{\alpha} &= f_2(\boldsymbol{x}) + q + d_2(t)\\ \dot{q} &= f_3(\boldsymbol{x}) + g_2\delta_e + d_3(t)\end{aligned}\right\} \tag{1}$$

其中

$$f_1(\boldsymbol{x}) = \frac{T\sin\alpha + Q_a S_w(C_{L0} + C_{L_{\delta_e}}\delta_e)}{MV} - \frac{g\cos\gamma}{V}$$

$$f_2(\boldsymbol{x}) = -\frac{T\sin\alpha + L}{MV} + \frac{g\cos\gamma}{V}$$

$$f_3(\boldsymbol{x}) = \frac{Q_a S_w c_A[C_{m0} + C_{m\alpha}\alpha + C_{mq}qc_A/(2V)] + TZ_T}{I_y}$$

$$g_1 = \frac{Q_a S_w C_{L\alpha}}{MV}$$

$$g_2 = \frac{Q_a S_w c_A C_{m\delta_e}}{I_y}$$

其中,$\boldsymbol{x}$ 为状态向量,由航迹角 γ,迎角 α 和俯仰角速率 q 组成. 在实际应用中,小型无人机没有安装 α 传感器,α 不可测量;M 为飞机质量;g 为重力加速度;V 为飞行速度;L 为升力;T 为发动机推力;Q_a 为动压;S_w 为机翼参考面积;c_A 为机翼平均几何弦长;Z_T 为动力位置;I_y 为飞机绕机体纵轴的转动惯量;$d_1(t)$,$d_2(t)$,$d_3(t)$ 为外界干扰;C_{L0},$C_{L\delta_e}$,$C_{L\alpha}$,C_{m0},$C_{m\alpha}$,C_{mq},$C_{m\delta_e}$ 为飞机的气动参数. 由于在实际飞行过程中,精确的气动参数未知. 假设系统参数 $f_1(\boldsymbol{x})$,$f_2(\boldsymbol{x})$,$f_3(\boldsymbol{x})$,g_1,g_2 精确未知,式(1)可表示为如下严格反馈非线性系统[4]:

$$\left.\begin{aligned}\dot{\gamma} &= f_{10}(\boldsymbol{x}) + g_{10}\alpha + \Delta_1(\boldsymbol{x})\\ \dot{\alpha} &= f_{20}(\boldsymbol{x}) + q + \Delta_2(\boldsymbol{x})\\ \dot{q} &= f_{30}(\boldsymbol{x}) + g_{20}\delta_e + \Delta_3(\boldsymbol{x})\end{aligned}\right\} \tag{2}$$

其中,$f_{10}(\boldsymbol{x})$,$f_{20}(\boldsymbol{x})$,$f_{30}(\boldsymbol{x})$,g_{10},g_{20} 为标称系统参数;$\Delta_1(\boldsymbol{x}) = \Delta f_1(\boldsymbol{x}) + \Delta g_1 a + d_1(t)$,$\Delta_2(\boldsymbol{x}) = \Delta f_2(\boldsymbol{x}) + d_2(t)$,$\Delta_3(\boldsymbol{x}) = \Delta f_3(\boldsymbol{x}) + \Delta g_2\delta_e + d_3(t)$ 为系统的非线性广义不确定项,$\Delta f_1(\boldsymbol{x})$,$\Delta f_2(\boldsymbol{x})$,$\Delta f_3(\boldsymbol{x})$,$\Delta g_1$,$\Delta g_2$ 为系统参数非线性不确定项.

2　高增益自适应观测器设计

RBF 网络为单隐层神经网络,学习收敛速度快,能够逼近任意非线性函数[4].

用 3 个 RBF 网络分别在线逼近 $\Delta_i(\boldsymbol{x})$($i=1,2,3$)有

$$\hat{\Delta}_i(\boldsymbol{x} \mid \boldsymbol{w}_i) = \boldsymbol{w}_i^{\mathrm{T}}\boldsymbol{h}_i(\boldsymbol{x}_{si}) \tag{3}$$

其中,$\hat{\Delta}_i(\boldsymbol{x}\mid\boldsymbol{w}_i)$ 为逼近值;$\boldsymbol{w}_i$ 为对应 RBF 网络的权值向量;$\boldsymbol{h}_i(\boldsymbol{x}_{si})$ 为高斯基函数向量;$\boldsymbol{x}_{si}$ 为输入样本. 由于式(2)部分状态不可测量,令 $\hat{\boldsymbol{x}}$ 为 $\boldsymbol{x}$ 的观测值有

$$\hat{\Delta}_i(\hat{\boldsymbol{x}} \mid \boldsymbol{w}_i) = \boldsymbol{w}_i^{\mathrm{T}}\boldsymbol{h}_i(\hat{\boldsymbol{x}}) \tag{4}$$

定义最优权值向量 $\boldsymbol{w}_i^*$ 为

$$\boldsymbol{w}_i^* = \underset{\boldsymbol{w}_i \in \Omega_i}{\operatorname{argmin}}\left(\sup_{\hat{\boldsymbol{x}} \in U} |\hat{\Delta}_i(\hat{\boldsymbol{x}} \mid \boldsymbol{w}_i) - \Delta_i(\hat{\boldsymbol{x}})|\right) \quad (5)$$

其中，Ω_i 和 U 分别表示 $\boldsymbol{w}_i$ 和 $\hat{\boldsymbol{x}}$ 所在的紧集. 定义 $\boldsymbol{w}_i$ 的估计误差 $\tilde{\boldsymbol{w}}_i = \boldsymbol{w}_i^* - \boldsymbol{w}_i$. RBF 网络逼近误差为

$$\varepsilon_i = \Delta_i(\hat{\boldsymbol{x}}) - \hat{\Delta}_i(\hat{\boldsymbol{x}} \mid \boldsymbol{w}_i^*) \quad (6)$$

$$\delta_i = \Delta_i(\hat{\boldsymbol{x}}) - \hat{\Delta}_i(\hat{\boldsymbol{x}} \mid \boldsymbol{w}_i) \quad (7)$$

假设 1 存在已知的常数 $D>0, \varepsilon_{i0}>0, \delta_{i0}>0$ 和 $W>0$ 分别满足 $|\Delta_i(\boldsymbol{x})| \leqslant D$, $|\varepsilon_i| \leqslant \varepsilon_{i0}$, $|\delta_i| \leqslant \delta_{i0}$ 和 $\|\boldsymbol{w}_i^*\| \leqslant W (i=1,2,3)$.

假设 2 存在李氏常数 $L_\Delta>0$ 和 $L_f>0$ 使

$$|\Delta_i(\boldsymbol{x}) - \Delta_i(\hat{\boldsymbol{x}})| \leqslant L_\Delta \|\boldsymbol{x} - \hat{\boldsymbol{x}}\| \qquad i = 1,2,3 \quad (8)$$

$$|f_{i0}(\boldsymbol{x}) - f_{i0}(\hat{\boldsymbol{x}})| \leqslant L_f \|\boldsymbol{x} - \hat{\boldsymbol{x}}\| \qquad i = 1,2,3 \quad (9)$$

基于以上假设，对式(2)设计高增益观测器为

$$\left.\begin{aligned} \dot{\hat{\gamma}} &= f_{10}(\hat{\boldsymbol{x}}) + g_{10}\hat{\alpha} + \hat{\Delta}_1(\hat{\boldsymbol{x}} \mid \boldsymbol{w}_1) + c_1 r(y - \hat{\gamma} - \hat{\alpha}) \\ \dot{\hat{\alpha}} &= f_{20}(\hat{\boldsymbol{x}}) + \hat{q} + \hat{\Delta}_2(\hat{\boldsymbol{x}} \mid \boldsymbol{w}_2) + c_2 r^2(y - \hat{\gamma} - \hat{\alpha}) \\ \dot{\hat{q}} &= f_{30}(\hat{\boldsymbol{x}}) + g_{20}\delta_e + \hat{\Delta}_3(\hat{\boldsymbol{x}} \mid \boldsymbol{w}_3) + c_3 r^3(y - \hat{\gamma} - \hat{\alpha}) \\ y &= \gamma + \alpha = \theta \end{aligned}\right\} \quad (10)$$

其中，$\hat{\gamma}$，$\hat{\alpha}$ 和 $\hat{q}$ 为状态观测值；θ 为俯仰角；y 为系统测量输出；$r>1$，$c_i (i=1,2,3)$ 为设计参数，设计 c_i，使 $E(s) = s^3 + c_1 s^2 + c_2 s + c_3$ 为 Hurwitz 多项式. 定义观测误差 $e_1 = \gamma - \hat{\gamma}$，$e_2 = \alpha - \hat{\alpha}$，$e_3 = q - \hat{q}$，跟踪误差 $e_y = y - \hat{\gamma} - \hat{\alpha}$. 由式(2)和式(10)可得

$$\dot{\boldsymbol{e}} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{e} + \boldsymbol{v} \quad (11)$$

其中

$$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} -c_1 r & g_{10} - c_1 r & 0 \\ -c_2 r^2 & -c_2 r^2 & 1 \\ -c_3 r^3 & -c_3 r^3 & 0 \end{bmatrix} \quad \boldsymbol{e} = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{v} = \begin{bmatrix} f_{10}(\boldsymbol{x}) - f_{10}(\hat{\boldsymbol{x}}) + \Delta_1(\boldsymbol{x}) - \Delta_1(\hat{\boldsymbol{x}}) + \delta_1 \\ f_{20}(\boldsymbol{x}) - f_{20}(\hat{\boldsymbol{x}}) + \Delta_2(\boldsymbol{x}) - \Delta_2(\hat{\boldsymbol{x}}) + \delta_2 \\ f_{30}(\boldsymbol{x}) - f_{30}(\hat{\boldsymbol{x}}) + \Delta_3(\boldsymbol{x}) - \Delta_3(\hat{\boldsymbol{x}}) + \delta_3 \end{bmatrix}$$

设计 r 使 $\boldsymbol{A}$ 为严格 Hurwitz 矩阵. 对于任意的正定矩阵 $\boldsymbol{Q}$ 存在正定对称矩阵 $\boldsymbol{P}$ 使下面等式成立：

$$\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P} + \boldsymbol{P}\boldsymbol{A} = -\boldsymbol{Q} \quad (12)$$

设计 Lyapunov 函数 V_0 为

$$V_0 = \boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}\boldsymbol{e} \quad (13)$$

V_0 对时间 t 求导可得

$$\dot{V}_0 \leqslant -\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}\boldsymbol{e} + 2\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}\sum_{i=1}^{3}\boldsymbol{B}_i(f_{i0}(\boldsymbol{x}) - f_{i0}(\hat{\boldsymbol{x}}) + \Delta_i(\boldsymbol{x}) - \Delta_i(\hat{\boldsymbol{x}}) + \delta_i) \quad (14)$$

其中，$\boldsymbol{B}_i$ 为第 i 行元素为 1，其余行为 **0** 的列向量. 利用假设 2 可得

$$2\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}\sum_{i=1}^{3}\boldsymbol{B}_i[f_{i0}(\boldsymbol{x}) - f_{i0}(\hat{\boldsymbol{x}}) + \Delta_i(\boldsymbol{x}) - \Delta_i(\hat{\boldsymbol{x}})] \leqslant 2\|\boldsymbol{e}\|\|\boldsymbol{P}\|\sum_{i=1}^{3}(L_f\|\boldsymbol{x} - \hat{\boldsymbol{x}}\| + L_\Delta\|\boldsymbol{x} - \hat{\boldsymbol{x}}\|) = 6(L_f + L_\Delta)\|\boldsymbol{P}\|\|\boldsymbol{e}\|^2 \quad (15)$$

利用假设 1 和 Young 不等式 $XY \leqslant \frac{X^2}{2} + \frac{Y^2}{2}$ 可得

$$2\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}\sum_{i=1}^{3}\boldsymbol{B}_i\delta_i \leqslant 2\|\boldsymbol{e}\|\|\boldsymbol{P}\|\sum_{i=1}^{3}\delta_{i0} \leqslant \|\boldsymbol{e}\|^2 + \|\boldsymbol{P}\|^2\left(\sum_{i=1}^{3}\delta_{i0}\right)^2 \quad (16)$$

将式(15)和式(16)代入式(14)可得

$$\dot{V}_0 \leqslant -\{\lambda_{\min}(\boldsymbol{Q}) - [1 + 6(L_f + L_\Delta)\|\boldsymbol{P}\|]\}\|\boldsymbol{e}\|^2 + \|P\|^2\left(\sum_{i=1}^{3}\delta_{i0}\right)^2 \quad (17)$$

其中，$\lambda_{\min}(\boldsymbol{Q})$ 为矩阵 $\boldsymbol{Q}$ 的最小特征值. 设计 c_1，c_2，c_3 和 r 需要保证 $\lambda_{\min}(\boldsymbol{Q}) - (1 + 6(L_f + L_\Delta)\|\boldsymbol{P}\|) > 0$[10]. 如果 RBF 网络能够较好地逼近 $\Delta_1(\boldsymbol{x})$，$\Delta_2(\boldsymbol{x})$ 和 $\Delta_3(\boldsymbol{x})$，则 e_1，e_2 和 e_3 渐进收敛.

3 控制器设计及稳定性分析

将高增益神经网络自适应观测器与基于动态面的反步控制相结合，通过设计合适的 Lyapunov 函数，得到自适应输出反馈控制器和 $\boldsymbol{w}_i (i=1,2,3)$ 的自适应律，保证闭环控制系统的稳定性. 定义观测跟踪误差为

$$\left.\begin{aligned} \xi_1 &= \hat{\gamma} - \gamma_d \\ \xi_2 &= \hat{\alpha} - \alpha_d \\ \xi_3 &= \hat{q} - q_d \end{aligned}\right\} \quad (18)$$

其中，γ_d 为指令信号；α_d 和 q_d 为虚拟控制信号.

假设 3 γ_d 充分光滑，存在已知常数 $R_d>0$ 满足 $\left\|[\gamma_d \quad \dot{\gamma}_d \quad \ddot{\gamma}_d]\right\| \leqslant R_d$，$\dot{\gamma}_d$ 和 $\ddot{\gamma}_d$ 属于紧集 U_r；

ξ_1,ξ_2 和 ξ_3 属于紧集 Ω_ξ.

1) 根据式(6),式(7)和式(18),ξ_1 对时间 t 求导可得

$$\begin{aligned}\dot{\xi}_1 =& f_{10}(\hat{\boldsymbol{x}}) + g_{10}(\alpha_d + \xi_2) + \Delta_1(\hat{\boldsymbol{x}}) - \\ & \hat{\Delta}_1(\hat{\boldsymbol{x}} \mid \boldsymbol{w}_1^*) + \hat{\Delta}_1(\hat{\boldsymbol{x}} \mid \boldsymbol{w}_1^*) - \hat{\Delta}_1(\hat{\boldsymbol{x}} \mid \boldsymbol{w}_1) + \\ & \hat{\Delta}_1(\hat{\boldsymbol{x}} \mid \boldsymbol{w}_1) - \Delta_1(\hat{\boldsymbol{x}}) + \\ & \hat{\Delta}_1(\hat{\boldsymbol{x}} \mid \boldsymbol{w}_1) + c_1 r(y - \hat{\gamma} - \hat{\alpha}) - \dot{\gamma}_d = \\ & f_{10}(\hat{\boldsymbol{x}}) + g_{10}(\alpha_d + \xi_2) + \varepsilon_1 + \tilde{\boldsymbol{w}}_1^{\mathrm{T}} \boldsymbol{h}_1(\boldsymbol{x}_{s1}) - \delta_1 + \\ & \boldsymbol{w}_1^{\mathrm{T}} \boldsymbol{h}_1(\boldsymbol{x}_{s1}) + c_1 r(y - \hat{\gamma} - \hat{\alpha}) - \dot{\gamma}_d \end{aligned} \tag{19}$$

设计 Lyapunov 函数 V_1 为

$$V_1 = V_0 + \frac{1}{2}\xi_1^2 + \frac{1}{2\eta_1}\tilde{\boldsymbol{w}}_1^{\mathrm{T}}\tilde{\boldsymbol{w}}_1 \tag{20}$$

其中,$\eta_1>0$ 为设计参数,根据式(19),V_1 对时间 t 求导可得

$$\begin{aligned}\dot{V}_1 =& \dot{V}_0 + \xi_1(f_{10}(\hat{\boldsymbol{x}}) + g_{10}(\alpha_d + \xi_2) + \\ & \varepsilon_1 + \tilde{\boldsymbol{w}}_1^{\mathrm{T}} \boldsymbol{h}_1(\boldsymbol{x}_{s1}) - \delta_1 + \boldsymbol{w}_1^{\mathrm{T}} \boldsymbol{h}_1(\boldsymbol{x}_{s1}) + \\ & c_1 r(y - \hat{\gamma} - \hat{\alpha}) - \dot{\gamma}_d) + \frac{1}{\eta_1}\tilde{\boldsymbol{w}}_1^{\mathrm{T}}\dot{\tilde{\boldsymbol{w}}}_1 \end{aligned} \tag{21}$$

利用假设 1 和 Young 不等式可得

$$\begin{aligned}\dot{V}_1 \leqslant& \dot{V}_0 + \frac{1}{2}\delta_{10}^2 + \xi_1(f_{10}(\hat{\boldsymbol{x}}) + g_{10}(\alpha_d + \xi_2) + \\ & \varepsilon_1 + \frac{1}{2}\xi_1 + \boldsymbol{w}_1^{\mathrm{T}} \boldsymbol{h}_1(\hat{\boldsymbol{x}}) + c_1 r(y - \hat{\gamma} - \hat{\alpha}) - \dot{\gamma}_d) + \\ & \frac{1}{\eta_1}\tilde{\boldsymbol{w}}_1^{\mathrm{T}}(\eta_1 \xi_1 \boldsymbol{h}_1(\boldsymbol{x}_{s1}) - \dot{\boldsymbol{w}}_1) \end{aligned} \tag{22}$$

设计 α_d 和 $\boldsymbol{w}_1$ 的自适应律为

$$\begin{aligned}\alpha_d =& \frac{1}{g_{10}}\Big[-\Big(k_1 + \frac{1}{2}\Big)\xi_1 - f_{10}(\hat{\boldsymbol{x}}) - \\ & \varepsilon_{10}\tanh\Big(\frac{\varepsilon_{10}\xi_1}{\kappa}\Big) - \boldsymbol{w}_1^{\mathrm{T}} \boldsymbol{h}_1(\boldsymbol{x}_{s1}) - \\ & c_1 r(y - \hat{\gamma} - \hat{\alpha}) + \dot{\gamma}_d\Big] \end{aligned} \tag{23}$$

$$\dot{\boldsymbol{w}}_1 = \eta_1 \xi_1 \boldsymbol{h}_1(\boldsymbol{x}_{s1}) - \sigma(\boldsymbol{w}_1 - \boldsymbol{w}_{10}) \tag{24}$$

其中,$k_1>0$,$\sigma>0$,$\kappa>0$ 和 $\boldsymbol{w}_{10}$ 为设计参数. 对任意的 $\kappa>0$,存在 $\tanh(\cdot)$ 函数满足以下不等式:

$$\begin{aligned}&\xi_i\rho - \xi_i\rho_0\tanh\Big(\frac{\rho_0\xi_i}{\kappa}\Big) \leqslant 0.2785\kappa = \kappa_c \\ &i = 1,2,3 \end{aligned} \tag{25}$$

其中,ρ 和 $\rho_0>0$ 为常数,且满足 $|\rho| \leqslant \rho_0$.

根据式(25),将式(23)和式(24)代入式(22)可得

$$\begin{aligned}\dot{V}_1 \leqslant& \dot{V}_0 + \frac{1}{2}\delta_{10}^2 - k_1\xi_1^2 + g_{10}\xi_1\xi_2 + \\ & \kappa_c + \frac{\sigma}{\eta_1}\tilde{\boldsymbol{w}}_1^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{w}_1 - \boldsymbol{w}_{10}) \end{aligned} \tag{26}$$

2) 根据式(18),ξ_2 对时间 t 求导可得

$$\begin{aligned}\dot{\xi}_2 =& f_{20}(\hat{\boldsymbol{x}}) + \xi_3 + q_d + \varepsilon_2 + \tilde{\boldsymbol{w}}_2^{\mathrm{T}} \boldsymbol{h}_2(\boldsymbol{x}_{s2}) - \delta_2 + \\ & \boldsymbol{w}_2^{\mathrm{T}} \boldsymbol{h}_2(\boldsymbol{x}_{s2}) + c_2 r^2(y - \hat{\gamma} - \hat{\alpha}) - \dot{\alpha}_d \end{aligned} \tag{27}$$

由于 $\dot{\alpha}_d$ 的计算较繁琐,采用动态面技术解决这一问题,使用以下一阶滤波器获得 $\dot{\alpha}_d$ 的近似值 $\dot{\bar{\alpha}}_d$[11] 为

$$\beta_\alpha \dot{\bar{\alpha}}_d + \bar{\alpha}_d = \alpha_d \tag{28}$$

其中,$\beta_\alpha>0$ 为常数. 定义滤波误差 $\chi_\alpha = \alpha_d - \bar{\alpha}_d$,滤波误差微分 $\dot{\chi}_\alpha = -\frac{1}{\beta_\alpha}\chi_\alpha + \dot{\alpha}_d$. 根据 α_d 的表达式,利用假设 1 和假设 3 可得

$$|\dot{\alpha}_d| \leqslant B_\alpha(\xi_1, \xi_2, \gamma_d, \dot{\gamma}_d, \ddot{\gamma}_d, \boldsymbol{w}_1) \tag{29}$$

其中,$B_\alpha(\cdot)$ 为有界连续函数,存在已知的常数 $B_{\alpha 0}>0$ 满足 $B_\alpha(\cdot) \leqslant B_{\alpha 0}$.

设计 Lyapunov 函数 V_2 为

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}\xi_2^2 + \frac{1}{2}\chi_\alpha^2 + \frac{1}{2\eta_2}\tilde{\boldsymbol{w}}_2^{\mathrm{T}}\tilde{\boldsymbol{w}}_2 \tag{30}$$

其中,$\eta_2>0$ 为设计参数,根据式(27),V_2 对时间 t 求导可得

$$\begin{aligned}\dot{V}_2 \leqslant& \dot{V}_1 + \frac{1}{2}\delta_{20}^2 + \xi_2[f_{20}(\hat{\boldsymbol{x}}) + \xi_3 + \\ & q_d + \varepsilon_2 + \frac{1}{2}\xi_2 + \boldsymbol{w}_2^{\mathrm{T}} \boldsymbol{h}_2(\boldsymbol{x}_{s2}) + \\ & c_2 r^2(y - \hat{\gamma} - \hat{\alpha}) - \dot{\chi}_\alpha - \dot{\bar{\alpha}}_d] - \\ & \chi_\alpha\Big(\frac{1}{\beta_\alpha}\chi_\alpha - \dot{\alpha}_d\Big) + \frac{1}{\eta_2}\tilde{\boldsymbol{w}}_2^{\mathrm{T}}[\eta_2 \xi_2 \boldsymbol{h}_2(x_{s2}) - \dot{\boldsymbol{w}}_2] \end{aligned} \tag{31}$$

根据式(29),利用 Young 不等式可得

$$\chi_\alpha\Big(-\frac{1}{\beta_\alpha}\chi_\alpha + \dot{\alpha}_d\Big) \leqslant \Big(-\frac{1}{\beta_\alpha} + \frac{1}{2}\Big)\chi_\alpha^2 + \frac{1}{2}B_{\alpha 0}^2 \tag{32}$$

$$-\xi_2\dot{\chi}_\alpha \leqslant \Big(\frac{1}{2} + \frac{1}{2\beta_\alpha}\Big)\xi_2^2 + \frac{1}{2\beta_\alpha}\chi_\alpha^2 + \frac{1}{2}B_{\alpha 0}^2 \tag{33}$$

将式(32)和式(33)代入式(31)可得

$$\begin{aligned}\dot{V}_2 \leqslant& \dot{V}_1 + \frac{1}{2}\delta_{20}^2 + \xi_2\Big[f_{20}(\hat{\boldsymbol{x}}) + \xi_3 + \\ & q_d + \varepsilon_2 + \Big(1 + \frac{1}{2\beta_\alpha}\Big)\xi_2 + \boldsymbol{w}_2^{\mathrm{T}} \boldsymbol{h}_2(\boldsymbol{x}_{s2}) + \\ & c_2 r^2(y - \hat{\gamma} - \hat{\alpha}) - \dot{\bar{\alpha}}_d) - \Big(\frac{1}{2\beta_\alpha} - \frac{1}{2}\Big)\chi_\alpha^2 + \\ & B_{\alpha 0}^2 + \frac{1}{\eta_2}\tilde{\boldsymbol{w}}_2^{\mathrm{T}}(\eta_2 \xi_2 \boldsymbol{h}_2(x_{s2}) - \dot{\boldsymbol{w}}_2)\Big] \end{aligned} \tag{34}$$

设计 q_d 和 $\boldsymbol{w}_2$ 的自适应律为

$$\begin{aligned}q_d =& -\Big(k_2 + 1 + \frac{1}{2\beta_\alpha}\Big)\xi_2 - f_{20}(\hat{\boldsymbol{x}}) - \end{aligned}$$

$$g_{10}\xi_1 + \dot{\alpha}_d - \varepsilon_{20}\tanh\left(\frac{\varepsilon_{20}\xi_2}{\kappa}\right) - \boldsymbol{w}_2^{\mathrm{T}}\boldsymbol{h}_2(\boldsymbol{x}_{s2}) - c_2 r^2(y - \hat{\gamma} - \hat{\alpha}) \tag{35}$$

$$\dot{\boldsymbol{w}}_2 = \eta_2\xi_2\boldsymbol{h}_2(\boldsymbol{x}_{s2}) - \sigma(\boldsymbol{w}_2 - \boldsymbol{w}_{20}) \tag{36}$$

其中，$k_2>0$ 和 $\boldsymbol{w}_{20}$ 为设计参数. 将式(26)，式(35)和式(36)代入式(34)可得

$$\dot{V}_2 \leqslant \dot{V}_0 + \frac{1}{2}\delta_{10}^2 + \frac{1}{2}\delta_{20}^2 + B_{\alpha 0}^2 - k_1\xi_1^2 - k_2\xi_2^2 + \xi_2\xi_3 + 2\kappa_c - \left(\frac{1}{2\beta_\alpha} - \frac{1}{2}\right)\chi_\alpha^2 + \frac{\sigma}{\eta_1}\tilde{\boldsymbol{w}}_1^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{w}_1 - \boldsymbol{w}_{10}) + \frac{\sigma}{\eta_2}\tilde{\boldsymbol{w}}_2^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{w}_2 - \boldsymbol{w}_{20}) \tag{37}$$

3) 根据式(18)，ξ_3 对时间 t 求导可得

$$\dot{\xi}_3 = f_{30}(\hat{\boldsymbol{x}}) + g_{20}\delta_e + \varepsilon_3 + \tilde{\boldsymbol{w}}_3^{\mathrm{T}}h_3(\boldsymbol{x}_{s3}) - \delta_3 + \boldsymbol{w}_3^{\mathrm{T}}\boldsymbol{h}_3(\boldsymbol{x}_{s3}) + c_3 r^3(y - \hat{\gamma} - \hat{\alpha}) - \dot{q}_d \tag{38}$$

同理采用以下一阶滤波器获得 $\dot{q}_d$ 的近似值 $\dot{\bar{q}}_d$：

$$\beta_q\dot{\bar{q}}_d + \bar{q}_d = q_d \tag{39}$$

其中，$\beta_q>0$ 为常数. 定义滤波误差 $\chi_q = q_d - \bar{q}_d$，滤波误差微分 $\dot{\chi}_q = -\frac{1}{\beta_q}\chi_q + \dot{q}_d$. 根据 q_d 的表达式和式(29)，利用假设1和假设3可得

$$|\dot{q}_d| \leqslant B_q(\xi_1, \xi_2, \gamma_d, \dot{\gamma}_d, \ddot{\gamma}_d, \boldsymbol{w}_2, \dot{\bar{\alpha}}_d) \tag{40}$$

其中，$B_q(\cdot)$ 为有界连续函数，存在已知的常数 $B_{q0}>0$ 满足 $B_q(\cdot)\leqslant B_{q0}$.

设计 Lyapunov 函数 V_3 为

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2}\xi_3^2 + \frac{1}{2}\chi_q^2 + \frac{1}{2\eta_3}\tilde{\boldsymbol{w}}_3^{\mathrm{T}}\tilde{\boldsymbol{w}}_3 \tag{41}$$

其中，$\eta_3>0$ 为设计参数. 根据式(38)，V_3 对时间 t 求导可得

$$\dot{V}_3 \leqslant \dot{V}_2 + \frac{1}{2}\delta_{30}^2 + \xi_3[f_{30}(\hat{\boldsymbol{x}}) + g_{20}\delta_e + \varepsilon_3 + \frac{1}{2}\xi_3 + \boldsymbol{w}_3^{\mathrm{T}}\boldsymbol{h}_3(\boldsymbol{x}_{s3}) + c_3 r^3(y - \hat{\gamma} - \hat{\alpha}) - \dot{\chi}_q - \dot{\bar{q}}_d] - \chi_q\left(\frac{1}{\beta_q}\chi_q - \dot{q}_d\right) + \frac{1}{\eta_3}\tilde{\boldsymbol{w}}_3^{\mathrm{T}}[\eta_3\xi_3\boldsymbol{h}_3(\boldsymbol{x}_{s3}) - \dot{\boldsymbol{w}}_3] \tag{42}$$

根据式(40)，利用 Young 不等式可得

$$\chi_q\left(-\frac{1}{\beta_q}\chi_q + \dot{q}_d\right) \leqslant \left(-\frac{1}{\beta_q} + \frac{1}{2}\right)\chi_q^2 + \frac{1}{2}B_{q0}^2 \tag{43}$$

$$-\xi_3\dot{\chi}_q \leqslant \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2\beta_q}\right)\xi_3^2 + \frac{1}{2\beta_q}\chi_q^2 + \frac{1}{2}B_{q0}^2 \tag{44}$$

将式(43)和式(44)代入式(42)可得

$$\dot{V}_3 \leqslant \dot{V}_2 + \frac{1}{2}\delta_{30}^2 + \xi_3[f_{30}(\hat{\boldsymbol{x}}) + g_{20}\delta_e + \varepsilon_3 + (1 + \frac{1}{2\beta_q})\xi_3 + \boldsymbol{w}_3^{\mathrm{T}}\boldsymbol{h}_3(\boldsymbol{x}_{s3}) + c_3 r^3(y - \hat{\gamma} - \hat{\alpha}) - \dot{\bar{q}}_d] - \left(\frac{1}{2\beta_q} - \frac{1}{2}\right)\chi_q^2 + B_{q0}^2 + \frac{1}{\eta_3}\tilde{\boldsymbol{w}}_3^{\mathrm{T}}[\eta_3\xi_3\boldsymbol{h}_3(\boldsymbol{x}_{s3}) - \dot{\boldsymbol{w}}_3] \tag{45}$$

设计 δ_e 和 $\boldsymbol{w}_3$ 的自适应律为

$$\delta_e = \frac{1}{g_{20}}\left[-\left(k_3 + 1 + \frac{1}{2\beta_q}\right)\xi_3 - f_{30}(\hat{\boldsymbol{x}}) - \xi_2 + \dot{\bar{q}}_d - \boldsymbol{w}_3^{\mathrm{T}}\boldsymbol{h}_3(\boldsymbol{x}_{s3}) - \varepsilon_{30}\tanh\left(\frac{\varepsilon_{30}\xi_3}{\kappa}\right) - c_3 r^3(y - \hat{\gamma} - \hat{\alpha})\right] \tag{46}$$

$$\dot{\boldsymbol{w}}_3 = \eta_3\xi_3\boldsymbol{h}_3(\boldsymbol{x}_{s3}) - \sigma(\boldsymbol{w}_3 - \boldsymbol{w}_{30}) \tag{47}$$

其中，$k_3>0$ 和 $\boldsymbol{w}_{30}$ 为设计参数. 将式(37)，式(46)和式(47)代入式(45)可得

$$\dot{V}_3 \leqslant \dot{V}_0 + \frac{1}{2}\left(\sum_{i=1}^{3}\delta_{i0}\right)^2 + 3\kappa_c + B_{\alpha 0}^2 + B_{q0}^2 - \sum_{i=1}^{3}k_i\xi_i^2 - \left(\frac{1}{2\beta_\alpha} - \frac{1}{2}\right)\chi_\alpha^2 - \left(\frac{1}{2\beta_q} - \frac{1}{2}\right)\chi_q^2 + \sum_{i=1}^{3}\frac{\sigma}{\eta_i}\tilde{\boldsymbol{w}}_i^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{w}_i - \boldsymbol{w}_{i0}) \tag{48}$$

其中

$$\sum_{i=1}^{3}\frac{\sigma}{\eta_i}\tilde{\boldsymbol{w}}_i^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{w}_i - \boldsymbol{w}_{i0}) \leqslant -\frac{1}{2}\sum_{i=1}^{3}\frac{\sigma}{\eta_i}\tilde{\boldsymbol{w}}_i^{\mathrm{T}}\tilde{\boldsymbol{w}}_i + \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{3}\frac{\sigma}{\eta_i}\|\boldsymbol{w}_i^* - \boldsymbol{w}_{i0}\|^2 \tag{49}$$

将式(17)，式(49)代入式(48)可得

$$\dot{V}_3 \leqslant -(\lambda_{\min}(\boldsymbol{Q}) - (1 + 6(L_f + L_\Delta)\|\boldsymbol{P}\|))\|\boldsymbol{e}\|^2 + \left(\|\boldsymbol{P}\|^2 + \frac{1}{2}\right)\left(\sum_{i=1}^{3}\delta_{i0}\right)^2 + 3\kappa_c + B_{\alpha 0}^2 + B_{q0}^2 - \sum_{i=1}^{3}k_i\xi_i^2 - \left(\frac{1}{2\beta_\alpha} - \frac{1}{2}\right)\chi_\alpha^2 - \left(\frac{1}{2\beta_q} - \frac{1}{2}\right)\chi_q^2 + \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{3}\frac{\sigma}{\eta_i}\|\boldsymbol{w}_i^* - \boldsymbol{w}_{i0}\|^2 - \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{3}\frac{\sigma}{\eta_i}\tilde{\boldsymbol{w}}_i^{\mathrm{T}}\tilde{\boldsymbol{w}}_i \tag{50}$$

令

$$z_1 = \min\left\{\frac{\lambda_{\min}(\boldsymbol{Q}) - [1 + 6(L_f + L_\Delta)\|\boldsymbol{P}\|]}{\lambda_{\max}(\boldsymbol{P})}, 2k_i, \left(\frac{1}{\beta_a} - 1\right), \left(\frac{1}{\beta_q} - 1\right), \sigma\right\} \tag{51}$$

$$z_2 = \left(\|\boldsymbol{P}\|^2 + \frac{1}{2}\right)\left(\sum_{i=1}^{3}\delta_{i0}\right)^2 + 3\kappa_c + B_{\alpha 0}^2 + B_{q0}^2 + \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{3}\frac{\sigma}{\eta_i}\|\boldsymbol{w}_i^* - \boldsymbol{w}_{i0}\|^2 \tag{52}$$

通过设计 β_α 和 β_q 适当小，可使 $z_1>0$. 且由以上设计过程可知 $z_2>0$，有界. 将式(51)和式(52)

代入式(50)可得

$$\dot{V}_3 \leqslant -z_1 V_3 + z_2 \tag{53}$$

利用文献[12]中的结论,根据式(53)可以证明闭环系统中所有状态都是半全局最终一致有界的.

当 $\Delta_1(\boldsymbol{x})$,$\Delta_2(\boldsymbol{x})$ 和 $\Delta_3(\boldsymbol{x})$ 过大,假设 1 条件不满足时,δ_1,δ_2 和 δ_3 将增大,导致跟踪误差增大. 当假设 1 ~ 假设 3 条件满足时,通过设计合理的 RBF 网络隐含层节点数,在满足实时性的同时,能够确保 e_1,e_2,e_3 和 e_y 收敛到 0 的很小的邻域内. 控制器结构图如图 2 所示.

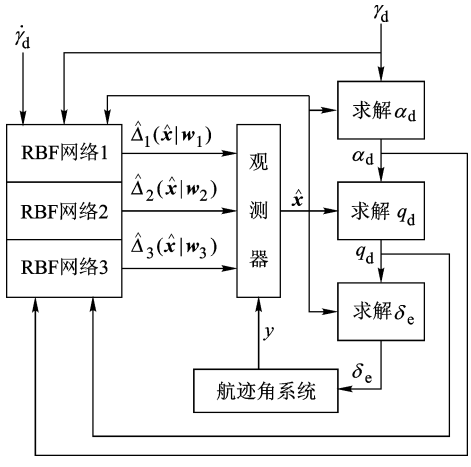

图 2　控制器结构图

4　飞行仿真与分析

飞机的本体参数 $M = 80$ kg,$S_w = 2.5$ m^2,$c_A = 0.5$ m,$I_y = 23.9$ kg · m^2,$Z_T = -0.3$ m. 在 $V = 50$ m/s,$h = 1$ km 的初始飞行条件下进行仿真. $T = 900$ N,$Q_a = 1\,389.6$ Pa,气动参数为 $C_{L0} = 0.73$,$C_{L\alpha} = 5.31$,$C_{L_{\delta_e}} = 0.22$,$C_{m0} = 0.13$,$C_{m\alpha} = -1.39$,$C_{mq} = -5.77$,$C_{m\delta_e} = -0.51$. 在飞行过程中,气动参数会随着飞行状态变化而变化,通过查表得到实时的气动参数. 为了验证控制系统的鲁棒性,让 C_{L0},$C_{L\alpha}$ 和 $C_{L_{\delta_e}}$ 增加 30%,C_{m0},$C_{m\alpha}$,C_{mq} 和 $C_{m\delta_e}$ 减少 30%,并在 q 方程中施加 $d_3(t) = 5\sin(\pi t)$((°)/s^{-2}).

给定频率为 0.05,幅值为 20° 的方波信号 γ_{d0},经过指令滤波器[5]得到 γ_d 及其一阶微分信号 $\dot{\gamma}_d$ 和二阶微分信号 $\ddot{\gamma}_d$,控制目标是使 γ 跟踪 γ_d.

设计 RBF 网络隐含层节点个数为 4,高斯基函数为 $\exp\left(\dfrac{-\hat{\boldsymbol{x}}-\boldsymbol{C}_j^2}{2b_j}\right)(j = 1,2,3,4)$,$\boldsymbol{C}_j$ 为高斯基函数的中心向量,b_j 为高斯基函数的尺度因子. 设计 RBF 网络和控制器参数为

$$\boldsymbol{C}_1 = [-0.4568 \quad -0.3263 \quad -0.3475]^{\mathrm{T}}$$
$$\boldsymbol{C}_2 = [0.2089 \quad -0.4569 \quad -0.6040]^{\mathrm{T}}$$
$$\boldsymbol{C}_3 = [-0.7983 \quad 0.3854 \quad -0.0453]^{\mathrm{T}}$$
$$\boldsymbol{C}_4 = [3.5261 \quad 3.0545 \quad 2.8705]^{\mathrm{T}}$$
$$b_1 = -2.1268 \qquad b_2 = -0.2870$$
$$b_3 = 0.8481 \qquad b_4 = -1.7593$$
$$\eta_i = 5 \quad i = 1,2,3 \qquad \sigma = 0.5$$
$$\varepsilon_{i0} = \delta_{i0} = 0.1 \quad i = 1,2,3$$
$$\kappa = 0.05 \qquad k_1 = 1$$
$$k_2 = 5 \qquad k_3 = 10$$
$$r = 2 \qquad c_1 = 6$$
$$c_2 = 11 \qquad c_3 = 6$$
$$\beta_\alpha = 0.5 \qquad \beta_q = 0.6$$
$$\boldsymbol{w}_{i0} = [0.01 \quad 0.01 \quad 0.01 \quad 0.01]^{\mathrm{T}} \quad i = 1,2,3$$

图 3 为 γ 跟踪曲线,令观测器中 RBF 网络逼近输出为 0,即使用普通高增益观测器时,γ 不能很好地跟踪 γ_d. 使用本文提出的高增益神经网络自适应观测器,γ 能够较好地跟踪 γ_d.

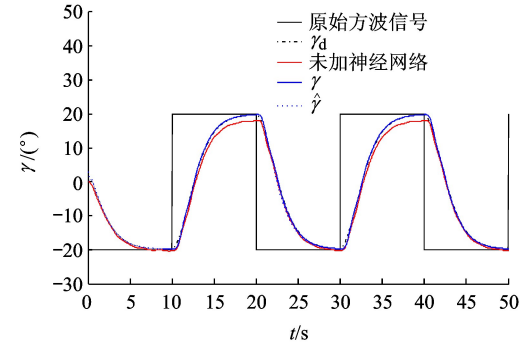

图 3　γ 跟踪曲线

图 4 和图 5 分别为 α 和 q 曲线的放大图,使用普通高增益观测器时,会出现周期性的抖动,这主要是由于 $d_3(t)$ 引起的,而在加入 RBF 网络逼近输出后,较好地抑制了 $d_3(t)$ 的影响,且 e_1,e_2 和 e_3 能够很快地收敛到 0 的很小的邻域内.

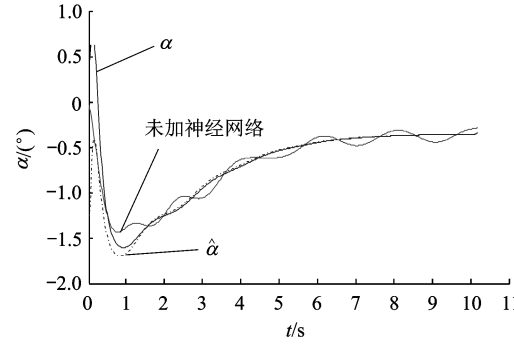

图 4　α 响应曲线

图 6 为 δ_e 响应曲线的放大图,升降舵根据 RBF 网络逼近输出实时进行调整,有效地抑制了 $d_3(t)$ 的影响.

图 7 为 RBF 网络逼近输出.

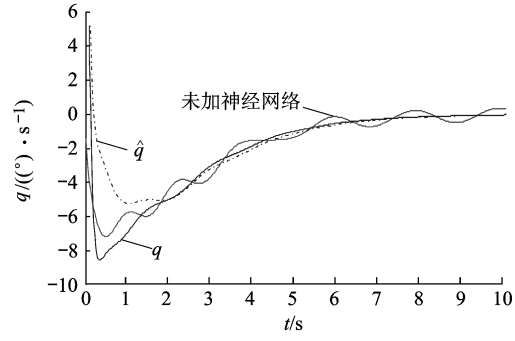

图 5 q 响应曲线

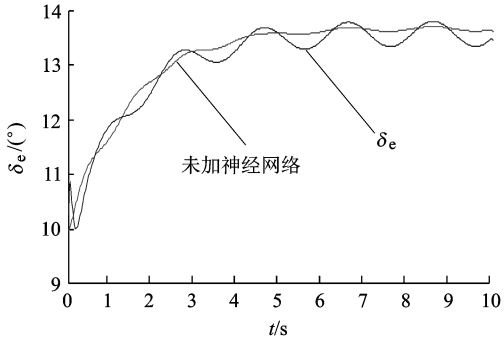

图 6 δ_e 响应曲线

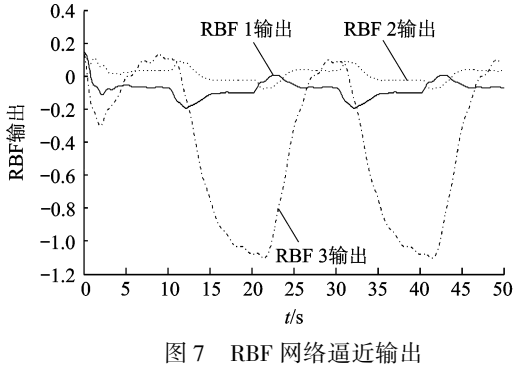

图 7 RBF 网络逼近输出

5 结 束 语

在反步控制、神经网络自适应控制和高增益观测器的理论框架下,针对飞机航迹角系统,提出了一种基于高增益观测器的自适应反步控制. 在假设条件满足时,通过设计合理的 RBF 网络隐含层节点数,在满足实时性的同时,能够确保 RBF 网络逼近误差收敛到 0 的较小的邻域内. 根据 RBF 网络的输出,实时调整升降舵偏角,使航迹角较好地跟踪指令信号,不受建模误差和外界干扰的影响,具有较高的鲁棒性. 该控制方法易推广到其它控制领域,具有较广的适用性.

参考文献 (References)

[1] 黄喜元,王青,董朝阳. 基于 Backstepping 的高超声速飞行器鲁棒自适应控制[J]. 系统工程与电子技术,2011,33(6):1321-1326
Huang Xiyuan, Wang Qing, Dong Chaoyang. Robust adaptive control of hypersonic vehicles via Backstepping method[J]. Systems Engineering and Electronics,2011,33(6):1321-1326(in Chinese)

[2] 肖亚辉,王新民,谢蓉,等. 先进战斗机的鲁棒自适应反步控制[J]. 飞行力学,2011,29(5):39-42
Xiao Yahui, Wang Xinming, Xie Rong, et al. Robust adaptive back-stepping control for advanced fighter aircraft[J]. Flight Dynamics,2011,29(5):39-42(in Chinese)

[3] Bilal A, Hemanshu P R, Matt G. Flight control of a rotary wing UAV using backstepping[J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control,2010,20(6):639-658

[4] 周丽,姜长生,文杰. 超机动飞行的非线性鲁棒自适应控制系统研究[J]. 系统工程与电子技术,2008,30(4):710-714
Zhou Li, Jiang Changsheng, Wen Jie. Research on robust and adaptive nonlinear control system of supermaneuverable flight [J]. Systems Engineering and Electronics,2008,30(4):710-714(in Chinese)

[5] Sonneveldt L, Chu Q P, Mulder J A. Nonlinear flight control design using constrained adaptive backstepping[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics,2007,30(2):322-335

[6] Ouedera M, Farza M, Abdennour R B. A high gain observer with updated gain for a class of MIMO non-triangular systems[C]// 9th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices. Chemnitz, Germany, Amsterdam: Elsevier,2012:298-308

[7] Ng K Y, Tan C P, Oetomo D. Disturbance decoupled fault reconstruction using cascaded sliding mode observers[J]. Automatica, 2012,48(5):794-799

[8] Yu Xin, Wu Yuqiang, Xie Xuejun. Reduced-order observer-based output feedback regulation for a class of nonlinear systems with iISS inverse dynamics[J]. International Journal of Control, 2012,85(12):1942-1951

[9] Abdollahi F, Talebi H A, Patel R V. A stable neural network-based observer with application to flexible-joint manipulators [J]. IEEE Transactions on Neural Networks,2006,17(1):118-129

[10] Tong S C, He X L, Zhang H G. A Combined backstepping and small-gain approach to robust adaptive fuzzy output feedback control[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2009, 17 (5):1059-1069

[11] 陈洁,周绍磊,宋召青. 高超声速飞行器迎角观测器及控制器设计[J]. 北京航空航天大学学报,2011,37(7):827-832
Chen Jie, Zhou Shaolei, Song Zhaoqing. Nonlinear modelling and open-loop dynamatics characteristics for one hypersonic aircraft[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2011,37(7):827-832(in Chinese)

[12] Chen Bing, Liu Xiaoping, Liu Kefu, et al. Novel adaptive neural control design for nonlinear MIMO time-delay systems[J]. Automatica,2009,45(6):1554-1560

(编 辑:刘登敏)