

考虑作动器动态补偿的飞机增量滤波非线性控制

周池军^{1,2†}, 朱纪洪², 袁夏明², 雷虎民¹

(1. 空军工程大学 防空反导学院, 陕西 西安 710051; 2. 清华大学 计算机科学与技术系, 北京 100084)

摘要: 针对飞机大迎角机动存在的模型参数不确定问题, 提出了一种考虑作动器动态补偿的增量滤波非线性控制方法. 基于推力矢量飞机姿态控制模型, 利用Taylor级数展开和状态导数反馈分别设计了增量形式的气流角和角速度控制器. 针对低通滤波求取状态导数产生的延迟, 通过对控制量进行滤波补偿保证了状态导数反馈和控制量反馈的时间同步性. 在此基础上分析了作动器动态对角速度闭环控制性能的影响, 通过补偿器设计使系统具有期望的作动器动态, 克服了增量式控制方法对作动器高带宽的限制. 仿真结果表明本文提出的增量滤波非线性控制方法具有强鲁棒性和快速动态响应能力.

关键词: 大迎角机动; 增量式控制; 低通滤波; 作动器动态; 鲁棒性

中图分类号: V249 文献标识码: A

Incremental filtered nonlinear control for aircraft with actuator dynamics compensation

ZHOU Chi-jun^{1,2†}, ZHU Ji-hong², YUAN Xia-ming², LEI Hu-min¹

(1. Air and Missile Defense College, Air Force Engineering University, Xi'an Shaanxi 710051, China;

2. Department of Computer Science and Technology, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: To deal with the model uncertainties existed in high angle-of-attack maneuvers situation, a novel incremental filtered nonlinear control approach with considering the compensation for actuator dynamics is proposed. Based on the attitude dynamics of thrust vector aircraft, incremental controllers are designed to regulate incidence angles and angular rates via the Taylor expansion and state derivatives feedback. To handle the delay caused by the acquirement of state derivatives using low-pass filter, the same filter process is applied to compensate the inputs to guarantee synchronization of the feedback of state derivatives and control variables. In addition, the closed-loop analysis for angular rates is carried out to illustrate the effects of actuator dynamics. Moreover, a compensator is developed to achieve the desired actuator dynamics, which removes the requirements for high-bandwidth actuator inherent in incremental control. The strong robustness and fast dynamic response performance of the proposed control approach are verified by numerical simulations.

Key words: high angle-of-attack maneuver; incremental control; low-pass filter; actuator dynamics; robustness

1 引言(Introduction)

过失速机动是第四代战斗机的标志性特征之一, 可用于在近距离空战中实现机头的快速指向, 从而获取战术优势. 当飞机在大迎角条件下进行大角速率机动时, 其动力学呈现出非线性、非定常和强耦合特征, 基于小扰动理论的线性控制方法难以取得满意的控制效果^[1-2]. 近年来, 以动态逆和反步控制为代表的非线性控制方法成为飞行控制领域的研究热点. 但是这两种方法依赖于精确的对象模型, 对建模误差的鲁棒性较差. 因此国内外学者将这两种方法与其他控制理论相结合, 开展了大量提高控制系统鲁棒性的研究工作.

文献[3-5]针对参数摄动和结构损伤等因素引起的模型不确定性, 采用神经网络对误差进行自适应补偿. 该方法具有较强的鲁棒性, 能够在大迎角条件下实现飞机姿态的稳定控制, 但是控制结构复杂, 不易于工程实现. 为了削弱动态逆和反步控制对模型的依赖, 另一种研究思路则是对这两种方法本身进行改进. 文献[6]针对作动器故障条件下的重构控制问题, 首次提出了以角加速度反馈为特征的增量式控制方法, 极大地提高了系统的鲁棒性并简化了控制结构. 在此基础上, 文献[7-8]通过Taylor级数展开将动力学方程改写为增量形式, 基于角加速度反馈设计了增量动态逆控

收稿日期: 2016-06-14; 录用日期: 2017-03-03.

†通信作者. E-mail: zhouchijun666@126.com; Tel.: +86 13071502110.

本文责任编辑: 倪茂林.

国家自然科学基金项目(61573374, 61503408)资助.

Supported by National Natural Science Foundation of China (61573374, 61503408).

制算法, 并将其应用于小型无人机和卫星的飞行控制研究. 文献[9-10]分别针对导弹的纵向通道和F-16战斗机大迎角机动控制问题, 设计了增量反步控制算法, 与增量动态逆方法相比, 由于采用了反步设计思路, 该方法在理论上可以保证由控制器和增量形式的动力学模型组成的闭环系统具有稳定性.

增量式控制方法简单直观, 对模型不确定性具有很强的抑制能力, 但是其强鲁棒性是建立在精确状态导数反馈的基础上. 对于飞行控制系统而言, 角加速度信号通常无法直接测量, 需要利用角速度或其它飞行状态信息进行估计. 文献[11]利用3个传感器组测量过载信号, 根据几何方法构建角加速度. 该方法计算复杂, 应用成本较高. 文献[12-13]分别采用非线性跟踪微分器和Kalman预报观测器对角加速度进行估计, 但是参数选取困难, 且导致控制器的阶次较高. 在实际系统中, 将差分运算和低通滤波相结合是估计角加速度最常用的方法, 但是低通滤波会产生延迟, 可能导致系统出现振荡甚至失稳. 文献[14]对控制量进行鲁棒补偿, 基于Lyapunov方法分析了延迟对闭环系统稳定性的影响. 文献[15]通过对控制量进行滤波补偿, 在一定程度上消除了延迟对控制性能的影响. 此外, 增量式控制方法要求作动器具有足够高的带宽, 以保证控制器的输出指令能够迅速实现^[16]. 然而作动器带宽通常有限, 如何削弱作动器动态的影响对于增量式控制方法的工程应用具有重要的研究意义.

基于上述考虑, 本文根据飞机大迎角姿态控制模型分别设计了气流角和角速度增量控制器, 通过对控制量和作动器动态进行补偿, 解决了增量式控制方法存在的状态导数滤波延迟和作动器高带宽限制等问题, 并通过大迎角机动仿真验证了本文所提出的增量滤波非线性控制方法的有效性.

2 模型描述(Model description)

本文以某先进战斗机为研究对象, 该飞机具有全动平尾、蝶形翼和倾斜垂尾多翼面气动布局, 不考虑前后缘襟翼的影响, 只通过副翼、升降舵和方向舵进行气动力控制. 飞机的尾部装有两台轴对称推力矢量发动机, 可通过尾喷管的偏转提供大迎角机动控制能力. 假设飞机为质量分布均匀的刚体且关于机体纵向平面对称, 忽略飞行过程中的质量变化, 姿态运动的动力学方程可以表述为

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_t \\ \dot{\beta} \\ \dot{\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -r_s \\ q_s - p_s \tan \beta \end{bmatrix} + \mathbf{A} \mathbf{T}_{bw} \begin{bmatrix} A_x + T_x + G_x \\ A_y + T_y + G_y \\ A_z + T_z + G_z \end{bmatrix}, \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{p}_s \\ \dot{q}_s \\ \dot{r}_s \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} r_s \dot{\alpha} \\ 0 \\ -p_s \dot{\alpha} \end{bmatrix} + \mathbf{T}_{bs} \cdot \begin{bmatrix} (c_1 r + c_2 p) q + c_3 (L_A + L_T) + c_4 (N_A + N_T) \\ c_5 p r - c_6 (p^2 - r^2) + c_7 (M_A + M_T) \\ (c_8 p - c_2 r) q + c_4 (L_A + L_T) + c_9 (N_A + N_T) \end{bmatrix}, \quad (2)$$

其中: $\mathbf{A} = \text{diag}\{1/m, 1/(mV_t), 1/(mV_t \cos \beta)\}$, m 为飞机质量, V_t 为飞行速度, α, β 分别为迎角和侧滑角, p_s, q_s, r_s 分别为绕稳定轴的滚转、俯仰和偏航角速度, p, q, r 分别为绕机体轴的滚转、俯仰和偏航角速度, $\mathbf{T}_{bw}, \mathbf{T}_{bs}$ 分别为机体轴到风轴和稳定轴的坐标转换矩阵, $A_i, T_i, G_i (i = x, y, z)$ 分别为气动力、推力和重力在机体轴上的分量, L_A, M_A, N_A 分别为气动力产生的滚转、俯仰和偏航力矩, L_T, M_T, N_T 分别为推力产生的滚转、俯仰和偏航力矩, $c_i (i = 1, 2, \dots, 9)$ 为惯性参数, 表示形式见文献[17].

推力及其控制力矩通过发动机油门开度和尾喷管的偏转角度进行调节, 可以表示为

$$\begin{cases} T_x = T (\cos \delta_{y1} \cos \delta_{z1} + \cos \delta_{yr} \cos \delta_{zr}), \\ T_y = T (\sin \delta_{y1} + \sin \delta_{yr}), \\ T_z = -T (\cos \delta_{y1} \sin \delta_{z1} + \cos \delta_{yr} \sin \delta_{zr}), \\ L_T = T (\cos \delta_{y1} \sin \delta_{z1} - \cos \delta_{yr} \sin \delta_{zr}) y_t, \\ M_T = -T (\cos \delta_{y1} \sin \delta_{z1} + \cos \delta_{yr} \sin \delta_{zr}) x_t, \\ N_T = -T (\sin \delta_{y1} + \sin \delta_{yr}) x_t + \\ T (\cos \delta_{y1} \cos \delta_{z1} - \cos \delta_{yr} \cos \delta_{zr}) y_t, \end{cases} \quad (3)$$

其中: T 表示单个发动机推力, x_t, y_t 分别为推力作用点到质心的距离在机体 X 轴和 Y 轴上的投影长度, δ_{y1}, δ_{yr} 分别为左右发动机的侧向偏转角度, δ_{z1}, δ_{zr} 分别为左右发动机的纵向偏转角度.

飞机受到的气动力及力矩通过风洞试验数据进行建模, 具体表示形式为

$$\begin{cases} A_x = QS (C_{X_0} + C_{Xq} \bar{q}), \\ A_y = QS (C_{Y_0} + C_{Yp} \bar{p} + C_{Yr} \bar{r} + C_{Y\delta_a} \delta_a + C_{Y\delta_r} \delta_r + \eta_y), \\ A_z = QS (C_{Z_0} + C_{Zq} \bar{q} + C_{Z\delta_e} \delta_e + \eta_z), \\ L_A = QS b (C_{l_0} + C_{lp} \bar{p} + C_{lr} \bar{r} + C_{l\delta_a} \delta_a + C_{l\delta_r} \delta_r + \eta_l), \\ M_A = QS \bar{c} (C_{m_0} + C_{mq} \bar{q} + C_{m\delta_e} \delta_e + \eta_m) + \\ \bar{c} A_z (x_{cgr} - x_{cg}), \\ N_A = QS b (C_{n_0} + C_{np} \bar{p} + C_{nr} \bar{r} + C_{n\delta_a} \delta_a + \\ C_{n\delta_r} \delta_r + \eta_n) - \bar{c} A_y (x_{cgr} - x_{cg}), \end{cases} \quad (4)$$

其中: Q, S 分别为动压和参考面积, $b, \bar{c}$ 分别为翼展和平均气动弦长, x_{cgr}, x_{cg} 分别为参考重心和实际重心的位置, $\bar{p}, \bar{q}, \bar{r}$ 分别为无量纲滚转、俯仰和偏航角速

度, $\delta_a, \delta_e, \delta_r$ 分别为副翼、升降舵和方向舵偏转角度, $C_{X_0}, C_{Y_0}, C_{Z_0}, C_{l_0}, C_{m_0}, C_{n_0}$ 为静态导数, $C_{X_q}, C_{Y_p}, C_{Y_r}, C_{Z_q}, C_{l_p}, C_{l_r}, C_{m_q}, C_{n_p}, C_{n_r}$ 为阻尼导数, $C_{Y\delta_a}, C_{Y\delta_r}, C_{Z\delta_e}, C_{l\delta_a}, C_{l\delta_r}, C_{m\delta_e}, C_{n\delta_a}, C_{n\delta_r}$ 为操纵导数, $\eta_Y, \eta_Z, \eta_l, \eta_m, \eta_n$ 表示非定常气动状态.

非定常气动效应通过辨识大幅振荡试验数据进行建模, 其动态可以用一阶微分方程表示为

$$\begin{cases} \dot{\eta}_Y = a_Y \dot{\beta} - b_Y \eta_Y, \\ \dot{\eta}_Z = a_Z \dot{\alpha} - b_Z \eta_Z, \\ \dot{\eta}_l = a_l \dot{\beta} - b_l \eta_l, \\ \dot{\eta}_m = a_m \dot{\alpha} - b_m \eta_m, \\ \dot{\eta}_n = a_n \dot{\beta} - b_n \eta_n, \end{cases} \quad (5)$$

其中: $a_i, b_i (i = Y, Z, l, m, n)$ 均为 α 或 β 的多项式函数, 其模型结构及参数见文献[17].

3 增量滤波控制器设计(Incremental filtered controller design)

3.1 增量滤波控制算法(Incremental filtered control algorithm)

考虑如下仿射非线性系统

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u, \quad (6)$$

在基准点 (x_0, u_0) 处进行Taylor级数展开可得

$$\dot{x} = f(x_0) + g(x_0)u_0 + g(x)|_{x=x_0}(u - u_0) + \frac{\partial[f(x) + g(x)u]}{\partial x} \Big|_{\substack{x=x_0 \\ u=u_0}} (x - x_0) + \text{H.O.T.} \quad (7)$$

当控制步长足够小时, 高阶项H.O.T.可以忽略. 此外, 由于控制量 u 直接引起 $\dot{x}$ 变化, 然后通过积分反映为状态 x 的变化, 因此在较短的控制步长内满足 $x \approx x_0$ [17-16]. 则式(7)可以化简为

$$\dot{x} = \dot{x}_0 + g(x)\Delta u, \quad (8)$$

其中: $\dot{x}_0 = f(x_0) + g(x_0)u_0$, $\Delta u = u - u_0$.

假设系统的参考指令为 x_c , 则增量式控制算法可以设计为

$$\Delta u = g^{-1}(x)(\dot{x}_{\text{des}} - \dot{x}_0 + \dot{x}_c), \quad (9)$$

其中: $\dot{x}_{\text{des}}$ 表示期望动态, 前馈补偿项 $\dot{x}_c$ 用于提高系统的动态响应性能.

考虑到在实际系统中, 状态通常可以直接测量得到, 而状态导数则需要通过状态信息提取. 由于测量的状态含有高频噪声, 直接微分会使噪声的影响放大, 而采用跟踪微分器或观测器则会使系统的控制结构复杂化. 因此本文从工程应用的角度出发, 采用二阶滤波器对状态进行低通滤波以获取近似的状态及其导数, 滤波器的传递函数为

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (10)$$

其中: s 表示Laplace算子, ζ, ω_n 分别为滤波器的阻尼比和自然角频率.

由于低通滤波会产生延迟, 从而给控制系统设计带来新的误差. 为了消除滤波延迟的影响, 对控制量进行相同的滤波处理, 以保证控制器设计过程中反馈的状态导数和控制量具有时间同步性. 因此将式(8)中的 x_0, u_0 用滤波信号 x_f, u_f 代替可得

$$\dot{x} = \dot{x}_f + g(x)\Delta u, \quad (11)$$

其中: $\dot{x}_f = f(x_f) + g(x_f)u_f$, $\Delta u = u - u_f$.

设计如下增量式滤波控制算法:

$$\Delta u = g^{-1}(x)(\dot{x}_{\text{des}} - \dot{x}_f + \dot{x}_c). \quad (12)$$

由式(11)-(12)可知, 对控制量进行滤波补偿的本质是将Taylor级数展开的基准点变换为 (x_f, u_f) . 与文献[7, 10-12]中的增量式控制方法相比, 式(12)所示的增量滤波控制算法极大地简化了控制结构, 且具有更高的工程实用性.

3.2 基于增量滤波算法的飞机姿态控制 (Attitude control using incremental filtered algorithm)

基于时标分离原理, 飞机的姿态控制结构可以划分为角度控制回路和角速度控制回路分别进行设计. 为了适应大迎角机动控制需求, 选择气流角和绕稳定轴的旋转角速度分别作为角度和角速度回路的状态变量.

由于飞机的姿态主要通过力矩进行控制, 因此在控制器设计过程中忽略执行机构偏转产生的气动力对姿态的直接影响. 将式(1)在基准点 $(\Omega_f, \bar{\omega}_f)$ 处进行Taylor级数展开, 化简后得到增量形式气流角动态

$$\dot{\Omega} = \dot{\Omega}_f + G_1 \Delta \bar{\omega}, \quad (13)$$

其中: $\Omega = (\alpha, \beta)^T$, $\bar{\omega} = (q_s, r_s)^T$, $\Omega_f, \bar{\omega}_f$ 分别为 $\Omega, \bar{\omega}$ 的滤波信号, $G_1 = \text{diag}\{1, -1\}$, $\Delta \bar{\omega} = \bar{\omega} - \bar{\omega}_f$.

由式(12)-(13)可知, 增量角速度指令可设计为

$$\Delta \bar{\omega} = G_1^{-1}[K_1(\Omega_c - \Omega) - \dot{\Omega}_f + \dot{\Omega}_c], \quad (14)$$

其中: $K_1 > 0$ 为气流角控制增益, $\Omega_c = (\alpha_c, \beta_c)^T$ 为气流角参考指令.

则期望的角速度指令为

$$\bar{\omega}_d = \bar{\omega}_f + \Delta \bar{\omega}. \quad (15)$$

对于角速度动态(2), 在基准点 (ω_f, δ_f) 处进行Taylor级数展开, 经过化简可得

$$\dot{\omega} = \dot{\omega}_f + G_2 \Delta \delta, \quad (16)$$

其中:

$\omega = (p_s, q_s, r_s)^T$, $\delta = (\delta_a, \delta_e, \delta_r, \delta_{y1}, \delta_{yr}, \delta_{z1}, \delta_{zr})^T$, ω_f, δ_f 分别为 ω, δ 的滤波信号, G_2 为控制矩阵, $\Delta \delta = \delta - \delta_f$.

期望的增量控制指令可以设计为

$$\Delta\delta_d = G_2^+[K_2(\omega_c - \omega) - \dot{\omega}_f + \dot{\omega}_c], \quad (17)$$

其中: G_2^+ 表示 G_2 的伪逆矩阵, $K_2 > 0$ 为角速度控制增益, $\omega_c = (p_{sc}, \dot{\omega}_c^T)^T$ 表示角速度参考指令, $\dot{\omega}_c$ 为 $\dot{\omega}_d$ 的指令滤波信号. 由于计算 $\dot{\omega}_d$ 的解析表达式难度较大, 因此采用与式(10)形式相同的指令滤波器对 $\dot{\omega}_d$ 进行滤波, 通过选择合适的滤波器参数以保证 $\dot{\omega}_d \approx \dot{\omega}_c$.

由式(14)和(17)可知, 控制器中不包含静态导数和阻尼导数等模型信息, 因此, 与传统的动态逆和反步控制方法相比, 增量式控制方法削弱了控制器设计对模型的依赖, 从而在一定程度上提高了系统的鲁棒性.

考虑到增量滤波控制方法采用的基准控制量为滤波后的执行机构实际偏转量, 满足位置和速率限制. 但是当该反馈信号接近饱和时, 有必要对增量控制指令进行约束, 以减轻作动器负担. 因此设计如下饱和控制逻辑:

$$\Delta\delta_i = \begin{cases} 0, & \delta_{if} \geq \delta_{\max} - T_s \dot{\delta}_{\max} \text{ 且 } \Delta\delta_{id} > 0, \\ & \delta_{if} \leq \delta_{\min} - T_s \dot{\delta}_{\min} \text{ 且 } \Delta\delta_{id} < 0, \\ T_s \dot{\delta}_{\max}, & \delta_{\min} < \delta_{if} < \delta_{\max} - T_s \dot{\delta}_{\max} \text{ 且 } \\ & \Delta\delta_{id} > T_s \dot{\delta}_{\max}, \\ T_s \dot{\delta}_{\min}, & \delta_{\min} - T_s \dot{\delta}_{\min} < \delta_{if} < \delta_{\max} \text{ 且 } \\ & \Delta\delta_{id} < T_s \dot{\delta}_{\min}, \\ \Delta\delta_{id}, & \text{其他,} \end{cases} \quad (18)$$

其中: $\Delta\delta_i, \Delta\delta_{id}, \delta_{if} (i=1, 2, \dots, 7)$ 分别为 $\Delta\delta, \Delta\delta_d$ 和 δ_f 的分量, $\delta_{\max}, \delta_{\min}$ 分别为相应的执行机构最大和最小偏转位置, $\dot{\delta}_{\max}, \dot{\delta}_{\min}$ 分别为相应的执行机构最大和最小偏转速率, T_s 为控制步长.

由式(16)–(18)可知, 执行机构偏转指令为

$$\delta_c = \delta_f + \Delta\delta. \quad (19)$$

综上所述, 基于增量滤波非线性控制方法的姿态控制结构如图1所示, 图中 $e^{-T_s s}$ 为单位控制步长的纯时延, $x = (\Omega^T, \omega^T)^T$ 表示飞行状态.

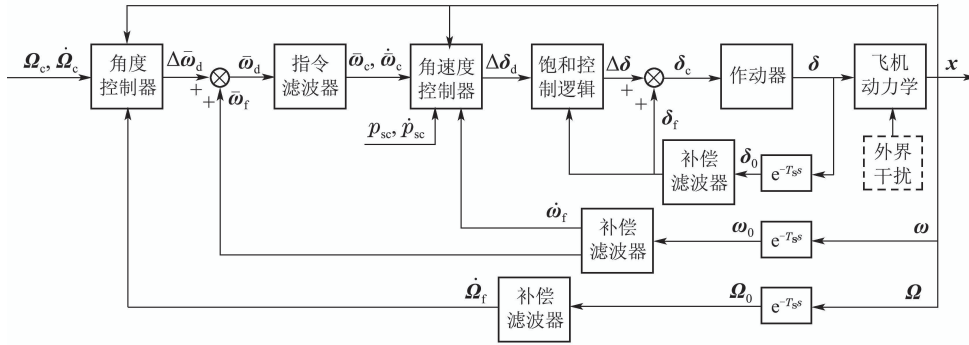


图1 基于增量滤波控制方法的姿态控制结构框图

Fig. 1 Structure of attitude control based on incremental filtered method

3.3 角速度闭环控制分析(Closed-loop analysis for angular rate system)

考虑到角速度回路处于系统的最内环, 控制矩阵摄动和作动器动态的影响尤为突出, 因此本节主要针对角速度回路进行分析, 其闭环控制结构如图2所示. 图中: $H(s) = IH(s)$ 为滤波器传递函数, I 表示单位矩阵, $A(s)$ 表示作动器传递函数, $\dot{\omega}_k = K_2(\omega_c - \omega) + \dot{\omega}_c$, $G_2^p = G_2 + \Delta G_2$, ΔG_2 为控制矩阵摄动, d 表示外界干扰.

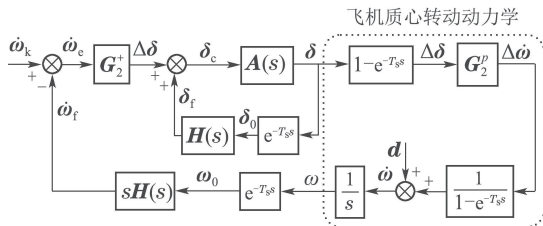


图2 角速度闭环控制结构框图

Fig. 2 The closed-loop control structure of angular rate

为便于控制性能分析, 假设气动舵面和尾喷管

均具有相同的动态, 则有 $A(s) = IA(s)$. 由图2可知, $\dot{\omega}_e$ 到 $\dot{\omega}$ 的传递函数为

$$TF_{\dot{\omega}_e \rightarrow \dot{\omega}} = G_2^+ \frac{A(s)(G_2 + \Delta G_2)}{I - A(s)H(s)e^{-T_s s}} = \frac{(I + G_2^+ \Delta G_2)A(s)}{1 - A(s)H(s)e^{-T_s s}}, \quad (20)$$

则 $\dot{\omega}_k$ 到 $\dot{\omega}$ 的传递函数可以表示为

$$TF_{\dot{\omega}_k \rightarrow \dot{\omega}} = \frac{TF_{\dot{\omega}_e \rightarrow \dot{\omega}}}{I + TF_{\dot{\omega}_e \rightarrow \dot{\omega}}H(s)e^{-T_s s}} = \frac{(I + G_2^+ \Delta G_2)A(s)}{I + G_2^+ \Delta G_2 A(s)H(s)e^{-T_s s}}. \quad (21)$$

同理, d 到 $\dot{\omega}$ 的传递函数可以表示为

$$TF_{d \rightarrow \dot{\omega}} = \frac{I}{I + TF_{\dot{\omega}_e \rightarrow \dot{\omega}}H(s)e^{-T_s s}} = \frac{I[1 - A(s)H(s)e^{-T_s s}]}{I + G_2^+ \Delta G_2 A(s)H(s)e^{-T_s s}}. \quad (22)$$

当不考虑控制矩阵摄动时, 即 $\Delta G_2 = 0$, 则式(21)–(22)可以简化为

$$TF_{\dot{\omega}_k \rightarrow \dot{\omega}} = IA(s), \quad (23)$$

$$TF_{d \rightarrow \dot{\omega}} = I[1 - A(s)H(s)e^{-T_s s}]. \quad (24)$$

由式(23)–(24)可知,角速度回路的闭环控制性能与作动器动态、补偿滤波器动态和控制步长密切相关.对于低频输入信号,由于 $A(s)$ 和 $H(s)$ 均具有低通滤波特性,其稳态增益为1,动态响应性能与带宽成正比,带宽越高,动态响应时间越短.因此对于角速度控制,作动器和补偿滤波器的动态越快,控制步长越短,角速度跟踪误差的收敛效果越好,系统对外界干扰的抑制能力越强,这与增量式控制方法对于作动器和控制步长的要求是一致的.

4 作动器动态补偿设计(Compensation for actuator dynamics)

由于在实际系统中,作动器的带宽通常是有限的,当作动器带宽低于时标分离要求的最低带宽时,由作动器动态产生的相位滞后可能会对系统的控制效果甚至稳定性产生影响.因此,为了保证系统的控制性能,考虑对作动器的动态进行补偿.假设实际的作动器动态可以表示为

$$\tau \dot{\delta} + \delta = \delta_f, \quad (25)$$

其中: τ 表示作动器时间常数, δ_f 表示作动器输入信号(补偿器的输出信号).实际的作动器参数见表1.

表1 作动器参数
Table 1 The parameters of actuators

作动器	时间常数	位置限幅/(°)	速率限幅/((°)·s ⁻¹)
副翼	0.05	±20	80
升降舵	0.05	±20	100
方向舵	0.05	±25	120
尾喷管	0.05	±20	60

假设系统期望的作动器动态为

$$\tau_d \dot{\delta}_d + \delta_d = \delta_c, \quad (26)$$

其中: τ_d 表示期望的作动器时间常数, δ_d 为期望的作动器输出信号, δ_c 为控制器输出的控制指令.

定义作动器补偿误差 $e = \delta - \delta_d$,由式(25)–(26)可知,误差动态可以表示为

$$\dot{e} = \frac{\delta_f}{\tau} - \frac{\delta}{\tau} + \frac{\delta_d}{\tau_d} - \frac{\delta_c}{\tau_d}. \quad (27)$$

为保证误差收敛, δ_f 可以设计为

$$\begin{aligned} \delta_f &= \tau \left(-k_3 e + \frac{\delta}{\tau} - \frac{\delta_d}{\tau_d} + \frac{\delta_c}{\tau_d} \right) = \\ &= \tau \left[\left(k_3 - \frac{1}{\tau_d} \right) \delta_d - \left(k_3 - \frac{1}{\tau} \right) \delta + \frac{\delta_c}{\tau_d} \right], \end{aligned} \quad (28)$$

其中 $k_3 > 0$ 为补偿器增益.

作动器动态补偿结构框图如图3所示.

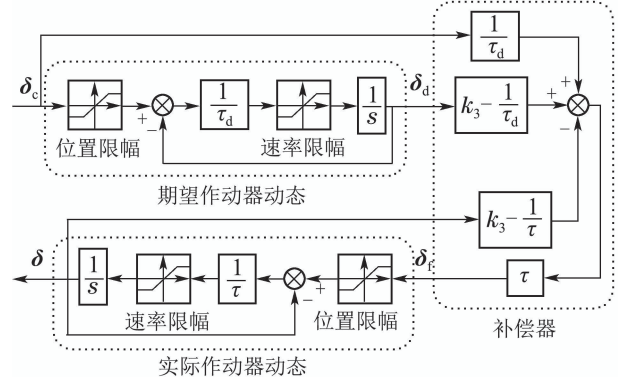


图3 作动器动态补偿结构框图

Fig. 3 Structure of compensation for actuator dynamics

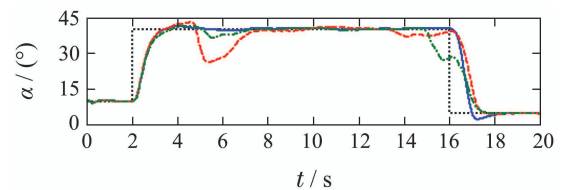
考虑到通过饱和控制逻辑模块处理后的控制指令 δ_c 不超过作动器位置和速率限制,因此由图3可知,经过作动器动态补偿后的系统等效作动器传递函数可以表示为

$$\begin{aligned} TF_{\delta_c \rightarrow \delta} &= I \frac{\left[\frac{1}{\tau_d s + 1} \left(k_3 - \frac{1}{\tau_d} \right) + \frac{1}{\tau_d} \right] \frac{\tau}{\tau s + 1}}{1 + \frac{\tau}{\tau s + 1} \left(k_3 - \frac{1}{\tau} \right)} = \\ &= I \frac{1}{\tau_d s + 1}. \end{aligned} \quad (29)$$

由式(29)可知,通过选取较小的参数 τ_d 可以保证补偿后的等效作动器具有较高的带宽,从而满足时标分离要求.但是 τ_d 不宜取值过小,否则可能导致系统出现振荡^[18].由此可知,通过对作动器动态进行补偿,克服了增量式控制方法对作动器高带宽的限制,进一步提高了该方法的工程实用性.

5 仿真分析(Simulation analysis)

为了考察增量滤波非线性控制方法的指令跟踪效果,采用大迎角机动进行仿真验证.在仿真过程中,以高度2000 m、速度120 m/s条件下的配平值作为飞机的初始飞行状态,仿真步长为5 ms,控制器增益分别为 $K_1 = \text{diag}\{3, 3\}$, $K_2 = \text{diag}\{8, 8, 8\}$,指令滤波器和补偿滤波器的阻尼比均取为1,自然角频率分别为20 rad/s和50 rad/s,期望的作动器时间常数取0.0167.考虑状态测量过程中的传感器特性,在气流角和角速度中分别加入标准差为0.25°和0.1(°)/s的高斯白噪声.为了说明滤波补偿和作动器动态补偿的优势,图4给出了本文所提出的控制方法和不考虑滤波补偿及作动器动态补偿情况下的指令跟踪效果对比,图5–6为本文方法对应的控制量.



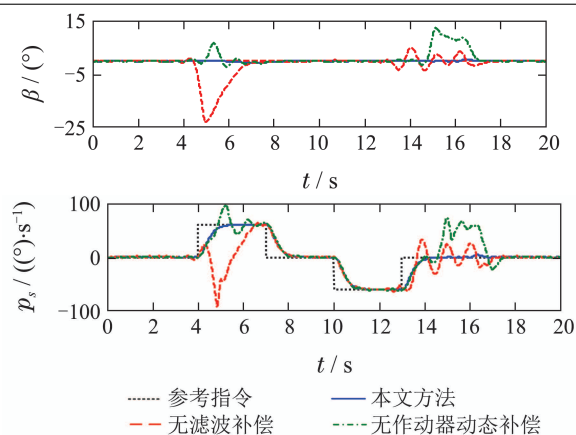


图4 指令跟踪效果(标称条件)

Fig. 4 Commands tracking (nominal condition)

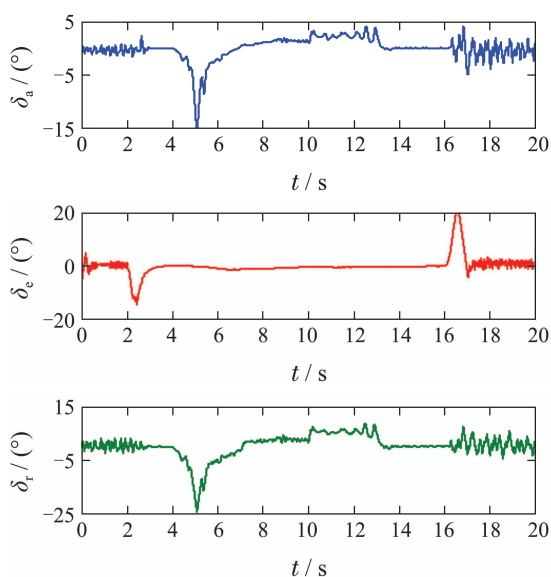


图5 气动舵面偏转角度

Fig. 5 The deflections of aerodynamic effectors

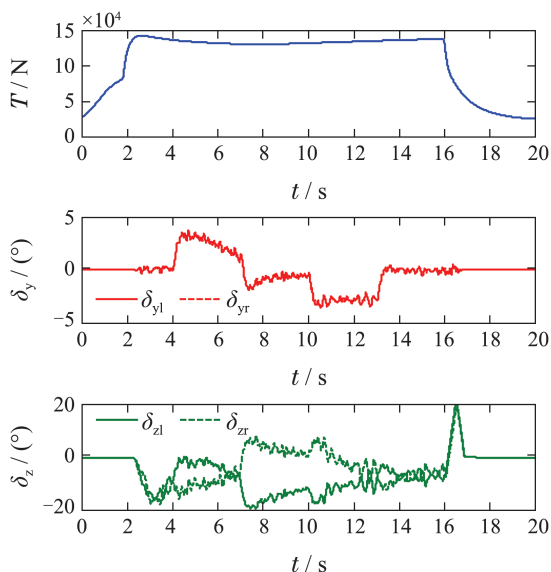


图6 推力及发动机尾喷管偏转角度

Fig. 6 Thrust and deflections of engine nozzles

由图4-6可知, 当在控制器设计中不考虑低通滤波和作动器的影响时, 纵向和横侧向之间的耦合、

滤波产生的延迟和作动器动态引起的相位滞后等因素导致飞机在机动过程中出现了很大的跟踪误差甚至可能失稳. 通过对滤波延迟和作动器动态进行补偿, 在标称条件下, 本文所提出的控制方法可以实现对参考指令的稳定跟踪. 由于噪声的影响, 气动舵面和发动机尾喷管均出现了一定程度的抖动现象, 但是其偏转位置和速率均处于合理的范围内; 在2s~16s之间, 发动机推力的增加可以为大迎角机动提供足够的控制能量.

为了验证控制方法的鲁棒性, 采用增量动态逆方法和反步控制方法进行对比分析, 其中增量动态逆控制考虑了滤波补偿和作动器动态补偿, 反步控制考虑了作动器动态补偿, 这两种控制器的控制增益和对应的滤波器参数均与上一节中的参数设置保持一致. 考虑到增量式控制方法仍然需要使用控制矩阵, 因此加入如下两种摄动: 第1种为静态导数和阻尼导数摄动, 该摄动与控制矩阵无关, 第2种为操纵导数和推力摄动, 即控制矩阵摄动. 两种摄动条件下的指令跟踪效果对比如图7-8所示.

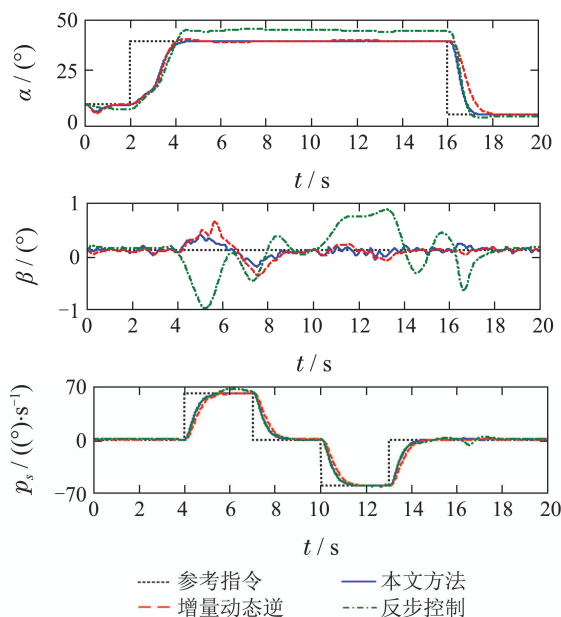
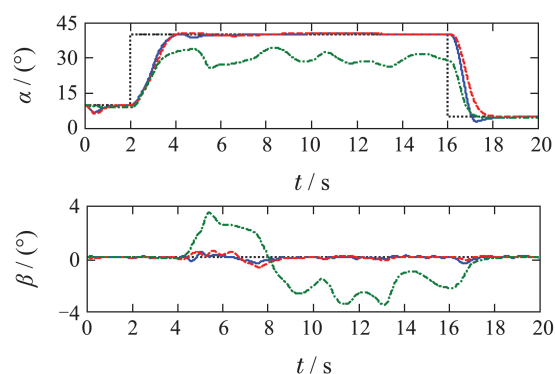


图7 指令跟踪效果(静态导数与阻尼导数摄动-40%)

Fig. 7 Commands tracking (-40% perturbation of static and damping derivatives)



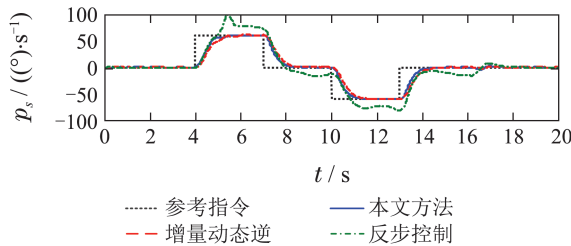


图8 指令跟踪效果(控制矩阵摄动-30%)

Fig. 8 Commands tracking (-30% perturbation of control matrix)

从图7-8中可以看出,与反步控制方法相比,增量式控制方法明显具有更强的鲁棒性,在模型参数大幅摄动条件下仍然能够实现对参考指令的稳定跟踪,并且跟踪误差较小.与增量动态逆方法相比,本文提出的增量滤波非线性控制方法由于在控制器设计中增加了参考指令的前馈补偿,因而具有更快的动态响应能力.

6 结论(Conclusions)

本文针对飞机大迎角机动过程中模型参数不确定性较大的问题,采用增量式控制方法实现了飞机姿态的稳定控制,并且在一定程度上消除了控制器设计对模型的依赖.通过对控制量和作动器动态进行补偿,克服了状态导数滤波延迟和作动器高带宽限制等问题.控制器设计过程简单,便于工程实现.仿真结果验证了本文所提出的增量滤波非线性控制方法的强鲁棒性和快速动态响应能力.考虑到该方法仍然需要使用控制矩阵,因此下一步工作将研究如何消除对控制矩阵的依赖,以进一步提高系统的鲁棒性.

参考文献(References):

- [1] XIN M. Unified nonlinear optimal flight control and state estimation of highly maneuverable aircraft [J]. *Aerospace Science & Technology*, 2014, 37: 70 – 80.
- [2] ZHU Jihong, ZHANG Shangmin, ZHOU Chijun, et al. Dynamic characteristics and challenges for control system of super-maneuverable aircraft [J]. *Control Theory & Applications*, 2014, 31(12): 1650 – 1662.
(朱纪洪, 张尚敏, 周池军, 等. 飞机超机动状态动力学特征及对控制系统的挑战 [J]. *控制理论与应用*, 2014, 31(12): 1650 – 1662.)
- [3] ZHU Jiaqiang, ZHU Jihong, GUO Suofeng, et al. Neural network based robust dynamic inversion flight control [J]. *Control Theory & Applications*, 2005, 22(2): 182 – 188.
(朱家强, 朱纪洪, 郭锁凤, 等. 基于神经网络的鲁棒自适应逆飞行控制 [J]. *控制理论与应用*, 2005, 22(2): 182 – 188.)
- [4] SADATI S H, PARVAR M S, MENHAJ M B, et al. Backstepping controller design using neural networks for a fighter aircraft [J]. *European Journal of Control*, 2007, 13(5): 516 – 526.
- [5] SHIN Y, CALISE A J, JOHNSON M. Adaptive control of advanced fighter aircraft in nonlinear flight regimes [J]. *Journal of Guidance Control and Dynamics*, 2008, 31(5): 1464 – 1477.
- [6] BACON B J, OSTROFF A J, JOSHI S M. Reconfigurable NDI controller using inertial sensor failure detection & isolation [J]. *IEEE Transactions on Aerospace Electronic Systems*, 2001, 37(4): 1373 – 1383.
- [7] SIEBERKING S, CHU Q P, MULDER J A. Robust flight control using incremental nonlinear dynamic inversion and angular acceleration prediction [J]. *Journal of Guidance Control and Dynamics*, 2010, 33(6): 1732 – 1742.
- [8] ACQUATELLA P B, FALKENA W, KAMPEN E J V, et al. Robust nonlinear spacecraft attitude control using incremental nonlinear dynamic inversion [C] // *AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference*. Minneapolis, USA: AIAA, 2012: 4623.
- [9] ACQUATELLA P B, KAMPEN E J V, CHU Q P. Incremental backstepping for robust nonlinear flight control [C] // *Proceedings of the EuroGNC 2013, 2nd CEAS Specialist Conference on Guidance, Navigation and Control*. Delft, Netherlands: AIAA, 2013: 1444 – 1463.
- [10] GILS P V, KAMPEN E J V, VISSER C C, et al. Adaptive incremental backstepping flight control for a high-performance aircraft with uncertainties [C] // *AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference*. San Diego, USA: AIAA, 2016: 1380.
- [11] CHEN Haibing, ZHANG Shuguang, FANG Zhenping. Implicit NDI robust nonlinear control design with acceleration feedback [J]. *Acta Aeronautica Et Astronautica*, 2009, 30(4): 597 – 603.
(陈海兵, 张曙光, 方振平. 加速度反馈的隐式动态逆鲁棒非线性控制律设计 [J]. *航空学报*, 2009, 30(4): 597 – 603.)
- [12] DONG Feiyao, LEI Humin, LI Jiong, et al. Design of incremental dynamic inversion control law for missiles with tracking differentiator [J]. *Journal of Astronautics*, 2012, 33(10): 1439 – 1444.
(董飞尧, 雷虎民, 李炯, 等. 带有跟踪微分器的导弹增量动态逆控制律设计 [J]. *宇航学报*, 2012, 33(10): 1439 – 1444.)
- [13] YIN Hang, ZHU Jihong, ZHOU Chijun, et al. Incremental dynamic inversion control with Kalman prediction observers [J]. *Journal of Tsinghua University (Science and Technology)*, 2014, 54(12): 1534 – 1538.
(尹航, 朱纪洪, 周池军, 等. 基于Kalman预报观测器的增量动态逆控制 [J]. *清华大学学报: 自然科学版*, 2014, 54(12): 1534 – 1538.)
- [14] KOSCHORKE J, FALKENA W, KAMPEN E J V, et al. Time delayed incremental nonlinear control [C] // *AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference*. Boston, USA: AIAA, 2013: 4929.
- [15] SMEUR E J, CHU Q P, CROON G C. Adaptive incremental nonlinear dynamic inversion for attitude control of micro air vehicles [J]. *Journal of Guidance Control and Dynamics*, 2016, 39(3): 450 – 461.
- [16] KOSCHORKE J. *Advanced flight control design and evaluation: an application of time delayed incremental backstepping* [D]. Delft: Delft University of Technology, 2012.
- [17] ZHOU C J, ZHU J H, LEI H M, et al. Robust constraint backstepping control for high-performance aircraft with account of unsteady aerodynamic effects [C] // *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers Part G—Journal of Aerospace Engineering*, 2016, Doi: 10.1177/0954410015626736.
- [18] LU P, KAMPEN E J V, CHU Q P. Robustness and tuning of incremental backstepping approach [C] // *AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference*. Kissimmee, USA: AIAA, 2015: 1762.

作者简介:

周池军 (1988–), 男, 博士, 目前研究方向为动力学建模与飞行控制, E-mail: zhouchijun666@126.com;

朱纪洪 (1968–), 男, 教授, 博士生导师, 目前研究方向为飞行控制、非线性控制、航空电子, E-mail: jhzhu@tsinghua.edu.cn;

袁夏明 (1985–), 男, 博士, 在博士后流动站做研究工作, 目前研究方向为飞行器制导与控制, E-mail: summersbright@126.com;

雷虎民 (1960–), 男, 教授, 博士生导师, 目前研究方向为飞行器制导、控制与仿真, E-mail: hmleinet@126.com.