

风扰影响下的无人机非线性广义最小方差跟踪控制

庞岩¹, 王玉桃¹, 夏浩^{2†}

(1. 大连理工大学 工业装备结构分析国家重点实验室 航空航天学院, 辽宁 大连 116024;

2. 大连理工大学 控制科学与工程学院, 辽宁 大连 116024)

摘要: 本文以鱼鹰型固定翼无人机为研究对象, 基于非线性广义最小方差(nonlinear generalized minimum variance, NGMV) 最优控制理论, 研究了受到非线性阵风干扰影响下的无人机跟踪控制问题. 首先对鱼鹰型无人机动力学模型解耦, 在解耦后的横向和纵向模型上分别实现跟踪控制; 然后针对阵风非线性模型的特定形式, 根据NGMV理论设计了增维的非线性广义最小方差控制器, 使得模型充分考虑了阵风干扰的特性. 所设计的NGMV最优控制器的主要优势在于它能处理带有干扰和时滞环节的非线性系统. 多组阵风扰动的仿真试验结果表明, 非线性广义最小方差最优控制器具有跟踪性和收敛性.

关键词: 无人机; 非线性系统; 非线性阵风干扰; 非线性广义最小方差控制

中图分类号: V249.1 文献标识码: A

Nonlinear generalized minimum variance tracking control of an unmanned aerial vehicle with wind disturbance

PANG Yan¹, WANG Yu-tao¹, XIA Hao^{2†}

(1. School of Aeronautics and Astronautics, State Key Laboratory of Structural Analysis for Industrial Equipment, Dalian University of Technology, Dalian Liaoning 116024, China;

2. School of Control Science and Engineering, Dalian University of Technology, Dalian Liaoning 116024, China)

Abstract: A nonlinear generalized minimum variance (NGMV) optimal controller is designed for the tracking control problem of osprey fixed wing unmanned aerial vehicle (UAV) where the system model includes uncertainties and nonlinear disturbances of wind. First, the dynamic model of osprey fixed wing UAV is decoupled into longitudinal and lateral modes. Then, the tracking controllers are designed for longitudinal and lateral modes respectively. Besides, in order to consider the nonlinear disturbance of wind, a NGMV controller is derived by increasing the dimension of the UAV system model. So the characteristics of the wind disturbance are fully considered by designing proper NGMV controller. One major advantage of the proposed controller is that it is not hard to extend this fig.3 method to handle general non-linear multivariable systems with disturbances and delay terms. Numerical simulation results are provided to demonstrate the performance of the proposed NGMV control law under the circumstances of a group of non-linear wind disturbances.

Key words: unmanned aerial vehicles (UAV); nonlinear systems; nonlinear disturbance of wind; nonlinear generalized minimum variance control

1 引言(Introduction)

近几十年来, 无人机(unmanned aerial vehicles, UAVs)在民用和军用方面扮演着越来越重要的角色. 为了实现无人机的自动控制, 文献[1-6]提出了不同的控制方法. 如基于自适应神经网络的无人机姿态控制方法^[4-5]、四旋翼无人机姿态双增益比例-微分(proportion-derivative, PD)控制算法^[6]等. 在受到阵风影响时, 由于无人机内在的非线性、多输入多输出

以及参数耦合等特性, 传统控制方法往往不能完全满足其控制需求. 尤其是当阵风干扰被作为非线性模型处理时, 如果干扰模型建立在简单的线性模型上, 将不能完全表达出干扰的特征, 从而在一定程度上影响控制效果.

为了分析阵风干扰对无人机控制的影响, 文献[7-8]通过神经网络方法建立在线逼近函数来补偿具有不确定性的干扰, 但是由于内在函数的重构误差,

收稿日期: 2015-11-27; 录用日期: 2016-06-21.

†通信作者. E-mail: hao.x.xia@dlut.edu.cn; Tel.: +86 411-84706002-8152

本文责任编辑: 胡跃明.

国家自然科学基金项目(61273098), 中央高校基本科研业务费项目(DUT16QY23, DUT16ZD(G)01)资助.

Supported by National Natural Science Foundation of China (61273098) and Fundamental Research Funds for the Central Universities (DUT16 QY23, DUT16ZD(G)01).

这些方法最终都有界稳定. 谭健等人^[9]提出一种具有二阶滑模特性且有限时间收敛的双幂次趋近律, 利用分数阶积分滑模控制方法对无人机姿态进行控制, 外界干扰作为补偿增加到控制器中, 但是补偿方法仍是线性叠加, 且并未具体说明具有不确定性的阵风干扰对无人机的影响. 文献[10]考虑了风速影响, 利用自抗扰控制原理提出一种抗时滞LADRC控制方法, 实现了无人机全包线姿态控制, 但是风速的影响依然考虑为线性干扰. 除了姿态控制, 部分文献考虑风速影响, 对无人机轨迹规划做出研究. Alan L J等人^[11]在考虑风速的影响下, 利用网络搜索方法对无人机轨迹进行搜寻, 并利用动态规划的方法来简化轨迹搜寻. McGee T G等人^[12]利用Dubins模型对无人机进行建模, 从而使无人机的路径规划问题被当做DTSP (dubins traveling salesman problem) 处理, 通过以上方法对风场中的无人机进行航迹规划. Nicola C^[13]将目标航迹离散为多个导航点, 并通过“step-by-step”方法, 实现了在风场下航迹的最短时间规划. 屈耀红等人^[14]提出了一种利用组合导航在线估计风场信息的无人机航迹规划方法, 该方法以飞行时间为代价, 利用改进的A*搜索算法对航迹进行顺风搜索, 实现了耗时最短的航迹.

综上所述, 目前在无人机控制的研究中, 大多没有考虑阵风对无人机的影响. 虽然有些文献考虑了侧风干扰对无人机的影响, 但多数是把干扰作为线性模型处理. 基于以上分析, 本文充分考虑非线性阵风干扰对无人机的影响, 采用非线性广义最小方差控制律来设计跟踪控制器. 所设计的非线性广义最小方差控制器是著名的最小方差控制^[15](MV)和广义最小方差控制^[16](GMV)的延伸, 具有结构简单、计算简便等特点, 它能有效地控制具有延时和干扰环节的非线性系统, 因此适用于非线性风扰下无人机的跟踪控制. 本文的主要贡献在于考虑了非线性阵风干扰的影响, 根据风速模型的特点设计了增维后的非线性广义最小方差控制器, 控制器的稳定性通过选取适当的性能指标权重来保证; 并设计了多组风扰参数, 充分说明了控制器的跟踪控制效果.

2 无人机与非线性干扰模型 (UAVs and nonlinear disturbance models)

2.1 无人机模型(UAVs model)

为充分考虑非线性阵风干扰对无人机的影响, 无人机的动力学模型必须建立在适当的非线性模型上.

考虑鱼鹰型固定翼无人机, 如图1所示, 其动力学模型^[17-18]的表达式如下:

$$\dot{x} = Ax + Bu + f(x, t), \quad (1)$$

$$y = Cx, \quad (2)$$

其中: $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$ 为状态转移矩阵; $B \in \mathbb{R}^{n \times m}$ 为输入矩阵, 一般情况下 $m < n$; $C \in \mathbb{R}^{m \times n}$ 为输出矩阵;

$x(t) \in \mathbb{R}^n$ 为状态变量; $u(t) \in \mathbb{R}^m$ 为控制输入变量; $f(x, t) \in \mathbb{R}^n$ 为非线性干扰项.



图1 鱼鹰型固定翼无人机

Fig. 1 A osprey fixed wing unmanned aerial vehicle

通过建立无人机动力学模型, 得到无人机的8个状态变量:

$$x = [V \ \alpha \ q \ \theta \ \beta \ p \ r \ \phi]^T, \quad (3)$$

其中: V 表示冲速, α 表示攻角, q 表示俯仰率, θ 表示俯仰角, β 表示侧滑角, p 表示滚转角速度, r 表示偏航角速度, ϕ 表示倾斜角.

无人机动力学模型中各个状态变量之间存在耦合现象, 这对模型求解是不利的. 因此, 需要对无人机模型进行解耦^[19], 得到横向和纵向的形式如下:

$$\begin{cases} A = \begin{bmatrix} A_{lon} & 0_{4 \times 4} \\ 0_{4 \times 4} & A_{lat} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} B_{lon} & 0_{4 \times 2} \\ 0_{4 \times 2} & B_{lat} \end{bmatrix}, \\ C = \begin{bmatrix} C_{lon} & 0_{2 \times 4} \\ 0_{2 \times 4} & C_{lat} \end{bmatrix}, \end{cases} \quad (4)$$

其中: $A_{lon}, A_{lat} \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$; $B_{lon}, B_{lat} \in \mathbb{R}^{4 \times 2}$; $C_{lon}, C_{lat} \in \mathbb{R}^{2 \times 4}$ 分别表示为纵、横向的状态转移矩阵、输入矩阵和输出矩阵.

解耦后的状态变量表示为

$$x = [x_{lon}^T \ x_{lat}^T]^T, \quad (5)$$

其中: $x_{lon}, x_{lat} \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$ 分别为纵向和横向状态变量.

$$x_{lon} = [V \ \alpha \ q \ \theta]^T, \quad (6)$$

$$x_{lat} = [\beta \ p \ r \ \phi]^T. \quad (7)$$

无人机的控制变量解耦后为

$$u = \begin{bmatrix} u_{lon} \\ u_{lat} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta_{elev} \\ \delta_{thrust} \\ \delta_{ail} \\ \delta_{rud} \end{bmatrix}, \quad (8)$$

其中: δ_{elev} 表示升降舵, 用于倾斜和高度控制; δ_{thrust} 表示推力; δ_{ail} 表示副翼, 控制旋转和倾斜转弯; δ_{rud} 表示方向舵, 用于转向.

2.2 非线性干扰模型(Nonlinear disturbance model)

方程(1)中的非线性干扰项 $f(x, t)$ 经过解耦, 得到纵

向 $f(x_{lon}, t)$ 和横向 $f(x_{lat}, t)$ 的表达式为

$$f(x_{lon}, t) = [-9.81 \sin \theta \ 0 \ 0 \ 0]^T + g(x), \quad (9)$$

$$f(x_{lat}, t) = [0.39 \sin \phi \ 0 \ 0 \ 0]^T, \quad (10)$$

其中: $g(x) \in \mathbb{R}^4$ 为竖直方向风速引起的干扰项^[19]. 其表达式如下:

$$g(x) = -A_{lon}(:, 2) \frac{1}{V_0} \left\{ \frac{U_{ds}}{2} \left[1 - \cos \frac{\pi s}{H} \right] \right\}, \quad (11)$$

其中: H 为飞行器达到最大速度时的飞行距离; V_0 为飞行器进入风中的前向初速度; s 为进入风中的距离, $s = \int_{t_1}^{t_2} V(t) dt$; U_{ds} 为设计好的风速^[20].

在干扰项 $g(x)$ 中, 由于积分项 $s = \int_{t_1}^{t_2} V(t) dt$ 的存在, 使得计算的复杂性增加, 为了降低算法难度, 需在纵向模型中新增一个状态变量 $x_5 = s$, 因此可得到 $\dot{x}_5 = x_1$, 增维的纵向状态变量 $x'_{lon}(t) \in \mathbb{R}^5$. 通过

增加状态变量, 使得无人机模型中所有的自变量都包含在了状态变量中, 为后续控制器的设计带来方便. 增维的纵向状态转移矩阵和输入矩阵为

$$A'_{lon} = \begin{bmatrix} A_{lon} & 0_{4 \times 1} \\ 1 & 0_{1 \times 4} \end{bmatrix}, \quad B'_{lon} = \begin{bmatrix} B_{lon} \\ 0_{1 \times 2} \end{bmatrix}. \quad (12)$$

3 控制系统模型(Control system models)

离散时间的非线性广义最小方差控制器的控制系統如图2所示, 包括非线性动态系统、线性动态子系统、线性参考模型和干扰模型. 图中所示的信号分别为: 误差信号 $e(t) = r(t) - y(t)$; 控制器输出 $y(t) = d(t) + (Wu)(t)$; 参考输入 $r(t) = W_r \omega(t)$; 干扰输出 $d(t) = W_d \xi_d(t)$; 观测信号 $z(t) = y(t) + v(t)$; 噪声误差信号 $e_0(t) = r(t) - z(t)$; 性能指标变量: $\phi_c = P_c e(t) + F_c u(t)$; 其中: $\{v(t)\}$, $\{\xi_0\}$ 和 $\{\xi_d\}$ 是零均值、具有各自协方差的高斯白噪声.

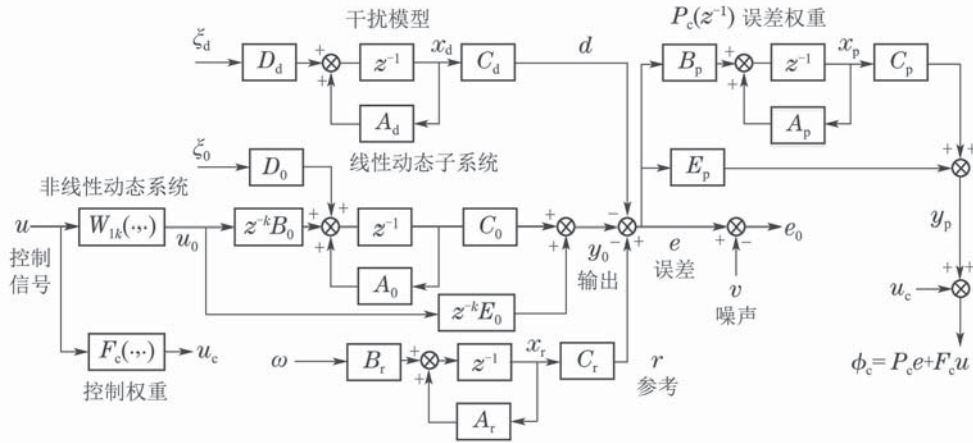


图 2 NGMV 最优控制器的结构图

Fig. 2 The structure figure of NGMV optimal controller

图2中各个子模块的状态空间表达式分别为:

线性参考模型:

$$x_r(t+1) = A_r x_r(t) + B_r \omega(t), \quad x_r(t) \in \mathbb{R}^{n_r}, \quad (13)$$

$$r(t) = C_r x_r(t), \quad (14)$$

$$W_r(z^{-1}) = C_r(zI - A_r)^{-1} B_r. \quad (15)$$

干扰模型:

$$x_d(t+1) = A_d x_d(t) + D_d \xi_d(t), \quad x_d(t) \in \mathbb{R}^{n_d}, \quad (16)$$

$$d(t) = C_d x_d(t), \quad (17)$$

$$W_d(z^{-1}) = C_d(zI - A_d)^{-1} D_d. \quad (18)$$

线性动态子系统模型:

$$x_0(t+1) = A_0 x_0(t) + z^{-k} B_0 u_0(t) + D_0 \xi_0(t), \quad (19)$$

$$x_0(t) \in \mathbb{R}^{n_0}, \quad (19)$$

$$y_0(t) = C_0 x_0(t) + z^{-k} E_0 u_0(t), \quad (20)$$

$$W_0(z^{-1}) = C_0(zI - A_0)^{-1} z^{-k} B_0 + z^{-k} E_0. \quad (21)$$

误差权重:

$$x_p(t+1) = A_p x_p(t) + B_p e(t), \quad x_p(t) \in \mathbb{R}^{n_p}, \quad (22)$$

$$y_p(t) = C_p x_p(t) + E_p e(t) = P_c e(t), \quad (23)$$

$$e(t) = C_r x_r(t) - C_d x_d(t) - C_0 x_0(t) - z^{-k} E_0 u_0(t). \quad (24)$$

非线性动态系统: 非线性系统的情况比较复杂, 难以用统一的形式表达, 故用非线性系统的传递函数 W_{1k} 表示非线性模型. 同时考虑延迟项和线性动态子系统, NGMV 最优控制器非线性模型的传递函数可描述为

$$W(t) = z^{-k} W_{0k} W_{1k}(t), \quad (25)$$

$$u_0(t) = W_{1k} u(t). \quad (26)$$

综合以上各子模块, 整个控制器模型的状态空间表达式为

$$\begin{cases} x(t+1) = Ax(t) + Bu_0(t-k) + D\xi(t), \\ y(t) = Cx(t) + Eu_0(t-k). \end{cases} \quad (27)$$

同时, 可得到动态误差项 $P_c e(t)$ 以及噪声误差信号 e_0 的表达式:

$$P_c e(t) = y_p(t) = C_\phi x(t) + E_\phi u_0(t-k), \quad (28)$$

$$e_0(t) = C_e x(t) - z^{-k} E_0 u_0(t) - v(t), \quad (29)$$

其中:

$$x = \begin{bmatrix} x_0 \\ x_d \\ x_r \\ x_p \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} A_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A_d & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A_r & 0 \\ -B_p C_0 & -B_p C_0 & B_p C_r & A_p \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} B_0 \\ 0 \\ 0 \\ -B_p E_0 \end{bmatrix}, \quad D = \begin{bmatrix} D_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & D_d & 0 & 0 \\ 0 & 0 & B_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \xi = \begin{bmatrix} \xi_0 \\ \xi_d \\ \omega \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$C = \begin{bmatrix} C_0 \\ C_d \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T, \quad C_\phi = \begin{bmatrix} -E_p C_0 \\ -E_p C_d \\ E_p C_r \\ C_p \end{bmatrix}^T, \quad C_e = \begin{bmatrix} -C_0 \\ -C_d \\ C_r \\ 0 \end{bmatrix}^T,$$

$$E = E_0, \quad E_\phi = -E_p E_0.$$

4 NGMV 最优控制器 (NGMV optimal controller)

4.1 状态估计 (State estimation)

NGMV 最优控制器模型中具有 k 步延迟, 虽然会影响输入, 但是对状态估计的基本表达式不会产生影响. 利用卡尔曼滤波器可得到式(27)的最佳状态估计值.

卡尔曼滤波^[21]基本方程:

预测方程:

$$\hat{x}(t+1|t) = A\hat{x}(t|t) + z^{-k} B u_0(t). \quad (30)$$

校正方程:

$$\hat{x}(t+1|t+1) = \hat{x}(t+1|t) + K_f (e_0(t+1) - \hat{e}_0(t+1|t)), \quad (31)$$

$$\hat{e}_0(t+1|t) = C_e \hat{x}(t+1|t) - z^{-k} E_0 u_0(t+1). \quad (32)$$

综合以上方程, 得到状态变量 $x(t)$ 的估计值:

$$\begin{aligned} \hat{x}(t|t) = & K_f \cdot (I - z^{-1}(A - K_f C_e A))^{-1} \cdot \\ & (e_0(t) + z^{-k} E_0 u_0(t) - z^{-k-1} C_e B u_0(t)) + \end{aligned}$$

$$(I - z^{-1}(A - K_f C_e A))^{-1} \cdot B u_0(t) \cdot z^{-k-1}, \quad (33)$$

其中 K_f 为卡尔曼增益矩阵.

根据当前的状态估计值 $\hat{x}(t|t)$ 和线性系统的状态空间表达式 $x(t+1) = Ax(t) + Bu_0(t-k)$ 可得 $(t+k)$ 时刻的状态估计值:

$$\begin{cases} \hat{x}(t+1|t) = A\hat{x}(t|t) + B u_0(t-k), \\ \hat{x}(t+2|t) = A^2 \hat{x}(t|t) + A \cdot B u_0(t-k) + \\ \quad B u_0(t-k+1), \\ \vdots \\ \hat{x}(t+k|t) = A^k \hat{x}(t|t) + T_0(k, z^{-1}) B u_0(t), \end{cases} \quad (34)$$

其中:

$$T_0(k, z^{-1}) = z^{-1}(I + z^{-1}A + \dots + z^{-k+1}A^{k-1}). \quad (35)$$

4.2 最优控制 (Optimal control)

非线性广义最小方差 (NGMV) 最优控制器的最优性能指标变量为 $\{\phi_c\}$, 其表达式如下:

$$\phi_c = P_c e(t) + F_c u(t). \quad (36)$$

变量 $\{\phi_c\}$ 包含两项: 动态误差项 $P_c e(t)$, 权重 P_c 由误差权重子模块表示; 控制信号项 $F_c u(t)$, 权重为 F_c . 指标函数 J 关于变量 $\{\phi_c\}$ 的表达式如下:

$$\begin{aligned} J = E \{ \phi_c^T(t) \phi_c(t) \} = & \\ E \{ \text{trace} [\phi_c^T(t) \phi_c(t)] \}, & \quad (37) \end{aligned}$$

式中 $E\{\cdot\}$ 表示变量的期望值. 那么, 最优控制的目标是使指标函数 $J = E\{\cdot\}$ 达到最小.

如果每个输出通道的延迟都是 k 步, 那么每个 t 时刻的控制输入影响的是 $t+k$ 时刻的输出值, 因此, 把控制信号项定义为

$$F_c u(t) = z^{-k} F_{ck} u(t). \quad (38)$$

将式(28)和式(38)代入式(36), 并将等式两边同时乘以 z^k 后可得

$$\begin{aligned} \phi_c(t+k) = & P_c e(t+k) + F_{ck} u(t) = \\ & C_\phi x(t+k) + E_\phi u_0(t) + F_{ck} u(t). \end{aligned} \quad (39)$$

因为 $u_0 = W_{1k} u(t)$, 代入式(39)得

$$\begin{aligned} \phi_c(t+k) = & \\ & C_\phi x(t+k) + E_\phi W_{1k} u(t) + F_{ck} u(t), \end{aligned} \quad (40)$$

式中, 变量 $\phi_c(t+k)$ 可理解为预测值 $\hat{\phi}_c(t+k|t)$ 和预测误差值 $\tilde{\phi}_c(t+k|t)$ 之和. 那么, 根据正交性^[22] 可得到性能指标函数 J 的表达式如下:

$$J = E \{ \hat{\phi}_c^T(t+k|t) \hat{\phi}_c(t+k|t) \} +$$

$$E\{\tilde{\phi}_c^T(t+k|t)\tilde{\phi}_c(t+k|t)\}. \quad (41)$$

预测误差信号 $\tilde{\phi}_c(t+k|t)$ 和控制输入信号无关, 并且 $\hat{\phi}_c^T(\cdot)\hat{\phi}_c(\cdot) \geq 0$, 所以要满足指标函数 J 最小, 需满足 $\hat{\phi}_c(t+k|t) = 0$, 即

$$\begin{aligned} \hat{\phi}_c(t+k|t) = \\ C_\phi \hat{x}(t+k|t) + E_\phi W_{1k} u(t) + F_{ck} u(t) = 0. \end{aligned} \quad (42)$$

再结合式(26)(34)(42)得到最优控制的表达式为

$$\begin{aligned} u_{opt} = -\{F_{ck} + [C_\phi T_0(k, z^{-1})B + E_\phi] W_{1k}\}^{-1} \cdot \\ C_\phi A^k \hat{x}(t|t), \end{aligned} \quad (43)$$

或

$$\begin{aligned} u_{opt} = -F_{ck}^{-1}[(C_\phi A^k \hat{x}(t|t) + (C_\phi T_0(k, z^{-1})B + \\ E_\phi) \cdot (W_{1k} u(t))]. \end{aligned} \quad (44)$$

至此, 得到非线性广义最小方差最优控制器的最优控制 u_{opt} , 其控制系统框图如图3所示. 其中: $T_{f1}(z^{-1}) = K_f \cdot (I - z^{-1}(A - K_f C_e A))^{-1}$, C_ϕ 和 C_e 是式(28)–(29)中定义的矩阵.

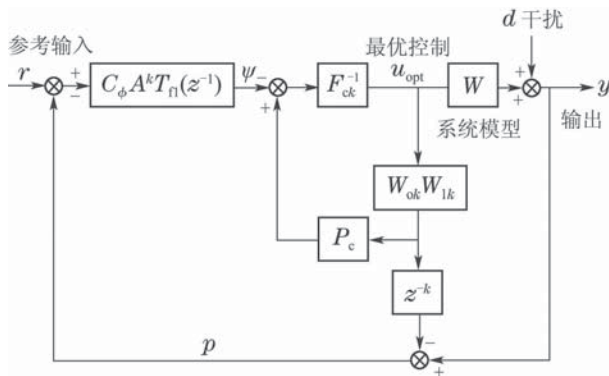


图 3 最优控制 u_{opt} 实现结构图

Fig. 3 The structure of optimal control u_{opt}

4.3 稳定性分析(Stability analysis)

引理 1 如果非线性系统中所有的子环节均是Marcinkiewicz 空间 $M_2(\mathbb{R}_+, \mathbb{R}^n)$ 的扩展, 那么该系统是有限增益的, 且系统有限增益稳定^[23].

由式(33)和式(44)可得到NGMV最优控制器的另一种表达形式:

$$\begin{aligned} u_{opt} = -F_{ck}^{-1}[(C_\phi A^k (T_{f1}(z^{-1})(r(t) - \\ (C \cdot x(t) + E_0 u_0(t-k) + v(t))) + \\ T_{f2}(z^{-1})u_0(t)) + (C_\phi T_0(k, z^{-1})B + \\ E_\phi) \cdot (W_{1k} u(t))], \end{aligned} \quad (45)$$

其中: $T_{f2}(z^{-1}) = (I - z^{-1}(A - K_f C_e A))^{-1} \cdot z^k \cdot (K_f E_0 + z^{-1}(I - K_f C_e)B)$.

为分析稳定性, 假设外部输出的干扰噪声为0, 同时注意到 $W_{0k} = (E_0 + C_\phi \cdot B)$, 代入式(45)中进一步推导可得

$$\begin{aligned} u_{opt} = -F_{ck}^{-1}[C_\phi A^k T_{f1}(z^{-1})r(t) - \\ P_c W_{0k}(z^{-1})u_0(t)]. \end{aligned} \quad (46)$$

又由 $W_{1k} u(t) = u_0(t)$, 系统最优控制项和输出项分别为

$$u_{opt} = (P_c W_k - F_{ck})^{-1} C_\phi A^k T_{f1}(z^{-1})r(t), \quad (47)$$

$$\begin{aligned} (Wu)(t) = D_T W_k (P_c W_k - F_{ck})^{-1} \cdot \\ C_\phi A^k T_{f1}(z^{-1})r(t). \end{aligned} \quad (48)$$

注意到两个有限增益 M_2 稳定的系统串联后也是有限增益 M_2 稳定, 同时式(48)中的 W_k 可以表示为分式的形式, 即 $W_k = B_k \cdot A_k^{-1}$, 则 $W_k (P_c W_k - F_{ck})^{-1} = B_k (P_c B_k - F_{ck} A_k)^{-1}$. 只要算子 $(P_c W_k - F_{ck})^{-1}$ 是有限增益 M_2 稳定的, 式(47)–(48)中只包含有限增益模块. 因此, 要保证系统的稳定性, 只需通过选择性能指标的权重项, 使得算子 $(P_c W_k - F_{ck})^{-1}$ 是有限增益 M_2 稳定即可. 综上所述, 通过选取对角阵形式的权重项可以使 $(P_c W_k - F_{ck})$ 的逆存在, 且控制和输出信号只包含有限增益矩阵.

5 仿真结果和分析 (Simulation results and analysis)

针对连续时间的无人机模型(1)–(2), 利用Euler 梯形式^[24]可得到离散化的模型, 然后可对离散时间的无人机模型直接设计增维的NGMV最优控制器. 仿真中线性参考模型基于式(13)–(14); 干扰模型基于式(9)–(10), 其中式(11)中竖直方向风速引起的干扰项 $g(x)$ 的具体参数如表1所示, 表中给出了3组不同情况下的风扰参数. 仿真试验中无人机所有状态的初始值均设为0.

表 1 不同情况下的风扰参数

Table 1 Wind disturbance parameters

	$U_{ds}/(m \cdot s^{-1})$	H/m	$V_0/(m \cdot s^{-1})$
情况 1	10.08	15.24	30
情况 2	13.03	15.40	35
情况 3	10.86	15.24	25

仿真中状态转移矩阵 A 和输入矩阵 B 的数值是在鱼鹰型无人机飞行实验中测得的, 为简便起见, 此处只给出无人机纵向模型增维后的状态转移矩阵 A'_{lon} 、输入矩阵 B'_{lon} 以及参考模型纵向的状态转移矩阵 A_{lonr} 和输入矩阵 B_{lonr} . 横向模型的状态转移矩阵、输入矩阵和参考模型横向的数据详情请见参考文献[25].

$$A'_{\text{lon}} = \begin{bmatrix} -0.15 & 11.08 & 0.08 & 0 & 0 \\ -0.03 & -7.17 & 0.83 & 0 & 0 \\ 0 & -37.35 & -9.96 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (49)$$

$$B'_{\text{lon}} = \begin{bmatrix} 0.003 & 0.06 \\ 10^{-5} & 10^{-4} \\ -0.98 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_{\text{lonr}} = \begin{bmatrix} 0 & 0.5 \\ 0 & 0 \\ 10 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (50)$$

$$A_{\text{lonr}} = \begin{bmatrix} 0.6 & -1.1 & 0 & 0 \\ 2.0 & -2.2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -4 & -600 \\ 0 & 0 & 0.1 & -10 \end{bmatrix}. \quad (51)$$

横向控制仿真的目标是跟踪滚转角速度和偏航角速度,图4给出了横向模型的闭环控制仿真结果.纵向控制仿真的目标是跟踪冲速和俯仰率,图5给出了纵向模型在3组不同阵风干扰情况下的NGMV闭环跟踪控制仿真结果.无人机横向和纵向的跟踪误差如图6所示.此时,横向控制的动态误差权重 P_c^{lat} 和控制信号权重 F_c^{lat} 以及纵向控制的动态误差权重 P_c^{lon} 和控制信号权重 F_c^{lon} 分别为

$$P_c^{\text{lat}} = \begin{bmatrix} \frac{23 - 15.5z^{-1} + 2.5z^{-2}}{1 - 1.5z^{-1} + 0.5z^{-2}} \\ 0 \\ 0 \\ \frac{2.3 - 4.16z^{-1} + 2.1z^{-2}}{1 - 1.5z^{-1} + 0.5z^{-2}} \end{bmatrix}, \quad (52)$$

$$P_c^{\text{lon}} = \begin{bmatrix} \frac{30 - 57.5z^{-1} + 27.5z^{-2}}{1 - 1.5z^{-1} + 0.5z^{-2}} \\ 0 \\ 0 \\ \frac{66 - 126z^{-1} + 61.5z^{-2}}{0.1 - 0.15z^{-1} + 0.05z^{-2}} \end{bmatrix}, \quad (53)$$

$$F_c^{\text{lat}} = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}, \quad F_c^{\text{lon}} = \begin{bmatrix} -2.3 & 0 \\ 0 & 1.05 \end{bmatrix}. \quad (54)$$

由图4和图5可知,对于鱼鹰型无人机横向和纵向模型,所设计的非线性广义最小方差控制器能够较好地跟踪给定的参考输入.在受到阵风干扰时,纵向模型的跟踪结果说明控制器能够满足不同风扰情况下的需求.由图6可知,横向、纵向上的跟踪误差均在0附近波动,跟踪状态量的偏差均在可接受的范围内.因此,所设计的控制器具有良好的控制性能,对于扰动和阵风干扰等都具有较强的鲁棒性.目前工程上对于非线性模型处理的主要办法是在系统平衡点附近线性化^[26-27],然后利用线性系统理论解决问题,本文设计的NGMV控制器直接对非线性系统建模,从而使

得模型得到充分表达,因此计算结果也更加符合实际情况,为非线性系统控制器设计提供了一种新思路.

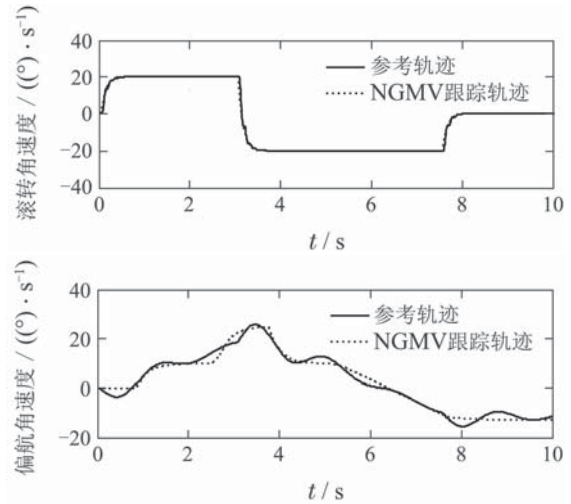


图4 滚转角速度和偏航角速度仿真

Fig. 4 Roll rate and yaw rate simulation

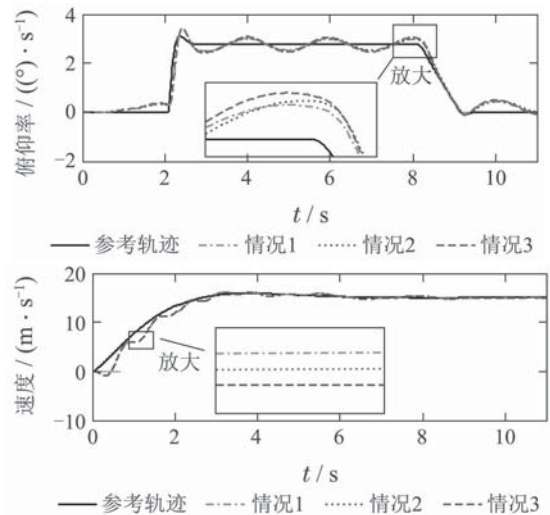
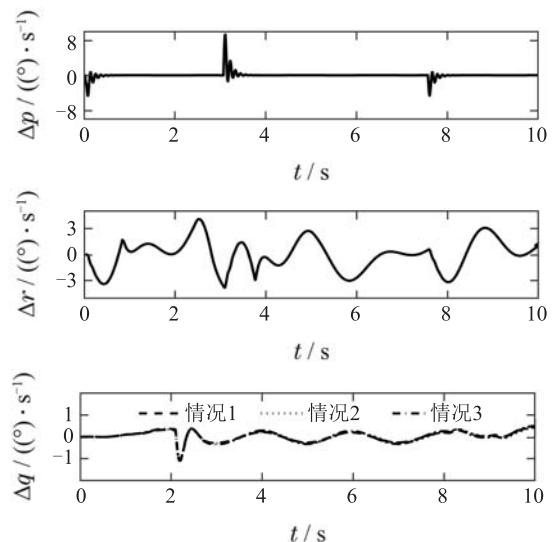


图5 冲速和俯仰率仿真

Fig. 5 Pitch rate and forward velocity simulation



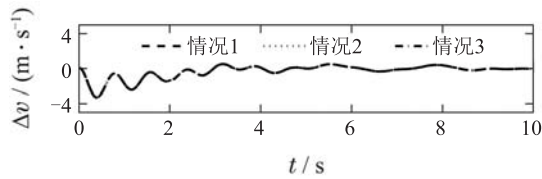


图6 跟踪控制误差

Fig. 6 Tracking control error

6 结论(Conclusions)

本文以鱼鹰型固定翼无人机模型为对象,研究了无人机受到阵风干扰时的跟踪控制问题,且阵风干扰模型作为非线性模型处理.针对无人机解耦后纵向和纵向模型,设计了增维的非线性广义最小方差最优控制器.最优性能指标由具有权重的动态误差项和控制信号项构成,通过设定性能指标的权重来保证系统的稳定性.为说明控制器的控制效果,纵向上考虑了3种不同情况下的阵风干扰,无人机横、纵向的跟踪控制仿真结果表明了非线性广义最小方差最优控制器的良好跟踪性和稳定性.

参考文献(References):

- [1] AZINHEIRA J R, MOUTINHO A. Hover control of an UAV with back stepping design including input saturations [J]. *IEEE Transaction Control System Technology*, 2008, 16(3): 517 – 526.
- [2] YOO C S, KANG Y S, PARK B J. Hardware-in-the-loop simulation test for actuator control system of smart UAV [C]//*International Conference on Control Automation and Systems*. Gyeonggi-do: IEEE, 2010: 1729 – 1732.
- [3] LU C X, HUANG Q. Design of the platform for a UAV flight control system based on STM32 [J]. *International Journal of Digital Content Technology & Its Applications*, 2013, 7(5): 1033 – 1041.
- [4] YAVRUCUK J, PRASAD J V R, UNNIKRIISHNAN S. Envelope protection for autonomous unmanned aerial vehicles [J]. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 2009, 32(1): 248 – 261.
- [5] YAVRUCUK J, PRASAD J V R. Online dynamic trim and control limit estimation [J]. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 2012, 35(5): 1647 – 1656.
- [6] WANG Shaohua, YANG Ying. Quadrotor aircraft attitude estimation and control based on Kalman filter [J]. *Control Theory & Applications*, 2013, 30(9): 1109 – 1115.
(汪绍华, 杨莹. 基于卡尔曼滤波的四旋翼飞行器姿态估计和控制算法研究(英文) [J]. *控制理论与应用*, 2013, 30(9): 1109 – 1115.)
- [7] LEITNER J, CALISE A, PRASAD J V R. Analysis of adaptive neural networks for helicopter flight controls [J]. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 1997, 20(5): 972 – 979.
- [8] SHIN Y. *Neural network based adaptive control for nonlinear dynamic regimes* [D]. Georgia: Georgia Technical Institute, 2005.
- [9] ZHANG Bo, ZHOU Zhou, ZHU Xiaoping. Practical active disturbance-rejection solution to a fly wing UAV flight control within full envelope [J]. *Control Theory & Applications*, 2015, 32(10): 1370 – 1377.
(张波, 周洲, 祝小平. 自抗扰实现飞翼布局无人机全包线飞行控制 [J]. *控制理论与应用*, 2015, 32(10): 1370 – 1377.)
- [10] TAN Jian, ZHOU Zhou, ZHU Xiaoping, et al. Altitude control for flying wing unmanned aerial vehicles based on fractional order integral sliding-mode [J]. *Control Theory & Applications*, 2015, 32(5): 607 – 614.
(谭健, 周洲, 祝小平, 等. 飞翼布局无人机分数阶积分滑模姿态控制 [J]. *控制理论与应用*, 2015, 32(5): 607 – 614.)
- [11] JENNINGS A L, ORDONEZ R, CECCARELLI N. Dynamic programming applied to UAV way point path planning in wind [C]//*IEEE Multi-conference on Systems and Control*. San Antonio: IEEE, 2008: 215 – 220.
- [12] MCGEE T G, SPRY S, HEDRICK J K. Optimal path planning in a constant wind with a bounded turning rate [C]//*AIAA Guidance, Navigation and Control Conference and Exhibit*. San Francisco: AIAA, 2005: 2005 – 6186.
- [13] CECCARELLI N, ENRIGHT J J, FRAZZOLI E, et al. Micro UAV path planning for reconnaissance in wind [C]//*American Control Conference*. New York: IEEE, 2007: 5310 – 5315.
- [14] QU Yaohong, XIAO Zibing, YUAN Dongli. An effective method of UAV flight path planning on-line in wind field using improved a searching algorithm [J]. *Journal of Northwest Polytechnical University*, 2012, 30(4): 576 – 581.
(屈耀红, 肖自兵, 袁冬莉. 基于风场信息的无人机在线航迹规划方法 [J]. *西北工业大学学报*, 2012, 30(4): 576 – 581.)
- [15] KUSHNER H. Introduction to stochastic control [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1971, 17(6): 851 – 852.
- [16] CLARKE D W, GAWTHROP P J. Self-tuning control [J]. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, 1979, 126(6): 633 – 640.
- [17] OPPENHEIMER M W, DOMAN D B. Control of an unstable, non-minimum phase hypersonic vehicle model [C]//*Aerospace Conference*. Montana, USA: IEEE, 2006: 1 – 7.
- [18] NGO A D, DOMAN D B. Dynamic inversion-based adaptive/reconfigurable control of the X-33 on ascent [J]. *Journal of Guidance Control and Dynamics*, 2002, 25(2): 275 – 284.
- [19] MACKUNIS W, KAISER M K, PATRE P M, et al. Asymptotic tracking for aircraft via an uncertain dynamic inversion method [C]//*American Control Conference*. Washington: IEEE, 2008: 3482 – 3487.
- [20] HUERTA M P. Harmonization of airworthiness standards for transport category airplanes—landing gear retracting mechanisms and pilot compartment view [J]. *Federal Register*, 2012, 7(3): 469 – 472.
- [21] GRIMBLE M J, JOHNSON M A. Optimal control and stochastic estimation: theory and applications [J]. *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices*, 1988, 1(2): 129 – 130.
- [22] SOBRAL M. Linear optimal control [J]. *Journal of the Franklin Institute*, 1973, 295(4): 350 – 351.
- [23] PANG Y, GRIMBLE M J. NGMV control of delayed piecewise affine systems [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2011, 55(12): 2817 – 2821.
- [24] ZHANG Hongwei, JIN Guangri, SHI Jilin, et al. *Computer Science Calculation* [M]. The Second Edition. Beijing: Higher Education Press, 2013: 217 – 220.
(张宏伟, 金光日, 施吉林, 等. *计算机科学计算* [M]. 第2版. 北京: 高等教育出版社, 2013: 217 – 220.)
- [25] MACKUNIS W, KAISER M K, PATRE P M, et al. Adaptive dynamic inversion for asymptotic tracking of an aircraft reference model [C]//*AIAA Guidance, Navigation and Control Conference and Exhibit*. Hawaii: AIAA, 2008: 2008 – 6792.
- [26] LI Xiaoli, WANG Shuning. Nonlinear system multiple model adaptive control based on piecewise linearization method [J]. *Control and Decision*, 2002, 17(01): 45 – 48.
(李晓理, 王书宁. 基于分片线性化方法的非线性系统多模型自适应控制 [J]. *控制与决策*, 2002, 17(1): 45 – 48.)
- [27] WU Wenhai, WANG Qi, HE Jian. Study on linear model and stability analysis of tiltrotor aircraft [J]. *Aircraft Design*, 2014(5): 25 – 30.
(吴文海, 王奇, 何健. 倾转旋翼机模型线性化及稳定性分析 [J]. *飞机设计*, 2014, 34(5): 25 – 30.)

作者简介:

庞岩 (1977-), 女, 副教授, 硕士生导师, 目前研究方向为混杂系统建模与优化控制, E-mail: ypang@dlut.edu.cn;

王玉桃 (1992-), 男, 硕士研究生, 目前研究方向为非线性最小方差控制律, E-mail: wangyutao2010@mail.dlut.edu.cn;

夏浩 (1971-), 男, 教授, 目前研究方向为混杂系统的控制分析与优化, E-mail: hao.x.xia@dlut.edu.cn.