

DOI:10.16356/j.1005-2615.2019.03.007

滤波器群时延对二元翼段阵风减缓的影响

芮俊俊 于明礼 孙旭炳

(南京航空航天大学机电学院, 南京, 210016)

摘要: 针对二元翼段阵风载荷减缓主动控制系统, 研究了数字滤波器群时延对阵风减缓效率的影响。首先建立了气动弹性模型, 并将时滞系统转化为等价的无时滞系统。随后设计了阵风发生器、数字滤波器及时滞线性二次型(Linear quadratic, LQ)控制器等组成控制系统。最后对系统进行数值仿真并开展风洞实验加以验证。研究发现, 当滤波器群时延量较小时可以改善控制系统性能, 提高阵风载荷减缓效率, 但随着滤波器群时延量增大, 阵风载荷减缓效率降低甚至出现控制器失效的情况。

关键词: 阵风载荷减缓; 时滞; LQ 控制器; 滤波器群时延; 二元翼段

中图分类号: V22 **文献标志码:** A **文章编号:** 1005-2615(2019)03-0312-07

Influence of Filter Group Delay on Gust Alleviation of Two-Dimensional Airfoil

RUI Junjun, YU Mingli, SUN Xubing

(College of Mechanical and Electrical Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing, 210016, China)

Abstract: The effects of digital filter group delay on efficiency of gust load alleviation are studied in the gust load alleviation control system of a two-dimensional airfoil. Firstly, aeroelastic model is established and the delay system is transformed into an equivalent delay-free system. Secondly, Guest generator, digital filter and time delay Linear quadratic (LQ) controller are designed. Finally, the system is studied through numerical simulation and wind tunnel experiments. Results demonstrate that a small amount of group delay of the filter may improve the performance of the control system and increase efficiency of gust load alleviation, but the increase of the filter group delay reduces the gust load reduction efficiency significantly and even leads to the failure of controlling.

Key words: gust load alleviation; time delay; Linear quadratic (LQ) controller; filter group delay; two-dimensional airfoil

阵风载荷减缓(Gust load alleviation, GLA)主动控制的基本原理是通过传感器感受风场和飞机的运动状态, 然后按照一定的规律操纵升降舵、对称襟翼等操纵面偏转, 产生直接升力来减小阵风对飞行过载的影响^[1]。在主动控制中, 不可避免地存在着时滞问题, 如传感器信号的采集和传输、控制

器对信号的处理和计算、作动器的执行过程都会产生时滞。在众多时滞因素中, 滤波器群时延比较特别, 因数字滤波器群时延引入的时滞量仅取决于滤波器特性本身^[2-4]。

目前针对阵风载荷减缓主动控制, 国内外已做过许多研究。在控制器设计方面, 主要有线性二次

基金项目: 国家自然科学基金(11102081)资助项目。

收稿日期: 2018-8-7; **修订日期:** 2018-9-19

通信作者: 于明礼, 男, 副教授, E-mail: meeyml@nuaa.edu.cn。

引用格式: 芮俊俊, 于明礼, 孙旭炳. 滤波器群时延对二元翼段阵风减缓的影响[J]. 南京航空航天大学学报, 2019, 51(3):312-318. RUI Junjun, YU Mingli, SUN Xubing. Influence of Filter Group Delay on Gust Alleviation of Two-Dimensional Airfoil[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2019, 51(3):312-318.

型调节器(Linear quadratic regulator, LQR)/线性二次高斯(Linear quadratic Gaussian, LQG)和 H_∞ 两种控制理论^[5-8],但多只是针对于无时滞系统。针对滤波器群时延对控制系统影响,刘博研究了群时延引起的受控小车二级摆失稳及其抑制^[3],于明礼研究了数字滤波器群时延对颤振控制系统稳定性的影响^[4]。滤波器群时延的引入使系统成为无限维状态空间,这给系统控制器设计增加了复杂性。

结合滤波器群时延特性以及文献[9-10]中提出的离散 LQ 控制方法。本文以三自由二元翼段为研究对象,通过数值仿真与风洞实验相结合的方法研究了滤波器群时延对二元翼段阵风减缓的影响,并解释了系统主动控制效率随群时延量变化而改变的原因。

1 气动弹性模型

1.1 控制系统的设计

三自由度二元翼段模型常被用于研究机翼颤振、阵风载荷减缓等主动控制系统设计中。本文以三自由度二元翼段模型为被控对象,设计含时滞反馈的二元翼段阵风载荷减缓控制系统。以机翼模型为基础,根据控制要求设计相应的执行器、传感器和反馈控制单元。此外,要实现阵风环境还需设计阵风发生装置;为了对比不同群时延量对控制系统影响,需要设计特定数字滤波器。图1为主动控制系统的构成。

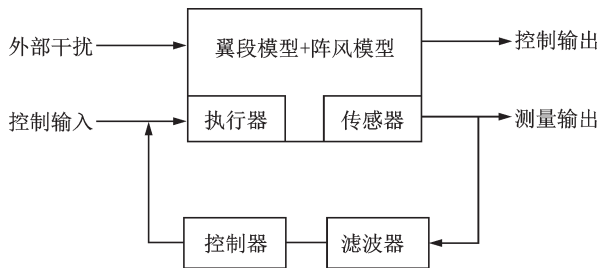


图1 含时滞反馈的二元翼段阵风载荷减缓控制系统
Fig.1 Gust load alleviation control system of two-dimensional airfoil with time delay feedback

结合图1所设计的控制系统,为开展风洞实验,本文以二元翼段模型为实验基础平台,选择超声电机作为驱动控制面偏转的执行器,设计了阵风发生器建立阵风环境,使用光电编码器、激光位移测距器作为传感器测量输出量,设计低通滤波器,使用DSP开发板作为数据处理、控制实现的控制单元。此外,上位机用来与DSP开发板通讯,实现实验过程控制、数据直观化显示、数据存储等。

1.2 基于非正常气动力的机翼状态方程

基于 Küssner 函数^[11]和 Duhamel 积分,二维翼段在阵风干扰下的气动升力 L_g 和对弹性轴的气动力

矩 T_g 为

$$L_g = 2\pi\rho_a Vb \left[\omega_g(t)\varphi_g(0) + \int_0^t \omega_g(\sigma) \frac{d\varphi_g(t-\sigma)}{d\sigma} d\sigma \right]$$

$$T_g = 2\pi(0.5 + a) \cdot \rho Vb^2 \left[\omega_g(t)\varphi_g(0) + \int_0^t \omega_g(\sigma) \frac{d\varphi_g(t-\sigma)}{d\sigma} d\sigma \right] \quad (1)$$

式中: α 为主翼俯仰角,顺时针为正; b 为半弦长; ρ_a 为空气密度; V 为来流风速; ω_g 为阵风速度; $\varphi_g(t)$ 为 Küssner 函数,其表达式为

$$\varphi_g(t) = 1 - \delta_3 e^{-\frac{\varepsilon_3 V t}{b}} - \delta_4 e^{-\frac{\varepsilon_4 V t}{b}} \quad (2)$$

当用超声电机施加控制后,控制面的转角取决于超声电机输出轴的转角指令 β_c 。超声电机二阶动力学方程为

$$\ddot{\beta} + 2\omega_0\zeta\dot{\beta} + \omega_0^2\beta = k_0\omega_0^2\beta_c \quad (3)$$

式中: β 是超声电机的实际转角; k_0 是比例系数; ω_0 是固有频率; ζ 为阻尼比。

基于 Theodorsen 定理,可以推导出作任意运动的三自由度二元机翼受到的气动升力 L_a 和俯仰力矩 T_a ^[1],结合模型受力与运动方程,二元翼段气动弹性运动方程可写为

$$M_s\ddot{q} + D_s\dot{q} + K_s q = F_{ae} + G_s\beta_c \quad (4)$$

式中

$$M_s = \begin{bmatrix} m & S_{ha} & S_{h\beta} \\ S_a & I_a & S_{a\beta} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, D_s = \begin{bmatrix} d_h & 0 & 0 \\ 0 & d_a & 0 \\ 0 & 0 & d_\beta \end{bmatrix}$$

$$K_s = \begin{bmatrix} k_h & 0 & 0 \\ 0 & k_a & 0 \\ 0 & 0 & k_\beta \end{bmatrix}, F_{ae} = \begin{Bmatrix} -(L_a + L_g) \\ T_a + T_g \\ 0 \end{Bmatrix}$$

$$G_s = \begin{Bmatrix} 0 \\ 0 \\ g_0 \end{Bmatrix}, q = \begin{Bmatrix} h \\ \alpha \\ \beta \end{Bmatrix}$$

式中: h 为沉浮位移,向下为正; α 为主翼俯仰角,顺时针为正; β 为控制面转角,顺时针为正。 m 为二维翼段的质量, S_{ha} 为翼段对弹性轴的质量静矩, $S_{h\beta}$ 为控制面对其转动轴的质量静矩, I_a 为翼段对弹性轴的转动惯量。 $S_{a\beta} = (c-b)S_{h\beta} + I_\beta$, I_β 为控制面对其转动轴的转动惯量; d_h, d_a, d_β 为相应阻尼系数; k_h, k_a, k_β 为相应刚度系数。控制面偏转阻尼 $d_\beta = 2\omega_0\zeta$,控制面偏转刚度 $k_\beta = \omega_0^2, g_0 = k_0\omega_0^2$ 。

加入阵风并引入时滞反馈后,二元翼段增广系统的状态方程可写为

$$\dot{X}(t) = AX(t) + B\beta_c(t-\mu) + G_g\omega_g \quad (5)$$

式中: A 为系统矩阵; B 为控制面输入矩阵; G_g 为阵风输入矩阵; μ 为时滞量,其中

$$A = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 3} & I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 2} & 0_{3 \times 2} \\ -M^{-1}K & -M^{-1}D & -V^2 M^{-1}E_c & V^2 M^{-1}E_g \\ VK_a & D_a & VQ_a & 0_{2 \times 2} \\ 0_{2 \times 3} & 0_{2 \times 3} & 0_{2 \times 2} & VA_g \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 1} \\ M^{-1}G_s \\ 0_{4 \times 1} \end{bmatrix} \quad G_g = \begin{bmatrix} 0_{8 \times 1} \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$C = \{ 0_{1 \times 2} \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 0_{1 \times 5} \}$$

状态变量 $X = \{\dot{h} \quad \dot{\alpha} \quad \dot{\beta} \quad h \quad \alpha \quad \beta \quad x_{a1} \quad x_{a2} \quad x_{g1} \quad x_{g2}\}^T, x_{a1}, x_{a2}, x_{g1}, x_{g2}$ 为引入的气动力状态变量。

1.3 时滞系统的离散化

对机翼的状态方程式(5)进行拉普拉斯变换得

$$X(s) = e^{A\tau} X(0) + e^{A\tau} [B\beta_c(s - \mu) + G_g \omega_g] \quad (6)$$

对式(6)进行拉普拉斯反变换,通过卷积积分得

$$X(t) = e^{At} X(0) + \int_0^t e^{A(t-\tau)} [B\beta_c(\tau - \mu) + G_g \omega_g] d\tau \quad (7)$$

令 t 分别为 $kT, (k+1)T$, 经过变量替换的推导运算后,式(7)可改写为

$$X(k+1) = e^{AT} X(k) + G_g \omega_g \int_0^T e^{As} ds + \int_0^T e^{As} B\beta_c \left[(k+1) - \frac{s}{T} - p + \frac{q}{T} \right] ds \quad (8)$$

式中 $X(kT) = X(k)$ 。

离散化后式(8)中的积分项很难求解,为此在系统中加入采样保持器,从而简化积分项。在零阶保持器的作用下,一个采样周期内控制输入量是保持不变的

$$\beta_c(t) = \beta_c(kT) \quad t \in [kT, (k+1)T]$$

利用零阶保持器的性质,将式(8)改写为

$$X(k+1) = A_d \cdot X(k) + B_{d1} \cdot \beta_c(k-p+1) + B_{d2} \cdot \beta_c(k-p) + B^{-1}(B_{d1} + B_{d2}) \cdot G_g \omega_g \quad (9)$$

式中: $A_d = e^{AT}, B_{d1} = B \int_0^q e^{As} ds, B_{d2} = B \int_q^T e^{As} ds$ 。

对于 B_{d1}, B_{d2} 可以采用矩阵指数函数及其积分的 2^N 类精细积分算法^[12]求得。

2 控制器设计

2.1 基于状态变化的系统无时滞化

由于时滞系统的复杂性,设计控制器相对较难,需要将时滞系统转化为形式上不含时滞的无时滞系统。采用延时输入系统的状态变化方法,能将无限维的时滞系统等效转化为有限维系统^[10]。在此需要引入新的状态变量

$$\hat{X}(k) = A_d^p \cdot X(k) + [A_d \quad A_d^2 \quad \dots \quad A_d^{p-1}] \begin{bmatrix} B_{d1} \cdot \beta_c(k-1) \\ B_{d1} \cdot \beta_c(k-2) \\ \vdots \\ B_{d1} \cdot \beta_c(k-p+1) \end{bmatrix} + [I \quad A_d \quad \dots \quad A_d^{p-1}] \begin{bmatrix} B_{d2} \cdot \beta_c(k-1) \\ B_{d2} \cdot \beta_c(k-2) \\ \vdots \\ B_{d2} \cdot \beta_c(k-p) \end{bmatrix} \quad (10)$$

将式(9)代入式(11),经递推可得

$$X(k+p) = \hat{X}(k) + B_{d1} \cdot \beta_c(k) + [I \quad A_d \quad \dots \quad A_d^{p-1}] G_{wg} \quad (11)$$

式中 $G_{wg} = B^{-1}(B_{d1} + B_{d2}) \cdot G_g \omega_g$ 。

方程(12)可转化为无时滞系统

$$\hat{X}(k+1) = A_d \hat{X}(k) + B_d \beta_c(k) + A_d^p G_{wg} \quad (12)$$

式中: $B_d = A_d B_{d1} + B_{d2}$ 。

2.2 含时滞反馈的LQ控制器

LQ控制的离散系统的性能指标为

$$J = \sum_{k=0}^{+\infty} \{ X^T(k) Q X(k) + u^T(k) R u(k) \} \quad (13)$$

式中: Q 为对称非负定矩阵; R 为正定矩阵。LQ控制寻求一个状态反馈矩阵 K , 即 $u(k) = -KX(k)$, 使闭环系统的性能指标(13)达极小。式(13)拆分改写为

$$J = J_{11} + J_{12} + J_2 \quad (14)$$

式中

$$J_{11} = \sum_{k=0}^{p-1} X^T(k) Q X(k), \quad J_{12} = \sum_{k=p}^{+\infty} X^T(k) Q X(k)$$

$$J_2 = \sum_{k=0}^{+\infty} u^T(k) R u(k)$$

J_{11} 的值是由系统状态变量的初始值决定,为一个定值。在设计LQ控制器时,可不考虑在系统外部加入的干扰如阵风响应,把外部的干扰看作每一时刻状态变量的初值。因此不考虑式(11)中的阵风项,将其代入 J_{12} 中得

$$\hat{J} = \sum_{k=0}^{+\infty} \{ \hat{X}^T(k) Q \hat{X}(k) + 2\hat{X}^T(k) N \beta_c(k) + \beta_c(k) r \beta_c(k) \} = J_{12} + J_2 \quad (15)$$

式中 $N = Q B_{d1}, r = B_{d1}^T Q B_{d1} + R$ 。

在 \hat{J} 达到极小时, J 也达到极小。至此得到了基于新状态变量 $\hat{X}(k)$ 的性能指标 \hat{J} , 由于 Q 为对称非负定矩阵, R 为正定矩阵, 所以 r 也是对称非负定矩阵。同样也存在一个状态反馈矩阵 L , $\beta_c(k) = -L\hat{X}(k)$, 使性能指标 \hat{J} 极小。此时

$$L = [B_d^T S B_d + R]^{-1} [B_d^T S A_d + N^T]$$

式中 S 为下述 Riccati 方程的解。

$$S = Q + A_d^T S A_d - (A_d^T S B_d + N) \cdot (B_d^T S B_d + r)^{-1} (B_d^T S A_d + N^T)$$

对式(10)两边同乘以 $-L$, 可以求得基于离散状态变化的时滞控制率为

$$\hat{\beta}_c(k) = -L A_d^p X(k) - L B_d \hat{\beta}_c(k-1) - \dots - L A_d^{p-1} B_d \hat{\beta}_c(k-p) \quad (16)$$

式(16)是考虑时滞量为采样周期的整数倍即 $q=0$; $B_d = B_{d2}$; $B_{d1} = 0$ 时的简写形式。

3 数值仿真

3.1 低通数字滤波器

滤波器的群时延定义为^[13]

$$D(\omega) = -\frac{1}{360} \frac{d\phi(\omega)}{d\omega} \quad (17)$$

式中: $\phi(\omega)$ 为滤波器的相位响应; ω 为频率; $D(\omega)$ 为系统的群时延。FIR 型低通滤波器在一定的约束下具有很好的线性相位特性, 在一定的频率带产生的群时延为常数, 但滤波器的阶数比较高, 且很难产生低的群时延。而 IIR 型低通滤波器阶数较低, 滤波效果好, 其产生的群时延满足式(18), 即滤波器在各频率成分段所产生的群时延不相同。本文采用 IIR 型低通数字滤波器。

搭建滤波器实验平台, 通过实验验证, 切比雪夫 I 型低通滤波器不仅滤波效果好而且两条曲线之间的滞后量相对均匀(产生的群时延稳定), 如图 2 所示。

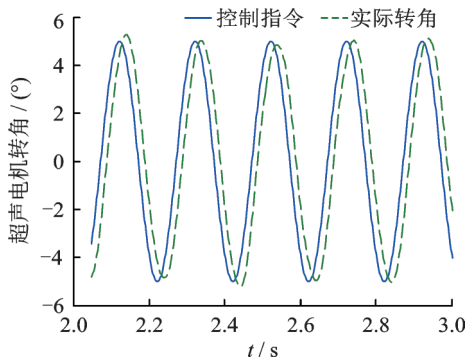


图 2 切比雪夫 I 型 LP DF 滤波群时延效果

Fig.2 Chebyshev I-type LP DF filtergroup time delay effect

通过设计低通滤波器的性能指标使滤波器产生 10, 20, 30 及 40 ms 的时滞量。如表 1 列出了滤波器产生各时滞量所对应的性能指标值。性能指标的具体含义: 允许频率小于 ω_p 的频率成分通过系统, 在这个通带内信号允许衰减, 但最大衰减幅度不得超过 a_p 。信号中频率大于 ω_s 的成分是被阻止的, 但并不是完全阻止, 其衰减幅度不得小于 a_s 。

表 1 滤波器性能指标

Tab.1 Filter performance indicators

延时/ms	性能指标	阶数
10	$\{\omega_p = 20, \omega_s = 50, a_p = 1, a_s = 10\}$	3
20	$\{\omega_p = 30, \omega_s = 60, a_p = 1, a_s = 20\}$	4
30	$\{\omega_p = 15, \omega_s = 40, a_p = 0.5, a_s = 30\}$	4
40	$\{\omega_p = 8, \omega_s = 25, a_p = 0.8, a_s = 20\}$	4

3.2 谐和阵风载荷减缓数值仿真

在对阵风载荷响应的仿真与实验中, 阵风载荷减缓效率这一参数值能够很好地反映对比仿真与实验的效果, 定义阵风载荷减缓效率为^[14]

$$r_p = \frac{X_0 - X_1}{X_0} \times 100\% \quad (18)$$

式中: X_0 为未加控制时的阵风响应平均幅值, X_1 为加入控制后的阵风响应平均幅值。

当谐和阵风的频率与机翼固有频率相等时, 控制系统对阵风载荷的减缓效果明显^[14], 本文选择的谐和阵风频率为 3.308 Hz, 等于机翼固有频率, 设定来流风速为 10 m/s, 机翼上加载形式为(19)的谐和阵风, 其他仿真参数参考文献[14]。采用基于离散状态变化的时滞 LQ 控制率, 在不同的群时延量下, 二维翼段的沉浮 h 、俯仰 α 方向所受阵风载荷响应如图 3—7 所示, 仿真中均在第 5 s 施加控制。

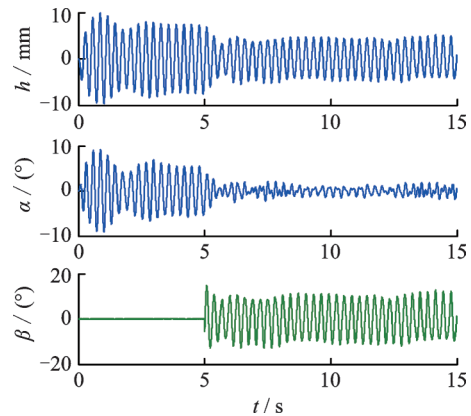


图 3 无时滞量系统仿真响应

Fig.3 Simulation response of system without time delay

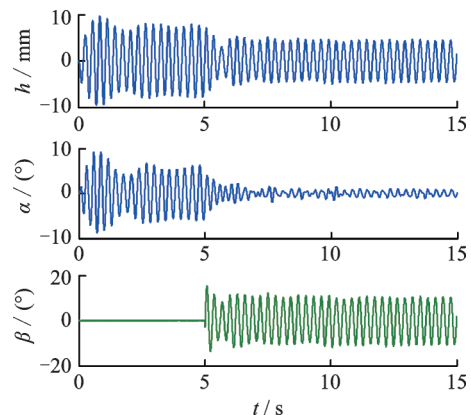


图 4 10 ms 时滞量系统仿真响应

Fig.4 Simulation response of system with 10 ms delay

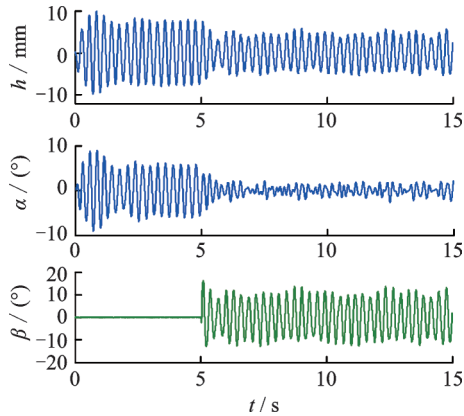


图5 20 ms时滞量系统仿真响应

Fig.5 Simulation response of system with 20 ms delay

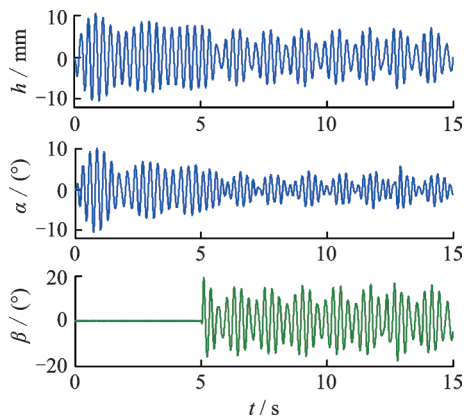


图6 30 ms时滞量系统仿真响应

Fig.6 Simulation response of system with 30 ms delay

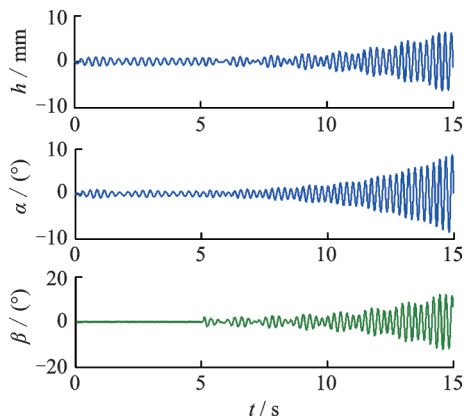


图7 40 ms时滞量系统仿真响应

Fig.7 Simulation response of system with 40 ms delay

$$w_g(t) = 3\sin(2\pi \times 3.308t) \quad (19)$$

仿真结果表明:(1)基于离散状态变化的时滞LQ控制率对阵风载荷减缓作用明显,且在俯仰方向的减缓比例要比沉浮方向大。(2)随着时滞量的增大,控制器的控制效果减弱,当群时延达到30 ms时,系统的3个自由度方向都出现周期性衰减运动即阵风载荷被周期性减缓的现象。(3)当群时延较小时,如图4中10 ms时滞量,控制器的控制

减缓效果优于无时滞时的控制减缓效果。(4)当群时延量为40 ms时系统发散。

为了研究上述仿真现象,需要在反馈回路中考虑滤波器影响后,再对闭环系统稳定性做理论分析。结合机翼系统、滤波器系统以及控制系统,总系统的状态方程可写成

$$\begin{bmatrix} X(k+1) \\ X_f(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - BLC & 0 \\ B_f C & A_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(k) \\ X_f(k) \end{bmatrix} \quad (20)$$

式中: X_f, B_f, A_f 分别为滤波器状态空间的状态变量、状态矩阵和输入矩阵。其他参数意义与前述内容一致。系统的总状态矩阵为

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} A - BKC & 0 \\ B_f C & A_f \end{bmatrix}$$

根据离散系统稳定的充分必要条件:在离散系统中系统状态矩阵的所有特征值的模要小于1。当系统输入存在10 ms群时延时,状态矩阵 \hat{A} 的特征值的模都小于1。而群时延达到40 ms时,状态矩阵 \hat{A} 的特征值中出现一对 $1.0025 \pm 0.0006i$ 的共轭复数,其模大于1,此时系统不稳定,验证了系统在数值仿真中(图7)产生的现象。

4 风洞实验

4.1 实验装置

为了营造阵风环境,设计了阵风发生器,可在垂直方向产生稳定的简谐流场^[15]。阵风发生器主要由驱动机构、叶栅摆动机构等组成。叶栅安装在两块隔离板之间,框架由铝型材搭建,电机安装在架子上,驱动机构安装在架子的顶端如图8所示。图9为实验装置与风洞,阵风发生器及二维翼段的上下端部都安装有稳定流场的隔离反射板。

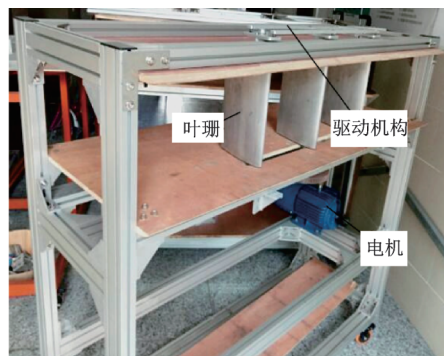


图8 阵风发生装置实物图

Fig.8 Photo of gust generator

4.2 实验结果

固定阵风速度幅值为3 m/s,来流风速为10 m/s,阵风频率为3.308 Hz时,时滞量分别为10, 20, 30, 40 ms时采用基于离散状态变换的时滞

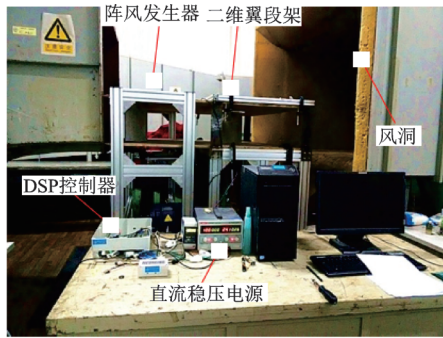


图 9 阵风实验装置及风洞

Fig.9 Gust generator and wind tunnel

LQ 控制率控制系统。机翼在沉浮、俯仰两个方向的运动以及机翼控制面转角与超声电机的转角指令如图 10—13 所示。

从图 11—14 可得,实验结果与数值仿真结果基本吻合,可以看出:(1)系统中引入数字滤波器对控制器输入信号进行降噪,伴随产生一定的群时延,随着群时延量的增大,控制器对机翼所受的阵风载荷的减缓效率降低。(2)由于数字滤波器的滤波作用,使得输入反馈信号的噪声成分大大减少,控制效果加强、阵风减缓效率提高。(3)当输入反馈的群时延达到 40 ms 时,控制器对阵风载荷的减缓没有任何作用,控制器

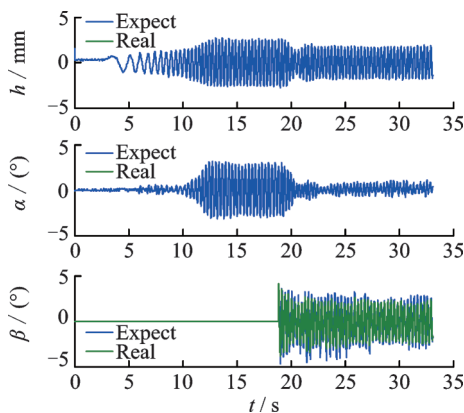


图 10 无时滞量系统实验结果

Fig.10 Experimental results of the system without time delay

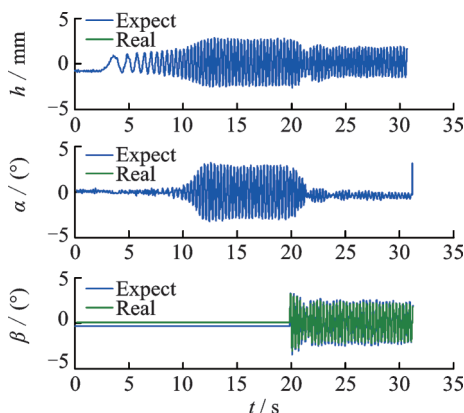


图 11 10 ms 时滞量系统实验结果

Fig.11 Experimental results of the system with 10 ms delay

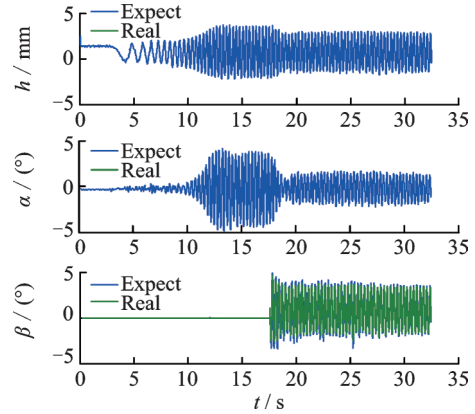


图 12 20 ms 时滞量系统实验结果

Fig.12 Experimental results of the system with 20 ms delay

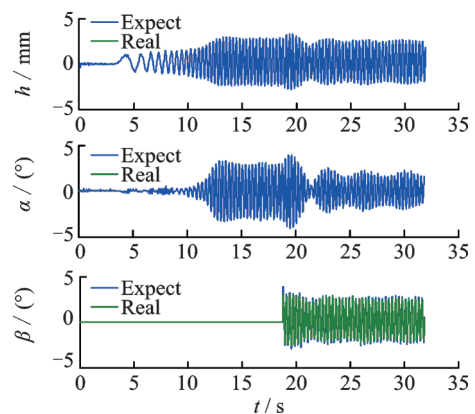


图 13 30 ms 时滞量系统实验结果

Fig.13 Experimental results of the system with 30 ms delay

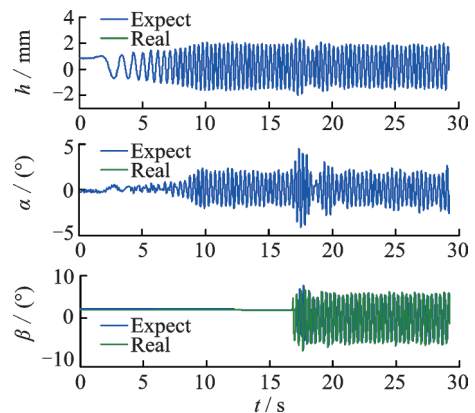


图 14 40 ms 时滞量系统实验结果

Fig.14 Experimental results of the system with 40 ms delay

失效。以上,同时也存在一定的差异,表 2,3 对比了仿真与实验中阵风载荷减缓的平均效率。

由表 2,3 中的数据可知,仿真中的阵风减缓效率要优于实验,且当群时延量达到 40 ms 以上时系统在

表 2 沉浮方向阵风载荷减缓平均效率对比

Tab. 2 Comparison of GLA efficiency %

时滞量/ms	0	10	20	30	40
仿真	45.5	48.4	37.9	19.3	发散
实验	36.2	40.4	27.3	5.1	0

表3 阵风载荷减缓平均效率对比

Tab. 3 Comparison of GLA efficiency %					
时滞量/ms	0	10	20	30	40
仿真	83	89.1	72.3	51.3	发散
实验	80.4	88.4	67.5	44.6	0

仿真时出现发散,而实验中控制器出现失效但系统未发散。由于仿真中参数如阻尼和固有频率等参数为一定值,而实际情况下沉浮方向和俯仰方向的阻尼不确定性、超声电机建模时存在的误差以及二元翼段模型的结构参数的准确性等,使得在实验环境下阵风载荷的减缓效率不可能达到理论仿真结果。

5 结 论

本文采用三自由度二元翼段作为阵风载荷减缓主动控制的研究对象,设计了一套完整的实验控制系统。采用数值仿真与实验相结合的研究思路,研究了滤波器群时延对二元翼段阵风减缓的影响。仿真与实验结果均表明:在三自由度二元翼段系统中,数字滤波器产生群时延量与闭环控制系统对阵风载荷的减缓有关。合理使用数字滤波器降噪可以改善控制系统性能。当由滤波器引入的群时延较大时,阵风减缓效率降低,甚至控制器失效。因此在综合考虑滤波效果与滤波器群时延对系统的影响时应选择群延时较小的数字滤波器。此外基于离散状态变化的时滞LQ控制能够实现

参考文献:

- [1] 赵永辉,黄锐. 高等气动弹性力学与控制[M]. 北京: 科学出版社, 2015.
ZHAO Yonghui, HUANG Rui. Advanced aeroelasticity and control[M]. Beijing: Science Press, 2015.
- [2] LIU B, HU H Y. Group delay induced instabilities and Hopf bifurcations, of a controlled double pendulum [J]. International Journal of Non-linear Mechanics, 2010, 45(4): 442-452.
- [3] 刘博,胡海岩. 群时延引起的受控小车二级摆失稳及其抑制[J]. 振动工程学报, 2009, 22(5): 443-448.
LIU Bo, HU Haiyan. Group delay induced instability and its suppression for a controlled-double pendulum [J]. Journal of Vibration Engineering, 2009, 22(5): 443-448.
- [4] 于明礼,胡海岩. 数字滤波器群时延对颤振控制系统稳定性的影响[J]. 振动工程学报, 2013, 26(2): 153-159.
YU Mingli, HU Haiyan. Effects of group delay in digital filter on stability of an active flutter suppression system [J]. Journal of Vibration Engineering, 2013, 26(2): 153-159.
- [5] YOGESH B, VISHVAS S S, THOMAS W. Measurement and modeling of nonlinear aeroelastic response under gust [C]//33rd AIAA Applied Aeronautics Conference.[S.l.]: AIAA, 2015: 33.
- [6] MATTHEW J, DILLSAVERC E S, CESNIK I V K. Gust load alleviation control for very flexible aircraft [C]//AIAA Atmospheric Flight Mechanics Conference. [S.l.]: AIAA, 2011: 1.
- [7] FEDERICO F, SERGIO R, PAOLO M. Gust load alleviation for a regional aircraft through a static output feedback[J]. Journal of Aircraft, 2015, 52(5): 1559-1574.
- [8] 张军红,李振水,詹孟权. LQG控制理论在阵风载荷减缓系统中的应用[J]. 飞行力学, 2007, 25(2): 61-64.
ZHANG Junhong, LI Zhenshui, ZHAN Mengquan. Application of LQG theory to gust load alleviation system[J]. Flight Dynamics, 2007, 25(2): 61-64.
- [9] GAI G P, HUANG J Z. Optimal control method with time delay in control [J]. Journal of Sound and Vibration, 2002, 251: 383-394.
- [10] HARAGUCHI M, HU H Y. Using a new discretization approach to design delayed LQG controller[J]. Journal of Sound and Vibration, 2008, 314: 558-570.
- [11] BISPLINGHOFF R L, ASHLEY H, HALFMAN R L. Aeroelasticity[M]. Dover: Wesley, 1995.
- [12] 钟万勰,谭述君,吴志刚. 时滞系统的最优控制[C]//第二十四届中国控制会议论文集. 广州:华南理工大学出版, 2005: 394-398.
ZHONG Wanxie, TAN Shujun, WU Zhigang. The optimal control of time-delay system [C]//Proceedings of the 24th China Control Conference. Guangzhou: South China University of Technology Press, 2005: 394-398.
- [13] SCHILLING R J, HARRIS L. Fundamentals of digital signal processing using matlab[M]. 西安:西安交通大学出版社, 2005.
SCHILLING R J, HARRIS L. Fundamentals of digital signal processing using matlab [M]. Xi'an: Xi'an Jiaotong University Press, 2005.
- [14] 李明. 二元翼段阵风载荷减缓主动控制[D]. 南京:南京航空航天大学, 2017.
LI Ming. Active gust load alleviation control of 2-D airfoil[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2017.
- [15] 朱博,刘琴,屈晓力,等. 阵风发生装置流场测量与分析[J]. 实验流体力学, 2013, 27(6): 77-80.
ZHU Bo, LIU Qin, QU Xiaoli, et al. Measurement and analysis of a gust generator flow field in wind [J]. Journal of Experiment in Fluid Mechanics, 2013, 27(6): 77-80.