

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0542

# 变时滞间隙非线性机翼颤振主动控制方法

聂雪媛, 郑冠男\*, 杨国伟

(中国科学院力学研究所 流固耦合系统力学重点实验室, 北京 100190)

**摘 要:** 针对当前考虑时滞的机翼颤振主动控制研究多集中在只考虑某一通道存在固定时滞的问题,为解决控制回路前向和反馈通道都可能存在不确定时滞的情况,提出了具有时滞补偿功能的控制方法,实现对双向通道不确定时滞的颤振控制。在控制系统回路传输的数据中附加“时间戳”标志。在反馈通道,考虑系统状态不完全可测,设计时滞补偿状态预估器;在前向通道,提出了基于状态反馈的时滞补偿预测控制器。分析了使用所提时滞补偿策略构成的闭环控制系统的稳定性。以含间隙非线性的翼型为被控对象,对其发生颤振时前向通道和反馈通道存在不确定时滞的颤振控制进行了研究。讨论了不同通道的时滞大小对颤振控制效果的影响。仿真结果表明:所提时滞补偿控制方法能有效抑制颤振,提高系统的稳定性;在控制性能影响上,基于状态反馈的控制方法,其控制效果受反馈通道时滞的影响更大。

**关键词:** 颤振抑制; 间隙非线性; 时滞控制系统; 状态观测; 时变时延

**中图分类号:** V211

**文献标志码:** A **文章编号:** 1001-5965(2020)10-1899-08

颤振是气动弹性领域中最危险的一类动不稳定现象,会降低飞行器的性能,甚至导致灾难性的飞行事故。随着主动控制技术的发展,通过在机翼上布置多个控制面,采用控制器主动驱动其联合偏转,从而改变机翼控制气流的能力,进而主动调节结构气动弹性效应的颤振主动抑制技术成为当今国际上普遍采用的颤振解决方案<sup>[1]</sup>。

在主动控制气动弹性系统中,随着控制器、传感器和执行器的引入,不可避免地引入了时滞<sup>[2]</sup>。以往为了控制设计上的方便总是忽略时滞,然而飞行器的飞行速度一般很高,在非常短的时间间隔里,系统的状态也会出现很大不同,因此即使非常小的时滞量也会致使在系统不需要能量时,执行器向系统输入能量,有可能引起控制效率的降低,甚至导致被控系统失稳。

考虑被控气动弹性系统中时滞的有关理论研究工作在近十年来才受到人们的关注。国外,Librescu等<sup>[3]</sup>研究了时滞反馈控制下二维翼型的气动弹性力学行为,考虑单输入单输出系统,讨论了时变外激励作用下的亚临界气动弹性响应问题及时滞反馈控制下的颤振稳定性问题。Marzocca等<sup>[4]</sup>研究了考虑时滞存在时,对线性和非线性控制器作用下的二维翼型气动弹性系统稳定性的影响。Yuan等<sup>[5]</sup>针对二维高超声速翼型设计了Pyragas型的时滞反馈控制器,采用活塞理论建立气动力模型,分析了受控系统的非线性气动弹性行为。Araujo和Santos<sup>[6]</sup>利用Smith预估方法,对二阶非对称系统,在控制通道存在不同时滞时的颤振进行主动控制研究。国内,Zhao<sup>[7]</sup>分析了速度反馈控制中的时滞对二维气动弹性受控系统稳定性的影响,研究结果表明,单输入时滞显著降低

收稿日期: 2019-10-12; 录用日期: 2019-11-25; 网络出版时间: 2019-12-11 15:24

网络出版地址: [kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191211.1444.001.html](http://kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191211.1444.001.html)

基金项目: 国家自然科学基金(11702298, 11672303)

\* 通信作者: E-mail: zhengguannan@imech.ac.cn

引用格式: 聂雪媛, 郑冠男, 杨国伟. 变时滞间隙非线性机翼颤振主动控制方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(10): 1899-1906. NIE X Y, ZHENG G N, YANG G W. Flutter active control method of time-varying delayed aerofoil with free-play nonlinearity[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(10): 1899-1906 (in Chinese).

闭环系统的颤振临界速度。在此基础上,Zhao<sup>[8]</sup>又研究了在不可压流场中,双测量通道中的时滞对气动弹性系统闭环稳定性的影响,并指出时滞效应对被控气动弹性系统稳定性影响很大,在进行飞行器气动伺服弹性设计时,必须加以考虑。Cai等<sup>[9-10]</sup>在前向通道给定固定时滞,分别采用控制和滑模变结构控制方法对存在时滞的二元翼型颤振进行控制,分析发现,存在时滞的系统中不考虑时滞进行控制器设计,无法抑制颤振。Xu等<sup>[11]</sup>研究了超声速下时滞对带控制面的二维翼型颤振边界稳定性的影响,系统在某个时滞范围内稳定,当时滞大于某个临界值后,系统会出现Hopf分岔现象。

从上述研究中可知,目前对考虑时滞的颤振主动控制研究的内容主要集中在:被控对象机翼仅受单通道(反馈或者前向通道)时滞因素的影响,且时滞均假定大小已知。针对考虑控制面存在结构间隙非线性、控制回路的双向通道均可能存在不确定时滞的颤振主动控制尚未展开深入研究。

本文对考虑间隙非线性的机翼颤振时滞反馈控制方法进行研究,针对控制和输出均存在时变时滞的情况,通过设计状态预估器,实现对机翼状态的跟踪,提出了在控制回路中传递的数据均附带“时间戳”标志,从而使设计的控制方法具有时滞补偿功能。通过数值仿真对所提方法的有效性进行了验证。

### 1 双向通道存在变时滞的控制系统

本文考虑前向通道(控制时滞)和反馈通道(输出时滞)均存在时变时滞的闭环控制系统,如图1所示。可以看出,在闭环回路中,控制器输出的控制信号及传感器测量到的被控对象的输出信号存在不确定时滞。

为分析控制系统中的时滞,作如下合理假设<sup>[12]</sup>:

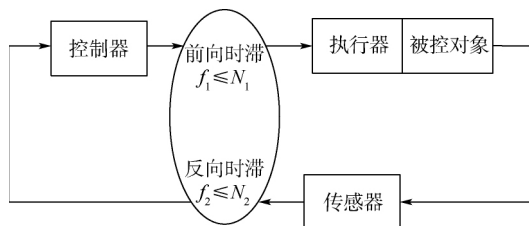


图1 双向通道存在时滞的系统控制框图  
Fig.1 Control block diagram for system with time delay in forward and feedback channels

1) 控制器、执行器和传感器是时间同步的,且具有相同采样周期。

2) 在网络间发送的信息均带有时间信息标志。

3) 在前向通道和反馈通道存在时滞 $f_1$ 和 $f_2$ ,均大于一个采样周期(由假设2),控制信号和传感器信号均带有时间信息标志,可将收到该信号时的本地时间与时间戳对比,得到该信号的时滞 $f_1$ 或 $f_2$ ,它们可以是恒定或随机的(此处随机是指时滞大小事先是不确定的),但具有时滞上界,设 $f_1 \leq N_1$ , $f_2 \leq N_2$ ( $f_1, f_2, N_1$ 和 $N_2$ 均为采样周期 $T$ 的整数倍)。

在上述假设下,可对该时滞系统进行时滞补偿器的设计。考虑到现代控制理论采用系统内部的状态变量来描述系统的物理特性,而状态变量并非都能够在物理上可测量,若被控对象的状态不能直接测量,还可以利用其输入输出信息和被控对象模型参数设计状态观测器以重构系统状态。

本文所设计的时滞补偿器主要由两部分组成:位于前向通道时滞环节前的预测控制器;位于反馈通道时滞环节前的状态预估器。

### 2 时滞补偿控制方法

不失一般性,本文被控对象的离散状态空间模型描述为

$$\begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) = Cx(k) \end{cases} \quad (1)$$

式中: $x(k) \in R^n$ 为状态向量; $u(k) \in R^p$ 为输入向量; $y(k) \in R^q$ 为输出向量; $A \in R^{n \times n}$ 为状态矩阵; $B \in R^{n \times p}$ 为控制矩阵; $C \in R^{q \times n}$ 为输出矩阵; $k$ 为时间离散变量。

#### 2.1 反馈通道时滞补偿状态预估器设计

反馈通道无时滞时,在 $k-f_2$ 时刻,根据系统已有的输入输出数据,可对式(1)所述系统进行状态重构,所设计的全维观测器为

$$\hat{x}(k-f_2+1|k-f_2) = (A-LC)\hat{x}(k-f_2|k-f_2-1) + Bu(k-f_2) + LCx(k-f_2) \quad (2)$$

式中: $\hat{x}$ 为观测器观测到的状态变量; $L$ 为观测器增益矩阵,可通过极点配置方法或者Kalman观测器设计得到。

观测器(2)提供了向前一步的状态预测。当反馈通道存在不确定时滞 $f_2$ 时,具有时滞补偿功能的状态观测器序列为

$$\left. \begin{aligned}
 & \hat{x}(k-f_2+2|k-f_2) = \\
 & A\hat{x}(k-f_2+1|k-f_2) + Bu(k-f_2+1) = \\
 & A[(A-LC)\hat{x}(k-f_2|k-f_2-1) + \\
 & Bu(k-f_2) + LCx(k-f_2)] + \\
 & Bu(k-f_2+1) = A^2\hat{x}(k-f_2+1|k-f_2) + \\
 & ABu(k-f_2+1) + ALC[x(k-f_2) - \\
 & \hat{x}(k-f_2|k-f_2-1)] \\
 & \vdots \\
 & \hat{x}(k|k-f_2) = A^{f_2}\hat{x}(k-f_2|k-f_2-1) + \\
 & \sum_{j=0}^{f_2-1} A^{f_2-j-1}Bu(k-f_2+j) + A^{f_2-1}LC \cdot \\
 & [x(k-f_2) - \hat{x}(k-f_2|k-f_2-1)] = \\
 & A^{f_2}\hat{x}(k-f_2|k-f_2-1) + \\
 & \sum_{j=0}^{f_2-1} A^{f_2-j-1}Bu(k-f_2+j)
 \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

令  $i=f_2-j$  则式(3)中的最后一个观测器预测序列可写为

$$\begin{aligned}
 \hat{x}(k|k-f_2) &= A^{f_2}\hat{x}(k-f_2|k-f_2-1) + \\
 & \sum_{i=1}^{f_2} A^{i-1}Bu(k-i) + A^{f_2-1}LC[x(k-f_2|k- \\
 & f_2-1) - \hat{x}(k-f_2|k-f_2-1)] \quad (4)
 \end{aligned}$$

类似地,对式(4)进行迭代,可得

$$x(k) = A^{f_2}x(k-f_2) + \sum_{j=1}^{f_2} A^{j-1}Bu(k-j) \quad (5)$$

式(5)减去式(4),得到

$$\begin{aligned}
 e(k) &= x(k) - \hat{x}(k|k-f_2) = \\
 & (A^{f_2} - A^{f_2-1}LC)e(k-f_2) \quad (6)
 \end{aligned}$$

式中:  $e$  为状态估计误差。

可以证明<sup>[12]</sup>,对于式(4)所描述的系统,若该系统可观,则对任意时滞  $f_2$ ,式(5)所描述的系

统可以实现任意的极点配置,即总可以找到一个观测器增益矩阵  $L$ ,使  $A^{f_2} - A^{f_2-1}LC$  的特征值在单位圆内,即状态估计误差  $e$  趋于零,实现所设计的时滞补偿状态预估器跟踪系统状态的目的。

控制器在收到传感器发送来的状态变量时,将状态变量所附的时间信息与当前时刻比较,可以得到反馈通道的时滞  $f_2$ ,从式(3)所代表的预测序列中选择合适步长的状态预测值,用于控制器进行反馈设计之用。如反馈通道时滞为  $f_2$ ,则用于控制器的状态预测值为  $\hat{x}(k|k-f_2)$ 。

### 2.2 前向通道时滞补偿预测控制器设计

本文针对所讨论的含时滞的系统,采用最优反馈控制方法,即控制器输出  $u(k) = -Fx(k)$ ,  $F$  为状态反馈增益矩阵。对于状态不可测的系统,需使用观测器重构的状态  $\hat{x}(k)$ 。

由于控制回路中前向通道和反馈通道时滞的存在(见图1),在当前  $k$  时刻,控制器端所获得的状态信息  $\hat{x}$  为  $k-f_2$  时刻的观测值,类似于状态预测序列,基于状态可反馈的控制信号  $u$  的预测输出序列为

$$\begin{cases}
 u(k-f_2+1|k-f_2) = -F\hat{x}(k-f_2+1|k-f_2) \\
 \vdots \\
 u(k+f_1|k-f_2) = -F\hat{x}(k+f_1|k-f_2)
 \end{cases} \quad (7)$$

采用式(7)所示控制器输出预测序列,为补偿前向通道的时滞,在当前  $k$  时刻,执行器将收到的控制量信号所附带的时间信息标志与当前时刻比较,得到前向通道的具体时滞量,从式(7)的控制预测序列中选出相应步数的控制量预测值,作用到被控对象。如前向通道的时滞为  $f_1$ ,则作用到被控对象的控制量为  $u(k+f_1|k-f_2)$ 。

图2为采用时滞补偿控制方法所构成的闭环控制系统框图。

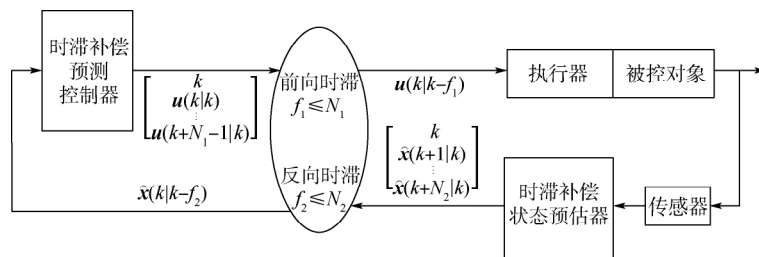


图2 时滞补偿控制系统框图

Fig.2 Control system block diagram for time delay compensation

### 3 基于时滞补偿控制系统稳定性分析

根据式(3)观测器的预测迭代,可以得到

$$\begin{aligned}
 \hat{x}(k+f_1|k-f_2) &= A^{f_1+f_2-1}\hat{x}(k-f_2+1|k-f_2) + \\
 & \sum_{j=2}^{f_1+f_2} A^{f_1+f_2-j}Bu(k-f_2+j-1) \quad (8)
 \end{aligned}$$

类似地,还可以得到

$$\hat{x}(k+f_1|k-f_2+1) = A^{f_1+f_2-2}\hat{x}(k-f_2+2|k-f_2+1) + \sum_{j=3}^{f_1+f_2} A^{f_1+f_2-j} B u(k-f_2+j-1) \quad (9)$$

根据式(2)可知

$$\hat{x}(k-f_2+2|k-f_2+1) = (A-LC)\hat{x}(k-f_2+1|k-f_2) + B u(k-f_2+1) + LCx(k-f_2+1) \quad (10)$$

将式(10)代入式(9)可得

$$\hat{x}(k+f_1|k-f_2+1) = A^{f_1+f_2-1}\hat{x}(k-f_2+1|k-f_2) + \sum_{j=2}^{f_1+f_2} A^{f_1+f_2-j} B u(k-f_2+j) + A^{f_1+f_2-1} LC(x(k-f_2+1) - \hat{x}(k-f_2+1|k-f_2)) \quad (11)$$

将式(11)减去式(8)得

$$\hat{x}(k+f_1|k-f_2) = \hat{x}(k+f_1|k-f_2+1) - A^{f_1+f_2-1} LC(x(k-f_2+1) - \hat{x}(k-f_2+1|k-f_2)) = \hat{x}(k+f_1|k-f_2+1) - A^{f_1+f_2-2} LCe(k-f_2+1) \quad (12)$$

由式(12)递推可知

$$\begin{cases} \hat{x}(k+f_1|k-f_2+1) = \hat{x}(k+f_1|k-f_2+2) - A^{f_1+f_2-3} LCe(k-f_2+2) \\ \hat{x}(k+f_1|k-f_2+2) = \hat{x}(k+f_1|k-f_2+3) - A^{f_1+f_2-4} LCe(k-f_2+3) \\ \vdots \\ \hat{x}(k+f_1|k+f_1-2) = \hat{x}(k+f_1|k+f_1-1) - LCe(k+f_1-1) \end{cases} \quad (13)$$

将式(13)代入式(12),最终可得

$$\hat{x}(k+f_1|k-f_2) = \hat{x}(k+f_1|k+f_1-1) - \sum_{j=1}^{f_1+f_2-1} A^{f_1+f_2-j-1} LCe(k-f_2+j) \quad (14)$$

令  $t = k+f_1, i = f_2 - j$ , 式(14)变为

$$\hat{x}(t|t-f_1-f_2) = \hat{x}(t|t-1) - \sum_{i=1}^{f_1+f_2-1} A^{i-1} LCe(t-i) \quad (15)$$

考虑到  $t$  为任意变量,式(15)可写为

$$\hat{x}(k|k-f_1-f_2) = \hat{x}(k|k-1) - \sum_{i=1}^{f_1+f_2-1} A^{i-1} LCe(k-i) \quad (16)$$

根据式(7)可知,在当前  $k$  时刻,执行器端所获得的控制信号  $u$  为

$$u(k) = -F\hat{x}(k|k-f_1-f_2) \quad (17)$$

将式(15)代入得

$$u(k) = -F\hat{x}(k|k-f_1-f_2) = -F\left(\hat{x}(k|k-1) - \sum_{i=1}^{f_1+f_2-1} A^{i-1} LCe(k-i)\right) \quad (18)$$

将式(18)代入系统方程(1),可得闭环系统方程为

$$x(k+1) = Ax(k) - BF\left(\hat{x}(k|k-1) - \sum_{i=1}^{f_1+f_2-1} A^{i-1} LCe(k-i)\right) = Ax(k) - BF(x(k) - e(k)) + BF\sum_{i=1}^{f_1+f_2-1} A^{i-1} LCe(k-i) = (A-BF)x(k) + BFe(k) + BF\sum_{i=1}^{f_1+f_2-1} A^{i-1} LCe(k-i) \quad (19)$$

定义向量  $\varsigma(k)$  为

$$\varsigma(k) = [e^T(k) \quad e^T(k-1) \quad e^T(k-2) \quad \dots \quad e^T(k-f_1-f_2+1)]^T \in \mathbf{R}^{(f_1+f_2) \times n}$$

结合式(19),得到增广系统方程:

$$\begin{bmatrix} x(k+1) \\ \varsigma(k+1) \end{bmatrix} = \Psi \begin{bmatrix} x(k) \\ \varsigma(k) \end{bmatrix} \quad (20)$$

式中:  $\Psi = \begin{bmatrix} A-BF & \Phi(f_1, f_2) \\ \mathbf{0} & A \end{bmatrix}$ ,  $\Phi(f_1, f_2) = [BF \quad BFLC \quad BFALC \quad BFA^2LC \quad \dots \quad BFA^{f_1+f_2-2}LC] \in \mathbf{R}^{n \times (f_1+f_2) \times n}$ ,  $A = \text{diag}[A-LC \quad A-LC \quad \dots \quad A-LC] \in \mathbf{R}^{n \times (f_1+f_2) \times n \times (f_1+f_2)}$ .

式(20)描述了采用时滞补偿控制方法所构成的闭环控制系统。针对该离散系统,根据李雅普诺夫稳定性判据可知,该系统矩阵渐进稳定的充要条件是:系数矩阵  $\Psi$  的全部特征根在单位圆内。由于系数矩阵  $\Psi$  为上三角阵,其特征根在单位圆内,亦即矩阵  $A-BF$ 、 $A-LC$  的特征值在单位圆内,系统稳定。同时,可以看出系统状态观测器增益矩阵  $L$  只影响  $A-LC$  的极点配置,状态反馈增益矩阵  $F$  只影响  $A-BF$  的极点配置,即时滞补偿状态预估器  $L$  和时滞补偿预测控制器  $F$  满足分离定理,可独立设计。

### 4 算例与分析

以文献[13-15]中的二元翼型为研究对象(见图3),其俯仰方向结构刚度含有间隙非线性。考虑前向和反馈通道存在不确定时滞,采用本文提出的时滞补偿控制方法对发生颤振的机翼进行颤振主动控制研究。图3中:  $\beta$  为控制面偏角,  $a$  为机翼弹性轴到中心的无量纲距离。

二元机翼运动方程为

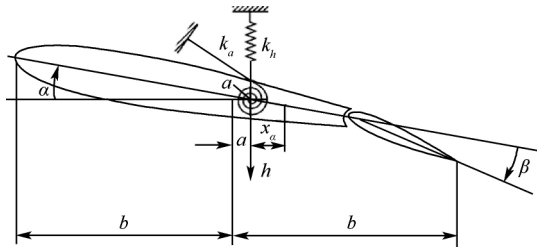


图 3 含间隙非线性的二元翼型

Fig. 3 Two-dimensional airfoil with free-play nonlinearity

$$\begin{bmatrix} m & mx_\alpha b \\ mx_\alpha b & I_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{h} \\ \ddot{\alpha} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_h & 0 \\ 0 & k_\alpha(\alpha) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h \\ \alpha \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L \\ M \end{bmatrix} \quad (21)$$

式中:  $h$  为沉浮位移;  $\alpha$  为俯仰角;  $b$  为机翼半弦长;  $m$  为机翼质量;  $I_\alpha$  为机翼惯性矩;  $x_\alpha$  为弹性轴到机翼重心的无量纲距离;  $L$  和  $M$  分别为气动力和力矩;  $k_h$  为沉浮方向刚度系数;  $k_\alpha(\alpha)$  为俯仰方向含有间隙非线性的刚度系数。

$g_\alpha$  为线性扭转刚度系数,  $\delta$  为间隙角阈值。俯仰方向非线性广义“位移-力”关系如图 4 所示, 写成公式如下:

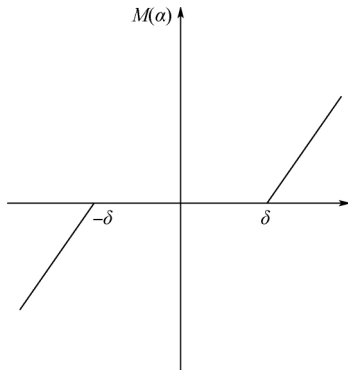


图 4 间隙非线性刚度

Fig. 4 Free-play nonlinear stiffness

$$M(\alpha) = k_\alpha(\alpha) \alpha = \begin{cases} g_\alpha(\alpha - \delta) & \alpha > \delta \\ 0 & -\delta \leq \alpha \leq \delta \\ g_\alpha(\alpha + \delta) & \alpha < -\delta \end{cases} \quad (22)$$

气动力和力矩表达式为

$$\begin{cases} L = \rho U^2 bc_{l\alpha} \left[ \alpha + \frac{\dot{h}}{U} + \left( \frac{1}{2} - a \right) b \frac{\dot{\alpha}}{U} \right] + \rho U^2 bc_{l\beta} \beta \\ M = \rho U^2 bc_{m\alpha} \left[ \alpha + \frac{\dot{h}}{U} + \left( \frac{1}{2} - a \right) b \frac{\dot{\alpha}}{U} \right] + \rho U^2 bc_{m\beta} \beta \end{cases} \quad (23)$$

式中:  $c_{l\alpha}$  和  $c_{m\alpha}$  分别为单位攻角对应的升力系数和力矩系数;  $c_{l\beta}$  和  $c_{m\beta}$  分别为单位控制面偏转角对应的升力系数和力矩系数;  $\rho$  为密度;  $U$  为来流速度。

定义矢量  $x = [h \ \alpha \ \dot{h} \ \dot{\alpha}]^T$ , 结合式 (22)、式 (23) 得到系统 (21) 的状态空间模型为

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (24)$$

式中:

$$\begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 2} & I_{2 \times 2} \\ P_1 & P_2 \end{bmatrix} \\ B &= [\mathbf{0}_{1 \times 2} \quad g_1 \quad g_2] \\ P_1 &= \begin{bmatrix} -k_1 & -k_2 U^2 - p(\alpha) \\ -k_3 & -k_4 U^2 - q(\alpha) \end{bmatrix} \\ P_2 &= \begin{bmatrix} -c_1 & -c_2 \\ -c_3 & -c_4 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

矩阵中的系数是系统参数的函数, 具体描述如下:

$$\begin{aligned} d &= m(I_\alpha - mx_\alpha^2 b^2) \\ k_1 &= I_\alpha k_h / d \\ k_2 &= (I_\alpha \rho b c_{l\alpha} + mx_\alpha^2 b^3 \rho c_{m\alpha}) / d \\ k_3 &= mx_\alpha b k_h / d \\ k_4 &= -mb^2 \rho (x_\alpha^2 c_{l\alpha} + c_{m\alpha}) / d \\ p(\alpha) &= mx_\alpha b k_\alpha(\alpha) / d \\ q(\alpha) &= m k_\alpha(\alpha) / d \\ c_1 &= [I_\alpha (c_h + \rho U b c_{l\alpha}) + mx_\alpha \rho U b^3 c_{m\alpha}] / d \\ c_2 &= [I_\alpha \rho U b^2 c_{l\alpha} \left( \frac{1}{2} - a \right) - mx_\alpha b c_\alpha + mx_\alpha \rho U b^4 c_{m\alpha} \left( \frac{1}{2} - a \right)] / d \\ c_3 &= -m(x_\alpha b c_h + x_\alpha \rho U b^2 c_{l\alpha} + \rho U b^2 c_{m\alpha}) / d \\ c_4 &= m [c_\alpha - x_\alpha \rho U b^3 c_{l\alpha} \left( \frac{1}{2} - a \right) - \rho U b^3 c_{m\alpha} \left( \frac{1}{2} - a \right)] / d \\ g_1 &= -\rho (I_\alpha b c_{l\beta} + mx_\alpha b^3 c_{m\beta}) / d \\ g_2 &= mb^2 \rho (x_\alpha c_{l\beta} + c_{m\beta}) / d \end{aligned}$$

本算例中所用到的系统参数取值如表 1 所示。

表 1 系统参数值

Table 1 System parameter value

参数	数值
$b/m$	0.135
$k_h/(N \cdot m^{-1})$	2884.4
$c_h/(N \cdot s \cdot m^{-1})$	27.43
$c_\alpha/(N \cdot s)$	0.036
$\rho/(kg \cdot m^{-3})$	1.225
$c_{l\alpha}$	6.28
$c_{l\beta}$	3.358
$c_{m\alpha}$	-0.18 $c_{l\alpha}$
$c_{m\beta}$	-0.635

在本算例中, 针对式 (22) 中的间隙非线性刚度, 取  $g_\alpha = 28$  (该参数下系统发生颤振),  $\delta = 0.01745$  rad。对系统 (24) 进行离散化, 由于非线性刚度的存在, 系数矩阵  $A$  是俯仰角  $\alpha$  的函数, 系统为一个时变系统, 因此对该系统的离散需要在每一个采样时刻进行。

设该系统只有俯仰角  $\alpha$  可测, 即系统输出方程为

$$y = Cx = [0 \ 1 \ 0 \ 0]x \quad (25)$$

该翼型在来流速度  $U = 15 \text{ m/s}$ , 初值  $x = [2.6 \text{ mm} \ 10 \text{ rad} \ 0 \ 0]$  时, 系统发生颤振, 如图 5 中黑实线所示。

在第 3 节中已经证明本文提出的时滞补偿控制方法满足分离定理, 即状态预估器和预测控制器的增益矩阵可分别独立设计, 因此利用 MATLAB 中的 dare 函数进行状态观测器中增益矩阵  $L$  的设计, 用 dlqr 函数确定状态反馈增益  $F$ 。考虑前向和反馈通道存在的不确定时滞, 采用本文提出的时滞补偿控制方法对该系统进行颤振控制。为了对比双向通道时滞大小对控制效果的影响, 分别给出了前向通道时滞不变、反馈通道时滞逐渐增大和反馈通道时滞不变、前向通道时滞逐渐增大时的被控系统响应, 分别如图 5 和图 6 所示。

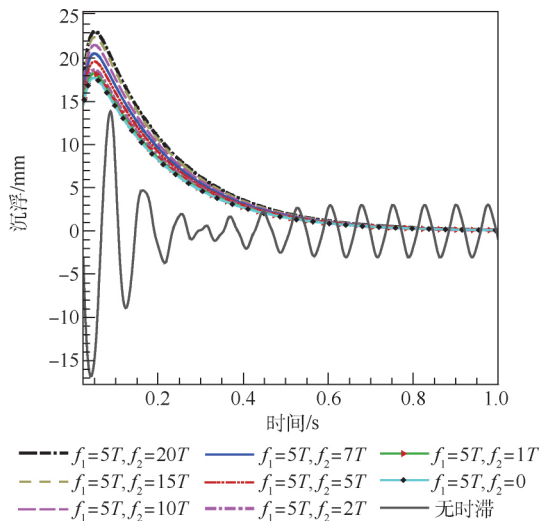


图 5 反馈通道时滞变化的时滞补偿控制系统沉浮响应

Fig. 5 Heave response of time delay compensation control system for feedback channel with time-varying delay

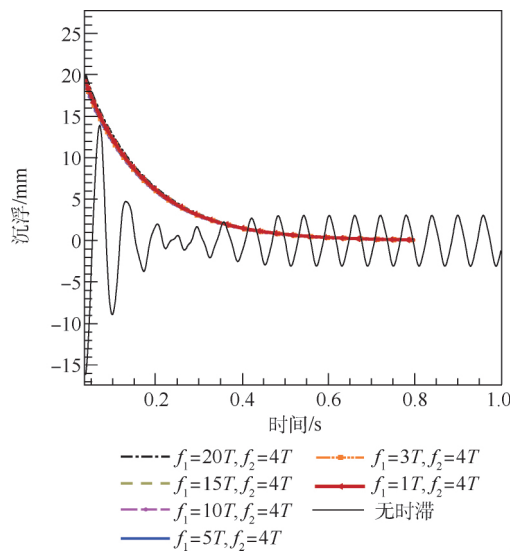


图 6 前向通道时滞变化的时滞补偿控制系统沉浮响应

Fig. 6 Heave response of time delay compensation control system for forward channel with time-varying delay

对比图 5 和图 6 可以看出, 反馈通道时滞大小对系统稳定性影响更大。在前向通道时滞不变时, 反馈通道时滞越长, 系统响应的超调量和超调时间就越大。这是由于本文采用的控制方法为基于系统状态的反馈控制, 然而由于系统部分状态不可测, 通过状态预估器给出的不可测状态的估值需经过一定响应时间才能逼近系统实际状态。

为了更好地说明上述现象, 对不考虑前馈通道时滞的控制系统, 重点进行了反馈通道存在不同时滞时, 状态预估器对不可测状态的预测输出与实际系统输出的结果比较, 如图 7 所示。可以看出, 预估状态逼近真值的速率因反馈通道时滞大小而异, 反馈通道时滞越大, 逼近真值的速率越小, 从而导致采用基于状态反馈最优控制律的控制系统由于预估状态与真实状态在初始一段时间内存在差异, 使得发生颤振的被控变量在被控制衰减到稳态值时出现不同大小的超调量和过渡时间, 影响了控制系统的响应速度。

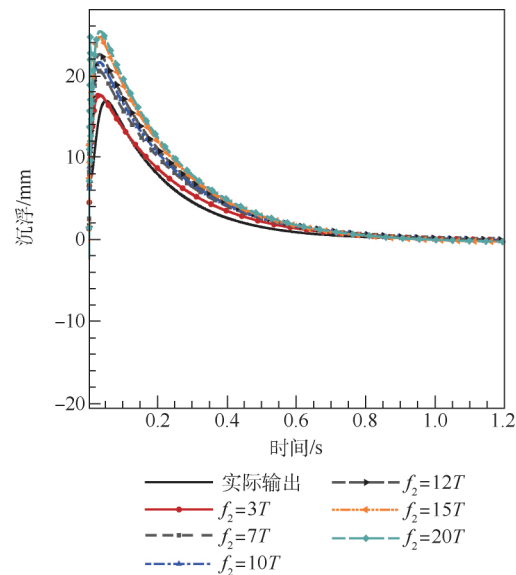


图 7 反馈通道不同时滞对状态预估器输出逼近系统实际输出的影响比较

Fig. 7 Comparison of effect of different time delay in feedback channel on output by state predictor with approaching system real output

## 5 结论

1) 针对机翼颤振主动控制中, 控制回路前向和反馈通道均存在不确定时滞(时滞大于采样周期)的问题, 引入状态观测器, 进行状态预估并在此基础上实现基于状态反馈的控制预测。采用在控制回路传输的数据中附加“时间戳”信息, 将当前时刻与收到的数据所附的“时间戳”进行比较, 确定当前时滞, 从而使设计的控制方法具有时滞

补偿的功能,并对闭环控制系统的稳定性进行了分析。

2) 将本文方法应用于考虑间隙非线性的机翼颤振主动控制,数值仿真结果表明,该方法能有效处理控制系统中的时滞,实现颤振的主动抑制。相比较而言,反馈通道时滞大小对控制系统稳定性影响更大,这主要是因为控制方法基于观测状态,状态预估器对系统实际状态的跟踪需要一定的响应时间所致。

下一步工作将研究不同时滞,包括常时滞、时变时滞对机翼颤振特性的机理影响,并探讨不同控制方法对上述时滞系统的颤振抑制效果。

### 参考文献 (References)

- [1] 胡海岩,赵永辉,黄锐. 飞机结构气动弹性分析与控制研究[J]. 力学学报, 2016, 48(1): 1-27.  
HU H Y, ZHAO Y H, HUANG R. Studies on aeroelastic analysis and control of aircraft structures [J]. Chinese Journal of Theoretical and Applied Mechanics, 2016, 48(1): 1-27 (in Chinese).
- [2] 王在华,胡海岩. 时滞动力系统的稳定性与分岔: 从理论走向应用[J]. 力学进展, 2013, 43(1): 3-20.  
WANG Z H, HU H Y. Stability and bifurcation of delayed dynamic systems: From theory to application [J]. Advances in Mechanics, 2013, 43(1): 3-20 (in Chinese).
- [3] LIBRESCU L, MARZOCCA P, SILVA W A. Aeroelasticity of 2-D lifting surfaces with time-delayed feedback control [J]. Journal of Fluids and Structures, 2005, 20(2): 197-215.
- [4] MARZOCCA P, LIBRESCU L, SILVA W A. Time-delay effects on linear/nonlinear feedback control of simple aeroelastic systems [J]. Journal of Guidance, Control and Dynamics, 2005, 28(1): 53-62.
- [5] YUAN Y, YU P, LIBRESCU L, et al. Aeroelasticity of time-delayed feedback control of two-dimensional supersonic lifting surfaces [J]. Journal of Guidance, Control and Dynamics, 2004, 27(5): 795-803.
- [6] ARAUJO J M, SANTOS T L M. Control of second-order asym-

metric systems with time delay: Smith predictor approach [J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2020, 137: 106355.

- [7] ZHAO Y H. Stability of a two-dimensional airfoil with time-delayed feedback control [J]. Journal of Fluids and Structures, 2009, 25(1): 1-25.
- [8] ZHAO Y H. Stability of a time-delayed aeroelastic system with a control surface [J]. Aerospace Science and Technology, 2011, 15(1): 72-77.
- [9] LUO M X, GAO M Z, CAI G P. Delayed full-state feedback control of airfoil flutter using sliding mode control method [J]. Journal of Fluids and Structures, 2016, 61: 262-273.
- [10] GAO M Z, CAI G P. Finite-time fault-tolerant control for flutter involving control delay [J]. Journal of the Franklin Institute, 2016, 353(9): 2009-2029.
- [11] XU B, ZHANG W, MA J. Stability and Hopf bifurcation of a two-dimensional supersonic airfoil with a time-delayed feedback control surface [J]. Nonlinear Dynamics, 2014, 77(3): 1-19.
- [12] 聂雪媛,王恒. 网络控制系统补偿器设计及稳定性分析 [J]. 控制理论与应用, 2008, 25(2): 217-222.  
NIE X Y, WANG H. Compensator design and stability analysis for networked control systems [J]. Control Theory and Applications, 2008, 25(2): 217-222 (in Chinese).
- [13] DOWELL E H, THMOS J P, HALL K C. Transonic limit cycle oscillation analysis using reduced order aerodynamic models [J]. Journal of Fluids and Structures, 2004, 19(1): 17-27.
- [14] HE S, YANG Z C, GU Y S. Nonlinear dynamics of an aeroelastic airfoil with free-play in transonic flow [J]. Nonlinear Dynamics, 2017, 87(4): 2099-2125.
- [15] SAHJENDRA N S, WOOSOON Y. State feedback control of an aeroelastic system with structural nonlinearity [J]. Aerospace Science and Technology, 2003, 7(1): 23-31.

### 作者简介:

聂雪媛 女,博士,高级工程师。主要研究方向:气动弹性及其主动控制。

郑冠男 男,博士,高级工程师。主要研究方向:气动弹性。

杨国伟 男,博士,研究员。主要研究方向:计算流体力学。

## Flutter active control method of time-varying delayed airfoil with free-play nonlinearity

NIE Xueyuan, ZHENG Guannan<sup>\*</sup>, YANG Guowei

(Key Laboratory for Mechanics in Fluid Solid Coupling Systems of Institute of Mechanics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

**Abstract:** Nowadays the studies on flutter active control methods considering time delays have been focused on constant time delay in one control channel. However, the time delays in a control loop are maybe time-varying and exist in the forward channel, feedback channel or both. As a result, the control method that can compensate time delay influences was developed and used to realize the flutter control of uncertain time delay for two channels. The trick where “time-stamped” flag was added in the data transferred was proposed. The state predictor with the ability to compensate for the time delays in feedback channel was reconstructed to predict the controlled plant states. The predictive controller using state feedback in a state space form was designed to compensate the delays in the forward channel. Then the stability of the closed-loop control system was analyzed with the above mentioned control strategy. The airfoil with free-play nonlinearity was used in the simulation. Then the flutter active control schemes for controlled system with variable time delays in both forward and feedback channels were investigated. Finally, the effects of time delay size in different channels on flutter control were discussed. The simulation results show that the developed method can suppress the flutter effectively with different time delay in both channels and improve the system stability. From a control point of view, the time delay in the feedback channel may have more influence on the control result when the control method based on the system state feedback is used.

**Keywords:** flutter suppression; free-play nonlinearity; time delay control system; state observation; time-varying delay

**Received:** 2019-10-12; **Accepted:** 2019-11-25; **Published online:** 2019-12-11 15:24

**URL:** [kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191211.1444.001.html](http://kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191211.1444.001.html)

**Foundation items:** National Natural Science Foundation of China (11702298, 11672303)

**\* Corresponding author.** E-mail: zhenguannan@imech.ac.cn