

doi:10.19306/j.cnki.2095-8110.2018.06.006

一种飞行器弹性新型控制方法研究

郑勇斌, 魏明英

(北京电子工程总体研究所, 北京 100854)

摘要:针对新一代飞行器长细比增加和结构复杂等特征带来弹性频率变低、预示精度差的现象,提出了一种新型弹性控制方法,解决了传统弹性滤波方法带来的控制系统稳定裕度严重不足、机动能力弱的难题。该方法基于扩维 Kalman 滤波算法建立了系统方程和输出方程,并进行了仿真。仿真结果表明,能够实现刚体信息的快速提取,而且系统滞后小,能大幅提升飞行器作战边界和控制精度。

关键词:弹性频率;预示精度;稳定裕度;机动能力;扩维 Kalman 滤波

中图分类号:TJ765.1

文献标志码:A

文章编号:2095-8110(2018)06-0042-06

Research on a New Control Method for Air-vehicle Elasticity

ZHENG Yong-bin, WEI Ming-ying

(Beijing Institute of Electronic System Engineering, Beijing 100854, China)

Abstract: Based on the phenomenon of low elastic frequency and low frequency prediction precision caused by the characteristics such as the big slenderness ratio and complex structure of new air vehicles, a new control method for air-vehicle elasticity is put forward, which effectively solves the difficult problems of short stability margin and weak maneuver ability of the control system with traditional elasticity filtering algorithm. The system formula and output formula are established by the method based on extended Kalman filtering algorithm and the simulation is carried out. The result shows rapid acquisition of rigid body information and low system lags, which can greatly broaden the fight borders and improve the control precision for air vehicle.

Key words: Elastic frequency; Prediction precision; Stability margin; Maneuver ability; Extended Karman filtering

0 引言

为了扩大飞行器的杀伤范围和提高执行多种飞行任务的能力,新一代飞行器普遍朝着高速、轻质化、飞得更远、机动能力强等方面发展,导致飞行器出现了下列特征:1)装载更多燃料;2)存在多级飞行器;3)结构上采用复合材料;4)长细比增大;5)飞行速度更快;6)静不稳定增加。

由此产生了新的问题:

1)长细比增大,多级飞行器质量增加,而且飞行速度更快,飞行包络线更大,气动加热引起结构刚度显著下降,导致飞行器弹性频率越来越低;

2)多级飞行器连接方式易带来明显个体差异,很难保证燃料消耗规律预示精度,而且飞行过程中结构复合材料存在各向异性的特征,大幅增加了结构弹性变化的不确定性,导致了飞行器弹性频率变化与理论预示存在很大差异;

3)静不稳定增加、飞行器大机动能力要求和稳

收稿日期:2018-05-23;修订日期:2018-08-29

作者简介:郑勇斌(1978-),男,硕士,高级工程师,从事导弹制导控制系统技术研究。

E-mail: yongbinzheng@hotmail.com

定裕度之间矛盾无法协调,严重影响了飞行器的总体设计。

这些新问题给飞行器弹性抑制和总体设计带来了严峻挑战,稳定裕度不足和弹性频率预示不准极易引起系统出现弹性振动现象,影响姿态控制精度要求,严重时会导致飞行试验失败,而且最重要的一点是严重影响了飞行器总体作战能力的提升。

目前飞行器传统弹性抑制控制方法是根据飞行器推进剂预示消耗规律理论计算弹性频率变化规律,设计时变宽频凹陷滤波器抑制飞行器弹性^[1]。通常串连几个凹陷滤波器,兼容理论预示和飞行过程中的弹性频率差异,一般差异要求在 2Hz 范围内。这种抑制方法是以牺牲系统稳定性和快速性为代价,无法满足新一代飞行器大机动和高精度的作战需求,使得高精度快响应的飞行器弹性控制方法成为一个具有迫切需求而又充满挑战的难题。

国内外其他的弹性控制研究方法主要集中在利用带通滤波器辨识频率、弹性弹体建模的模型辨识、自适应滤波器辨识频率^[2-4]、利用傅立叶变换计算弹性频率等方面,在线辨识出弹性频率,然后设计滤波器加以消除,从而可减小为了兼容弹性频率散布而带来的系统相位滞后。文献[5]介绍了美国土星五号通过在线辨识弹性频率,设计自适应弹性滤波器实现了弹性振动的抑制;文献[6]介绍了利用波音 747 飞机气动弹性模型,证明设计自适应滤波器可以有效提高飞行控制系统的带宽和气动伺服弹性系统的稳定裕度。文献[7]和文献[8]采用 H_∞ 设计方法处理弹性振动模态的参数以及结构不确定性,设计目标包括幅相裕度、弹性模态抑制以及一些时域指标。类似的设计方法也出现在处理超高速飞行器弹性模态不确定性的文献[9-11]。文献[12-14]采用 DFT 方法找到弹性频率,然后在线调整滤波器参数实现弹性抑制。文献[15]采用插值 FFT 方法辨识出弹性振动信号,从而加以消除。这些方法建立在高精度弹性频率辨识上,一旦弹性频率辨识不准,则无法在工程上应用,而且目前研究结果是基于一定假设基础上得到的,因此在辨识精度、辨识速度、辨识灵敏度和时延等方面研究还不够深入,工程应用性不强。

本文在工程上创新性地首次提出一种飞行器弹性新型控制方法,即飞行器刚体信息高精度快速提取方法,实现了飞行器弹性抑制和飞行控制。此方法不同于参考文献中的其他使用方法,不依赖于

弹性频率高精度辨识,工程应用性强,解决了传统弹性滤波方法带来的控制系统稳定裕度严重不足、机动能力弱的难题,对静不稳定大的飞行器具有更好的适应性,而且极大地提升了飞行器作战边界和控制精度。

1 传统弹性抑制控制方法局限

为了充分抑制飞行器弹性频率,传统弹性抑制控制方法往往通过设计宽频凹陷滤波器加以抑制,凹陷滤波器形式如下:

$$C_1(s) = \frac{s^2/\omega_2^2 + 2 \times 0.25s/\omega_2 + 1}{s^2/\omega_1^2 + 2 \times 0.5s/\omega_1 + 1} \times \frac{s^2/\omega_3^2 + 2 \times 0.25s/\omega_3 + 1}{s^2/\omega_2^2 + 2 \times 0.5s/\omega_2 + 1} \times \frac{s^2/\omega_4^2 + 2 \times 0.25s/\omega_4 + 1}{s^2/\omega_3^2 + 2 \times 0.5s/\omega_3 + 1}$$

对应滤波器幅相特性如图 1 所示。

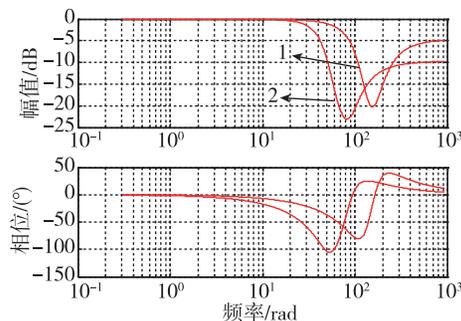


图 1 凹陷滤波器幅相特性

Fig. 1 The amplitude and phase characteristics of notch filter

其中,凹陷滤波器 1 的中心频率为 22Hz,在频率 10rad/s 处相位滞后 6.5°,在频率 20rad/s 处相位滞后 14°;凹陷滤波器 2 的中心频率为 11Hz,在频率 10rad/s 处相位滞后 17°,在频率 20rad/s 处相位滞后 36°。弹性频率越低,系统相位滞后越严重,从而使得飞行器控制幅值裕度和相位裕度越难以协调保证,严重制约了飞行器总体设计和控制系统设计。

2 扩维滤波控制方法

2.1 模型建立

$$\dot{\omega}_z = \frac{M_z}{J_z} = a_z$$

其中, a_z 代表角加速度。

弹性变形引起的角速度可以表示为 2 个频率下的正弦信号。

$$\mathbf{v}(t) = \begin{bmatrix} b_1 \sin(\omega_1 t + \phi_1) \\ b_2 \sin(\omega_2 t + \phi_2) \end{bmatrix} \quad (1)$$

对式(1)取时间的二阶导数,得

$$\ddot{\mathbf{v}}(t) = \begin{bmatrix} -b_1\omega_1^2 \sin(\omega_1 t + \phi_1) \\ -b_2\omega_2^2 \sin(\omega_2 t + \phi_2) \end{bmatrix} \quad (2)$$

将式(2)写成状态方程的形式为

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_1(t) \\ \dot{v}_2(t) \\ \dot{v}_3(t) \\ \dot{v}_4(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_2(t) \\ -\omega_1^2 v_1(t) \\ v_4(t) \\ -\omega_2^2 v_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\omega_1^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -\omega_2^2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1(t) \\ v_2(t) \\ v_3(t) \\ v_4(t) \end{bmatrix}$$

$$\dot{\mathbf{v}} = \mathbf{A}\mathbf{v}$$

其中:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\omega_1^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -\omega_2^2 & 0 \end{bmatrix}$$

设 $x = \omega_z$ 为系统状态(刚体角速度),并设增广状态向量为

$$\mathbf{X} = [x \quad v_1 \quad v_2 \quad v_3 \quad v_4]^T$$

则增广系统

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{v}_1 \\ \dot{v}_2 \\ \dot{v}_3 \\ \dot{v}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -\omega_1^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_2^2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{a}_z \quad (3)$$

式(3)可以写成 $\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{u}$, 其中

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -\omega_1^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_2^2 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

测量方程写作

$$\mathbf{z}(t) = \mathbf{H}\mathbf{X}(t) + \boldsymbol{\zeta}(t) \quad (4)$$

其中, $\mathbf{z}(t)$ 代表陀螺测量值, $\mathbf{H} = [1 \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 0]$, 此处考虑了弹性变形对角速度信号量测的影响。 $\boldsymbol{\zeta}(t)$ 是量测噪声, 为零均值高斯白噪声过程。

将方程式(3)、式(4)按采样间隔时间 T 离散化得到

$$\mathbf{X}[k+1] = \boldsymbol{\Phi}\mathbf{X}[k] + \mathbf{B}_d \mathbf{u}[k] + \boldsymbol{\Gamma}\boldsymbol{\zeta}[k] \quad (5)$$

$$\mathbf{z}[k] = \mathbf{H}\mathbf{X}[k] + \boldsymbol{\zeta}[k] \quad (6)$$

对于增广系统式(5)和式(6), Kalman 滤波算法为

$$\hat{\mathbf{X}}(k+1) = \boldsymbol{\Phi}(k)\hat{\mathbf{X}}(k) + \mathbf{B}_d(k)\mathbf{u}(k) + \mathbf{K}(k+1) \cdot$$

$$[\mathbf{Z}(k+1) - \mathbf{H}(k+1)\boldsymbol{\Phi}(k)\hat{\mathbf{X}}(k)]$$

$$\mathbf{K}(k+1) = \mathbf{P}(k+1/k)\mathbf{H}^T(k+1)[\mathbf{H}(k+1) \cdot \mathbf{P}(k+1/k)\mathbf{H}^T(k+1) + \mathbf{R}(k+1)]^{-1}$$

$$\mathbf{P}(k+1/k) = \boldsymbol{\Phi}(k)\mathbf{P}(k)\boldsymbol{\Phi}^T(k) + \boldsymbol{\Gamma}(k)\bar{\mathbf{Q}}(k)\boldsymbol{\Gamma}^T(k)$$

$$\mathbf{P}(k+1) = [\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1)]\mathbf{P}(k+1/k)$$

初始状态 $\mathbf{X}(0)$ 的协方差矩阵为

$$\mathbf{P}(0) = \begin{bmatrix} P_{xx}(0) & P_{xv}(0) \\ P_{vx}(0) & P_{vv}(0) \end{bmatrix}$$

噪声的统计特性为

$$\mathbf{E}\{\boldsymbol{\zeta}_1(k)\boldsymbol{\zeta}_1^T(k)\} = N_{11}(k)\delta_{kj}, \mathbf{E}\{\boldsymbol{\zeta}_2(k)\boldsymbol{\zeta}_2^T(k)\} = N_{22}(k)\delta_{kj}$$

$$\mathbf{E}\{\boldsymbol{\zeta}_1(k)\boldsymbol{\zeta}_2^T(k)\} = N_{12}(k)\delta_{kj}, \mathbf{E}\{\boldsymbol{\zeta}_2(k)\boldsymbol{\zeta}_1^T(k)\} = N_{21}(k)\delta_{kj}$$

则新的动态噪声的协方差阵为

$$\mathbf{E}\{\boldsymbol{\zeta}(k)\boldsymbol{\zeta}^T(j)\} = \bar{\mathbf{Q}}(k)\delta_{kj} = \begin{bmatrix} N_{11}(k) & N_{12}(k) \\ N_{21}(k) & N_{22}(k) \end{bmatrix} \delta_{kj}$$

把提取出的刚体角速度信息引入过载控制, 至此就建立了扩维滤波控制方法。

2.2 可观性分析

可观性是扩维滤波渐近稳定的基本条件。

$$\mathbf{O} = \begin{bmatrix} \mathbf{H} \\ \mathbf{H}\mathbf{A} \\ \mathbf{H}\mathbf{A}^2 \\ \mathbf{H}\mathbf{A}^3 \\ \mathbf{H}\mathbf{A}^4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & -\omega_1^2 & 0 & -\omega_2^2 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_1^2 & 0 & -\omega_2^2 \\ 0 & \omega_1^4 & 0 & \omega_2^4 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{Rank}(\mathbf{O}) = 5$$

所以系统是可观的。

2.3 可控性分析

$$\mathbf{O}\mathbf{1} = [\mathbf{B} | \mathbf{A}\mathbf{B} | \mathbf{A}^2\mathbf{B} | \mathbf{A}^3\mathbf{B} | \mathbf{A}^4\mathbf{B}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{Rank}(\mathbf{O}\mathbf{1}) = 1$$

所以系统不完全可控, 不能任意配置极点。

3 数学仿真与分析

采用扩维滤波控制方法搭建过载控制仿真模型, 与传统弹性滤波控制方法进行比较分析。

3.1 弹性抑制效果分析

假设飞行器一阶弹性频率为 11Hz, 按照传统弹性滤波器抑制方法设计了宽频凹陷滤波器, 并比较了弹性频率预示精度 2Hz 和 4Hz 差异经弹性滤波器后输出信息, 如图 2~图 4 所示。

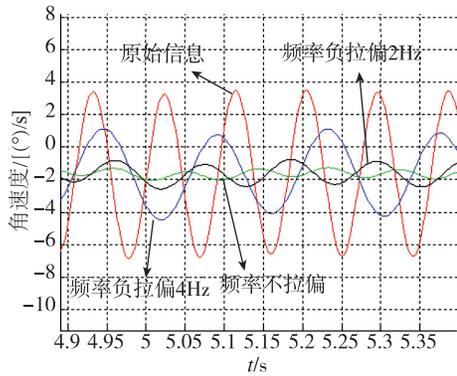


图 2 频率拉偏下经传统滤波器后输出信息
Fig. 2 The output of traditional filter with bias of elastic frequency

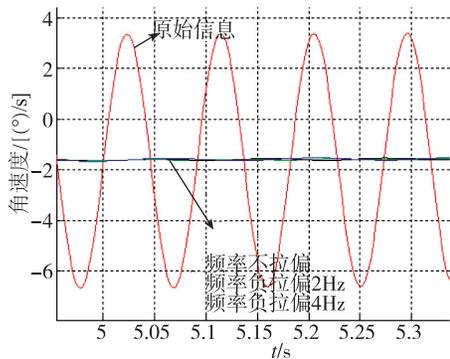


图 3 频率拉偏下经扩维滤波器后输出信息
Fig. 3 The output of extended Karman filter with bias of elastic frequency

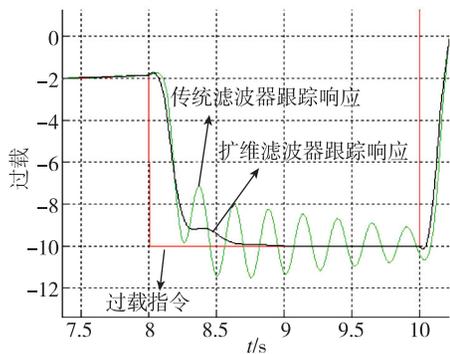


图 4 不同滤波器下过载跟踪响应曲线
Fig. 4 The overload response curves with different filters

从上述曲线可以看出,传统弹性滤波控制方法在频率散布下弹性抑制能力较弱,扩维滤波控制方法对弹性频率散布不敏感;而且弹性频率越低,传统滤波器带来的相位滞后越严重,严重影响了过载跟踪响应,系统出现振荡,而扩维滤波控制方法下过载跟踪品质良好。

另外一点需要说明的是,采用传统弹性滤波控制方法控制参数设计具有很大的局限性,难以协调

刚体裕度和弹性裕度,因此系统往往响应较慢,且系统容易因稳定裕度不足出现振荡发散;而采用扩维滤波控制方法控制参数设计具有更大的灵活性,系统响应快且平稳,尤其适合飞行器弹性频率预示不准或者弹性频率发生跳变的情况。

3.2 系统性能分析

工程应用时需分析陀螺输出噪声模型、角加速度计噪声模型、系统方程参数变化、输出方程参数变化、误差协方差初值、噪声协方差初值、增益矩阵初值、延时等对弹性抑制效果和系统性能的影响。

本文暂以陀螺输出噪声和角加速度计噪声开展性能分析。

1) 陀螺输出噪声影响分析

考虑陀螺输出包括弹性分量 $1(^{\circ})/s$ 以及动态环境下角运动噪声方差 $0.5(^{\circ})/s$,得到下列仿真曲线,如图 5~图 7 所示。从曲线可以看出,陀螺输出经传统弹性滤波器后,依然含有陀螺角运动噪声信息,表现形式为低频振荡,经过控制通道计算导致执行机构中也含有低频振荡信息,严重时会导致系统发散;而扩维滤波控制方法能够很好地提取刚体信息,对陀螺角运动噪声不敏感。

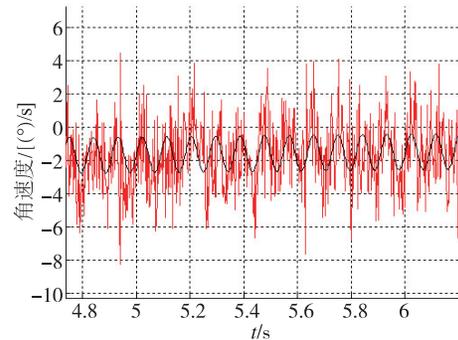


图 5 陀螺输出信息
Fig. 5 The output of gyro

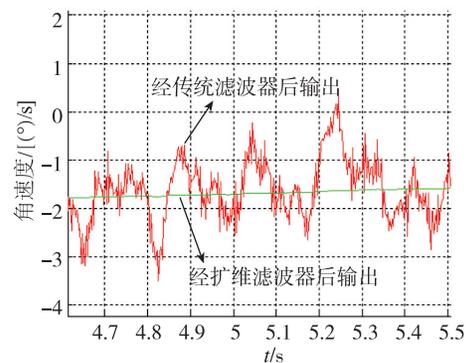


图 6 陀螺输出经不同滤波器后信息
Fig. 6 The output of gyro with different filters

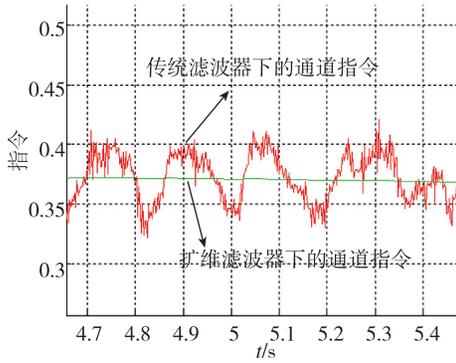


图7 不同滤波器下控制通道指令曲线

Fig. 7 The control loop instruction curve with different filters

2)角加速度计输出噪声影响分析

考虑角加速度计噪声方差 $30(^{\circ})/s^2$ 的新型滤波方法的效果,如图8~图10所示。从曲线可以看出,角加速度计噪声对过载跟踪响应影响较小。图10表明扩维滤波控制方法实现了刚体信息的快速提取,且滞后小于15ms,有利于提高系统响应快速性。

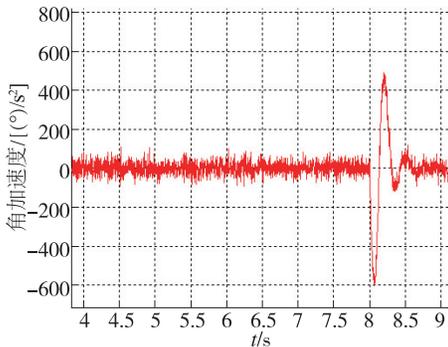


图8 角加速度输出曲线

Fig. 8 The output curve of angular acceleration

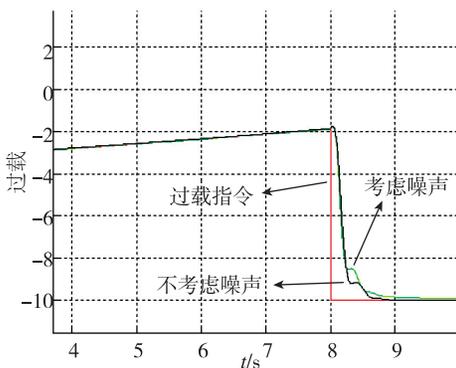


图9 角加速度噪声对过载响应影响曲线

Fig. 9 The overload response curve with angular acceleration noise

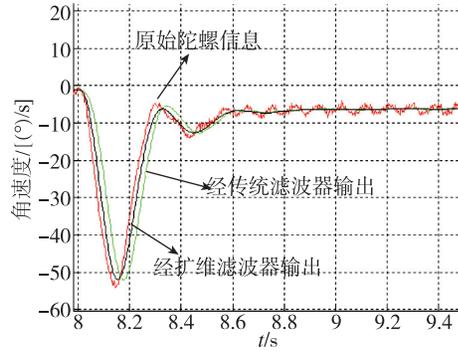


图10 经不同滤波器陀螺输出曲线

Fig. 10 The gyro output curve with different filters

4 结论

综上所述,得到下列结论:

1)扩维滤波控制方法不同于传统工程上应用的弹性频域抑制方法和参考文献中的弹性频率辨识方法,是一种弹性时域控制方法,可以从噪声和弹性信息中高精度快速提取出刚体信息进行控制;

2)扩维滤波控制方法能够解决传统弹性滤波方法带来的控制系统稳定裕度严重不足、机动能力弱的难题,尤其适合弹性频率低、弹性频率预示精度差的静不稳定大的飞行器控制;

3)扩维滤波控制方法能够提高控制系统的快速性,控制参数设计具有更大的灵活性,能增强系统稳定裕度和飞行器机动性能,有利于提升飞行器作战边界和控制精度。

参考文献

[1] 孙平,刘昆. 运载器弹性运动稳定控制方法综述[J]. 航天控制, 2010, 28(3):97-100.

[2] 楚龙飞,吴志刚,杨超,等. 导弹自适应结构滤波器的设计与仿真[J]. 航空学报, 2011, 32(2):195-201.

[3] 赵党军,王永骥,刘磊,等. 弹性运载火箭自适应姿态控制[J]. 广西大学学报(自然科学版), 2011, 36(6):1004-1008.

[4] 刘昆,孙平. 固体运载器姿态控制系统自适应滤波器设计[J]. 国防科技大学学报, 2010, 32(5):44-48.

[5] Schaechter D B, Eldred D B. Experimental demonstration of the control of flexible structures[J]. 2015, 7(5):527-534.

[6] Paul J K, Douglas G M. Adaptive spatial filtering for aero-servoelastic response suppression[R]. AIAA-2009-5709, 2009.

- [7] Mauffrey S, Pignie G, Meunier P, et al. Control for AR IANE 5 PLUS launcher[C]// IAF 52nd International Astronautical Congress. Toulouse, France, 2001.
- [8] Voinot V, Apkarian P, A lizard D. Gain-scheduling H_{∞} control of the launcher in atmospheric flight via linear-parameter varying techniques [C]// AIAA Guidance, Navigation and Control Conference. California, 2002.
- [9] Lind R, Buffington J R, Sparks A K. Multi-loop aeroservoelastic control of a hypersonic vehicle[C]// AIAA Guidance, Navigation and Control Conference. Portland, AIAA-99-4123, 1999.
- [10] Lind R. Linear parameter varying modeling and control of structural dynamics with aerothermoelastic effects[J]. Journal of Aircraft, 2002, 25(4): 733-739
- [11] 孟中杰. 高超声速弹性飞行器振动模态自适应抑制技术[J]. 宇航学报, 2011, 32(10): 2164-2168.
- [12] Maggard W P. Adaptive control of flexible systems using self-tuning digital notch filters[D]. Ohio: Ohio University, 1987.
- [13] Maggard W P, Mitchell J, Irwin R. Laboratory validation of adaptive digital notch filtering[C]// 21st Southeastern Symposium on System Theory. Tallahassee, USA, 1989: 427-434.
- [14] 张志健, 王小虎, 王铁军. 基于插值 DFT 的弹体弹性自适应陷波方法[J]. 宇航学报, 2013, 34(9): 1239-1245.
- [15] Hikawa H, Jain V K. Jamming canceler using interpolated FFT[C]// IEEE International Conference on Communications. Atlanta, USA, 1990:1275-1279.