智能旋翼基于陷波器的振动载荷 抑制算法



周云*,胡和平,张仕明

中国直升机设计研究所直升机旋翼动力学重点实验室, 江西 景德镇 333001

摘 要:智能旋翼为直升机减振降噪提供了一条极具发展前途的技术途径。本文研究了一种用于智能旋翼减振的连续时域 控制算法,该控制算法主要由陷波器和通道增益两部分组成,对每一个控制反馈通道,将产生两路状态信号,系统减振效果 取决于两个状态通道增益的比值。控制仿真结果显示,该控制算法具有出色的减振效果,并对随机噪声和谐波干扰信号都 具有较强的抑制作用,为了抑制4Ω旋翼桨毂振动载荷,所需的后缘襟翼控制量是3Ω/4Ω/5Ω多谐波组合输入。相较于经典 的离散频域高阶谐波控制算法,该算法是一种连续时域控制算法,可大幅加快控制系统的收敛速度,与此同时,在非平稳的 直升机飞行状态下,也具有更佳的减振效果。

关键词:智能旋翼,后缘襟翼,减振,陷波器,时域控制

中图分类号:V219 文献标

文献标识码:A

振动是目前直升机面临最棘手的问题之一,现役直升 机普遍存在振动水平偏高的问题,而用户对新研直升机的 振动水平技术指标又提出了越来越高的要求,对于下一代 先进直升机,要求振动水平控制在0.05g以内^[1],现代直升 机研制对减振技术需求极其迫切。近年来,随着智能材料 与结构、主动控制等基础技术的发展,智能旋翼为直升机减 振提供了一条极具发展前途的技术途径^[1-3],并成为当前直 升机行业研究的一个热点。

智能旋翼根据驱动方式的不同有多种形式,包括单片 桨叶控制(Individual Blade Control, IBC)、主动后缘襟翼 (Active Controlled Flap, ACF)、主动扭转旋翼(Active Twist Rotor, ATR)等构型,其中,基于压电陶瓷叠堆驱动的主动后 缘襟翼智能旋翼最具工程应用前景^[4-6]。2009年,由美国 波音公司、美国国防预先研究计划局(DARPA)、美国国家航 空航天局(NASA)、美国陆军联合研制的Smart Rotor,已完 成全尺寸风洞试验验证,结果显示旋翼振动载荷降低了 88.4%,桨涡干扰(Blade-Vortex Interaction, BVI)噪声降低了 7dB^[7,8],2014年,德国航空航天研究院(DLR)研制的Blue

DOI: 10.19452/j.issn1007-5453.2019.02.003

Pulse智能旋翼在EC145平台上完成了飞行验证^[9],验证结 果非常令人鼓舞。在国内,南京航空航天大学和中国直升 机设计研究所等单位也在开展基于智能旋翼的减振降噪技 术研究,但在减振的闭环控制算法方面大多采用了高阶谐 波算法^[10~12],高阶谐波算法本质上是一种离散频域控制算 法,它是基于旋翼转速周期来进行控制的,控制更新的速率 较慢,导致控制系统收敛时间较长,同时也限制了它只适用 于较平稳的飞行状态,且在控制更新时刻可能会出现控制 信号的阶跃变化,容易对驱动器造成冲击损伤^[13,14]。

根据直升机减振主要针对 nΩ 谐波频率成分的特点,本 文基于陷波器基本原理,研究了一种智能旋翼减振控制算 法,它是一种连续时域控制算法,可大幅加快控制系统的收 敛速度,与此同时,在非平稳的直升机飞行状态下,也具有 更佳的控制效果。

1 控制算法

直升机振动响应具有显著的谐波特性,以旋翼通过频 率nΩ谐波成分为主,因此智能旋翼减振目标就主要抑制

收稿日期:2018-11-05;退修日期:2018-12-15;录用日期:2018-12-25 *通信作者.Tel.:18920156397 E-mail:zhouyun1986@aliyun.com

引用格式: Zhou Yun, Hu Heping, Zhang Shiming. Control algorithm of smart rotor for vibratory loads reduction based on notch filter[J]. Aeronautical Science & Technology, 2019, 30(02): 14-20. 周云, 胡和平,张仕明. 智能旋翼基于陷波器的振动载荷抑制算法[J]. 航空 科学技术, 2019, 30(02): 14-20.

nQ频率的旋翼振动载荷,图1是采用输出反馈闭环控制的 智能旋翼振动载荷抑制系统原理图,其中,d(t)是由非定常 气动力外载引起的基础旋翼振动载荷,G(s)是控制通道传 递函数,z(t)是系统的输出响应,H(s)就是反馈控制器,通过 反馈控制信号u(t)驱动智能旋翼后缘襟翼动态偏转,进而产 生一个附加的旋翼振动载荷增量y(t),进而实现对基础旋翼 振动载荷的抵消或抑制。







1.1 控制通道频响矩阵

首先建立旋翼控制数学模型,得到控制通道的频响矩阵,旋翼减振的目标通常是不旋转坐标系的旋翼桨毂振动载荷或机身振动响应,因此采用不旋转系多桨叶坐标来描述旋翼控制模型具有更好的精度^[6],基于准定常假设,可以得到拉普拉斯域表达的旋翼控制模型:

$$z(s) = G(s) \cdot u(s) + d(s) \cdots (s = j \cdot n\Omega)$$
⁽¹⁾

式中:*z*(*s*)为旋翼桨毂振动载荷输出;*u*(*s*)为控制输入;*d*(*s*)为 待抑制的基准桨毂振动载荷;*G*(*s*)为表征后缘襟翼控制输 入到桨毂振动载荷输出关系的传递函数。

1.2 基于陷波器的旋翼振动载荷抑制算法

对于如图1所示的智能旋翼减振闭环控制系统,定义系统输出z相对于外部扰动d的灵敏度传递函数:

$$S(s) = \frac{d(s)}{z(s)} = \frac{1}{1 + H(s)G(s)}$$
(2)

那么智能旋翼的减振效果就可以用函数*S*(*s*)来描述, 为了使灵敏度函数*S*(*s*)在控制频带范围内幅值足够小,也 就期望控制系统开环传递函数*H*(*s*)*G*(*s*)要尽量大,那么可 以基于调谐陷波滤波器来设计反馈控制器*H*(*s*),陷波器传 递函数形式如下:

$$H(s) = \frac{s+1}{s^2 + (n\Omega)^2}$$
(3)

它本质上是一个无阻尼的二阶共振系统, $n\Omega$ 是系统共振频率,可以看出,当 $s = j \cdot n\Omega$ 时,控制器处于共振状态, H(s)趋于无穷大,那么此时 $S(j \cdot n\Omega) = 0$,即共振频率点的 谐波信号将被完全抑制。 下面根据陷波器原理来设计智能旋翼减振时域控制器,图2是控制算法核心部分原理图,主要由陷波器(Notch Filter)和静态增益(Static Gain)两部分组成。



图 2 基于陷波器的智能旋翼减振控制算法原理图



首先,根据陷波器的传递函数形式,写出对应的时域状态空间方程表达式:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bz \\ u = Cx + Dz \end{cases}$$
(4)

$$\downarrow = \nabla x + Dz \\ A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 \end{bmatrix} D = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -(n\Omega)^2 & 0 \end{bmatrix} \quad \boldsymbol{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad \boldsymbol{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \boldsymbol{D} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$
(5)

控制反馈信号z(t)进入控制器后,通过陷波器的作用, 将得到两路状态变量,记为 $x=[x_1, x_2]^T$,其中 $x_2 = \dot{x}_1$,因此, x_1 为控制器状态变量, x_2 为控制器状态微分变量,两路状态信 号再分别通过静态增益 $c_1 \alpha c_2$ 作用后,两部分线性组合形 成控制信号u(t)。当反馈信号是频率为 $n\Omega$ 的谐波信号时, 陷波器的两路状态变量信号 $x_1(t) \alpha x_2(t)$ 的幅值正好相差 $n\Omega$ 倍,且方向相互垂直,即 $x_2 = x_1 \cdot (j \cdot n\Omega)$,且在共振频率 $n\Omega$ 处,状态变量 $x_1(t)$ 相对于z(t)相角变化 -90° ,状态微分变量 $x_2(t)$ 相对于z(t)相角变化 0° ,那么控制信号可以表示为:

$$\boldsymbol{u} = c_1 \boldsymbol{x}_1 + c_2 \boldsymbol{x}_2 = \left(c_2 - \frac{c_1}{n\Omega}j\right) \boldsymbol{x}_2$$
(6)

也就是说,控制信号u(t)相对于状态微分信号X2(t),幅

值变化为
$$\sqrt{\left(\frac{c_1}{n\Omega}\right)^2 + (c_2)^2}$$
,相角变化为 $\cot\left(-\frac{1}{n\Omega}\cdot\frac{c_1}{c_2}\right)$,那
么控制输出 $u(t)$ 相对于 $z(t)$ 的相角变化也是 $\cot\left(-\frac{1}{n\Omega}\cdot\frac{c_1}{c_2}\right)$,

可以看出两个通道增益的比值*c*₁/*c*₂决定了控制信号*u*(*t*)相对 于反馈信号*z*(*t*)的相角变化。

控制信号u(t)将驱动后缘襟翼运动,再通过前向次级通 道传递函数G(s)作用,进而产生一个附加的旋翼振动载荷 增量y(t)。为了实现振动载荷抑制,就期望附加的旋翼振动 载荷增量y(t)与反馈信号z(t)幅值相同、相位变化180°,基于 该原理可计算得到控制增益参数,它的数学表达式是:

$$\left(c_{2} - \frac{c_{1}}{n\Omega}j\right)G(s) = -1 \quad \Rightarrow \begin{cases} c_{1} = (n\Omega) \cdot \operatorname{Im}\left[\frac{1}{G(s)}\right] \\ c_{2} = \operatorname{Re}\left[-\frac{1}{G(s)}\right] \end{cases}$$
(7)

实际上,由于采用的是输出反馈控制,增益参数 $c_1 n c_2$ 只需精确满足对相角变化的控制即可,也就是确定两个通 道增益的比值 c_1/c_2 ,控制器增益引起的幅值变化大小,只是 影响控制系统的收敛速度,不会影响最终收敛的控制效果, 那么可进一步引入一个增益调节系数K=1/T,其中 $T=2\pi/\Omega$ 是旋翼转速周期,用于调节控制系统的收敛速度和稳 定性裕度,最终可以得到控制器设计参数:

$$\begin{cases} c_1 = K \cdot \operatorname{Im}\left[\frac{1}{G(s)}\right] \cdot (n\Omega) \\ c_2 = K \cdot \operatorname{Re}\left[-\frac{1}{G(s)}\right] \end{cases}$$
(8)

将上述控制算法推广到 MIMO 情况,如果有 m 路控制 反馈信号,那么控制器就有 2m 个状态信号,控制器时域状 态方程为:

$$\begin{cases} \dot{x} = \mathbf{A}x + \mathbf{B}z \\ u = \mathbf{C}x + \mathbf{D}z \end{cases}$$
(9)
对应的状态矩阵为:

$$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \cdots & \cdots & 0 & 0 \\ -(n\Omega)^2 & 0 & \cdots & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -(n\Omega)^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & \cdots & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \cdots & \cdots & -(n\Omega)^2 & 0 \end{bmatrix}_{2m \times 2m}$$
(10)

$$\boldsymbol{B} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 \\ 1 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 1 \end{bmatrix}_{2m \times m} \boldsymbol{C} = I_{2m \times 2m}, \quad \boldsymbol{D} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}_{2m \times 1}$$

静态增益系数为:

[0 ... 0]

$$\begin{cases} c_{i,2j-1} = \operatorname{Im} \left[G_{\operatorname{Gain}} \left(ij \right) \right] \cdot (-n\Omega) \\ c_{i,2j} = \operatorname{Re} \left[G_{\operatorname{Gain}} \left(ij \right) \right] \\ G_{\operatorname{Gain}} = - \left[G(s) \right]^{-1} \cdots (i,j = 1,2,\cdots,m) \end{cases}$$
(11)

在每个控制步上,利用 Runge-Kutta 等方法求解控制器 状态空间方程,得到控制器状态变量*x*₁(*t*)和状态微分变量 *x*₂(*t*)的时域轨迹,进一步计算得到时域控制曲线*u*(*t*)。

1.3 单片襟翼控制量计算

上一步控制器计算得到的控制量是不旋转系的多桨叶坐标变量,对于4桨叶构型的旋翼,u_{col},u_{lng},u_{lar},u_{diff}分别表示不旋转坐标系下总距作动模态、纵向作动模态、横向作动模态和差动作动模态控制量,利用多桨叶坐标逆变换,可得到旋转坐标系下第m个(m=1,2,3,4)后缘襟翼的独立控制量为:

$$u^{(m)} = u_{\rm col} + u_{\rm lng} \cos(\psi_m) + u_{\rm lat} \sin(\psi_m) + u_{\rm diff} (-1)^m \quad (12)$$

式中:ψ_m为第m片桨叶所处的方位角,对于旋翼减振来说, 通常不需要差动作动模态,即u_{diff}=0,那么写成矩阵形式可 表示为:

$$\begin{bmatrix} u^{(1)} \\ u^{(2)} \\ u^{(3)} \\ u^{(4)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \sin\psi_1 & \cos\psi_1 \\ 1 & \sin\psi_2 & \cos\psi_2 \\ 1 & \sin\psi_3 & \cos\psi_3 \\ 1 & \sin\psi_4 & \cos\psi_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{\text{coll}} \\ u_{\text{lat}} \\ u_{\text{lng}} \end{bmatrix}$$
(13)

至此就获得了用于驱动每个襟翼独立的控制输入,综上可得 到基于陷波器的智能旋翼减振时域控制器结构,如图3所示。



图3 基于陷波器的减振控制器结构示意图

Fig.3 Schematic diagram of controller for vibratory loads reduction based on notch filter

2 控制仿真分析

控制仿真利用后缘襟翼总距作动模态、纵横向作动模态的控制输入,抑制桨毂垂向力、桨毂滚转力矩和俯仰力矩,控制通道频响矩阵如式(14)所示:

$$\begin{bmatrix} F_z \\ M_x \\ M_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{\text{col} \to F_z} & G_{\text{lng} \to F_z} & G_{\text{lat} \to F_z} \\ G_{\text{col} \to M_x} & G_{\text{lng} \to M_x} & G_{\text{lat} \to M_x} \\ G_{\text{col} \to M_y} & G_{\text{lng} \to M_y} & G_{\text{lat} \to M_y} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{\text{coll}} \\ u_{\text{lng}} \\ u_{\text{lat}} \end{bmatrix}$$
(14)

通过开环扫相测试,获得了三个控制通道的频响特性:

$$G(s) = \begin{bmatrix} 275.7 - 73.9j & 15.4 - 7.9j & 88.4 - 46.0j \\ -13.4 + 21.9j & -30.8 - 39.8j & -47.8 + 19.3j \\ 40.5 - 16.7j & -45.2 + 21.9j & 59.1 + 9.9j \end{bmatrix}$$

2.1 开环特性分析

考虑一个SISO系统,分析襟翼总距作动模态控制输入

u_{coll}(即4个襟翼同幅值、同相位偏转)对垂向桨毂振动载荷 Fz的影响,该控制通道的传递函数为(275.7-73.9j),控制输 入形式为:

$$u_{\rm coll} = A_{\rm coll} \cdot \cos(4\Omega t - \varphi) \tag{15}$$

图4是开环扫相和开环扫频控制结果(控制相位 ø 变 化 0°~360°,控制幅值 A_{coll}变化4~7V),可以看出对于所有的控 制幅值,在150°相位左右具有最佳的减振效果,分析是由于当 控制相位为最佳相位角时,由襟翼运动产生的附加振动载荷 相位与原基准振动载荷相位刚好相差180°,叠加后实现对基 准振动载荷最大程度的抵消,也就是最大幅度的减振。在最 佳减振相位角上,随着控制幅值增大,减振效果先是逐渐增加, 当控制幅值超过最佳幅值(6V左右)后,减振效果反而下降,分 析是由于此时襟翼产生了过大的附加振动载荷导致的。



图 4 智能旋翼开环扫相扫频曲线

Fig.4 Sweep frequency and phase curve of smart rotor in open loop control

2.2 单入单出控制分析

考虑一个 SISO 系统,利用襟翼总距作动模态控制输入,抑制桨毂垂向振动载荷 F_z ,该通道的传递函数为 (275.7 – 73.9j),无控状态振动载荷为(1597.3+463.17j),根据 前面介绍的增益参数计算方法可以得到两个控制通道的增 益 c_1 =0.05781, c_2 =–0.00762。

图5是控制器的状态变量和状态微分变量的时域轨迹,可以看出两个状态变量刚好幅值相差4Ω倍,相位相差90°,控制信号如图6所示,控制收敛后,控制信号幅值约为5.8V,相位角约为148°,与开环特性分析的结果吻合。

闭环控制状态下的旋翼振动载荷如图7所示,施加控制后,襟翼逐渐产生一个与基准振动载荷幅值相同、相位相反的附加振动载荷,两者叠加后使得总的振动载荷逐步减



小,实现旋翼振动载荷抑制。

下面分析增益参数对控制效果的影响,表1和图8是保持两个通道增益比值 c₁/c₂恒定,使得相角变化为-180°,改变增益系数K的情况,可以看出无论K取值如何,均能实现减振效果,随着K值增大,控制系统收敛速度加快。表2和图9是改变两个通道增益比值 c₁/c₂的控制效果,当相角变化逐渐远离-180°时,控制效果逐渐变差,当超过-90°时,控制系统就会发散。

2.3 多入多出控制分析

现在考虑一个MIMO系统,利用襟翼总距和纵横向作 动模态控制输入,抑制旋翼桨毂垂向力、俯仰力矩和滚转力 矩振动载荷,图10为不旋转坐标系下的时域控制输入,大 约经过两个旋翼转速周期后,图11为三个通道的振动载荷 就被基本抑制。



图 7 无控与有控状态下的振动载荷

Fig.7 Vibratory loads under uncontrolled and controlled state





K	c_1	c_2	c_{1}/c_{2}	相角/(°)
2.2520	0.0578	-0.0076	-7.5857	-180
3.3781	0.0867	-0.0114	-7.5856	-180
4.5041	0.1156	-0.0152	-7.5856	-180
5.6301	0.1445	-0.0190	-7.5856	-180





- Fig.8 Influence of gain coefficient *K* variation on convergence rate of control system
 - 表 2 控制通道增益比值 c1/c2 对控制效果的影响
 - Table 2 Influence of control channel gain ratio c_1/c_2 on control effect

K	<i>c</i> ₁	<i>c</i> ₂	c1/c2	相角/(°)
2.252	0.0578	-0.0076	-7.5857	-180
2.252	0.0578	-0.0011	-49.016	-135
2.252	0.0578	0.00054	105.618	-90
2.252	0.0578	0.00353	16.3388	-45

控制器直接得到的是不旋转多桨叶坐标控制变量,进一



图 9 控制通道增益比值 c1/c2 对控制效果的影响

Fig. 9 Influence of control channel gain ratio c_1/c_2 on control effect



图 10 不旋转坐标下的控制量

Fig.10 Control quantity in non-rotating system



步通过多桨叶坐标逆变换,可得到每个襟翼的独立控制量。 对于抑制4Ω旋翼桨毂振动载荷的MIMO控制,如图12和图 13所示,襟翼控制量是3Ω/4Ω/5Ω组合谐波输入,其中3Ω分量 的襟翼幅值相同、相位依次递减90°,4Ω分量的襟翼幅值相同、 相位相同,5Ω分量的襟翼幅值相同、相位依次递增90°。





Fig.12 Control quantity of individual flap in time domain

图 13 单片襟翼的独立控制量频域幅值相位

Fig.13 Control amplitude and phase of individual flap in frequency domain

控制器在实际运行时,不可避免地存在信号干扰,如图 14 左为单独的随机噪声干扰情况,图 15 右为随机噪声和 1Ω 谐波组合干扰情况,可以看出存在信号干扰的情况下, nΩ 振动载荷也被很好地抑制。



Fig.14 Control result under random noise interference



3 结论

本文根据陷波器基本原理,研究了一种用于智能旋翼 减振的连续时域控制算法,推导了控制器增益参数计算方 法,仿真结果显示该控制算法具有出色的减振效果,并对随 机噪声和谐波信号等都具有较强的抗干扰作用。

(1)控制器状态通道增益与状态微分通道增益的比值*c*₁/ *c*₂决定了控制信号相对于反馈信号的相角变化,当*c*₁/*c*₂使得相 角变化刚好-180°时,具有最佳的减振效果,当相角变化逐渐 远离-180°时,减振效果逐渐变差,当超过-90°时,控制系统就 会发散;增益调节系数*K*可用于调整控制系统的收敛速度和稳 定性裕度,增大系数*K*可加快控制系统收敛。

(2)对于 4Ω旋翼桨毂振动载荷抑制,所需的襟翼控制 量是 3Ω/4Ω/5Ω多谐波组合输入,其中 3 Ω分量幅值相同、 相位依次递减 90°,4Ω分量幅值相同、相位相同,5Ω分量幅 值相同、相位依次递增 90°。

参考文献

- Peter K, Bernhard E. Recent advances in eurocopter's passive and active vibration control[C]// American Helicopter Society 64th Annual Forum, 2008.
- [2] Inderjit C. Recent progress on the development of a smart rotor system[C]// American Helicopter Society 56th Annual Forum, 2000.
- [3] Friedmann P P. On-blade control of rotor vibration, noise, and performance: just around the corner? [C]// American Helicopter Society 69th Annual Forum, 2013.
- [4] Kessler C H. Active rotor control for helicopter motivation and survey on higher harmonic control[C]// 36th European Rotorcraft Forum, 2010.

- [5] Kessler C H. Active rotor control for helicopters individual blade control and swashplateless rotor designs[C]// 36th European Rotorcraft Forum, 2010.
- [6] Oliver D. Application of modern control technology for advanced IBC systems[C]// 24th European Rotorcraft Forum, 1998.
- [7] Hall S R, Anand V R, Straub F K, et al. Active flap control of the SMART rotor for vibration reduction[C]// American Helicpter Society 65th Annual Forum, 2009.
- [8] Straub F K, Anand V R, Birchette T S, et al. SMART rotor development and wind tunnel test[C]// 35th European Rotorcraft Forum, 2009.
- [9] Antoine R, Jean-Baptiste M, Oliver D. Blue pulse active rotor control at airbus helicopter:New EC145 demonstrator & flight test results[C]//American Helicpter Society 70thAnnual Forum, 2014.
- [10] 刘芙群.智能旋翼频域自适应控制[D].南京:南京航空航天 大学,2002.

Liu Fuqun. Frequency domain adaptive control of smart rotor [D]. Nanjing : Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2002.(in Chinese)

[11] 赵灿峰. 直升机结构响应主动控制频域法研究[D]. 南京: 南京

航空航天大学,2010.

Zhao Chanfeng. Frequency domain method for active control of helicopter structural response[D]. Nanjing : Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2010.(in Chinese)

- [12] 王荣. 直升机旋翼桨毂振动载荷与桨叶动态失速控制[D]. 南京:南京航空航天大学, 2012.
 Wang Rong. Vibration load of helicopter rotor hub and dynamic stall control of rotor blade[D]. Nanjing : Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2012. (in Chinese)
- [13] Dan P, Li Liu, Jaganath C, et al. Higher-harmonic-control algorithm for helicopter vibration reduction revisited[J]. Journal of Guidance, Control and Dynamics, 2005,28(5):918-930.
- [14] Padthe A K, Friedmann P P, Chia M H. Comprehensive numerical assessment of rotorcraft vibration and noise control using microflaps[J]. Journal of Aircraft, 2016,53(4):541-561.

作者简介

周云(1986-) 男,硕士,高级工程师。主要研究方向:旋 翼气动弹性力学、旋翼动力学控制。 Tel: 18920156397 E-mail: zhouyun1986@aliyun.com

Control Algorithm of Smart Rotor for Vibratory Loads Reduction Based on Notch Filter

Zhou Yun*, Hu Heping, Zhang Shiming

National Key Laboratory of Rotorcraft Aeromechanics, China Helicopter Research and Development Institute, Jingdezhen 333001, China

Abstract: Smart rotor is a highly promising technical approach for helicopter vibration and noise reduction. This paper carry out the research on a continuous time domain control algorithm for rotor vibratory loads reduction. The control algorithm consists of two parts: the notch filter and the static control gains. For every feedback control channel, there are two state signal channels and the effect of vibration reduction mainly depends on the ratio of the two state signal channels gains. The simulation results show that, the control algorithm performs very well for vibration reduction and it is not sensitive to interference signal due to random noise and rotor harmoinc signal. In order to reduce 4Ω rotor hub vibratory loads, the control input of the trailing edge flap must contains $3\Omega/4\Omega/5\Omega$. Compare with the classcial discrete-time higher harmonic control algorithm, the continuous-time control algorithm based on notch filter can significantly speed up the speed of convergence rate and it is able to perform better when in maneuvering flight.

Key Words: smart rotor; trailing edge flap; vibration reduction; notch filter; time domain control