



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 105843270 A

(43)申请公布日 2016.08.10

(21)申请号 201610194492.1

(22)申请日 2016.03.31

(71)申请人 南京航空航天大学

地址 210016 江苏省南京市秦淮区御道街
29号

(72)发明人 陆洋 马逊军 王风娇 秦一凡
周录军

(74)专利代理机构 江苏圣典律师事务所 32237
代理人 贺翔

(51) Int. Cl.

G05D 19/02(2006.01)

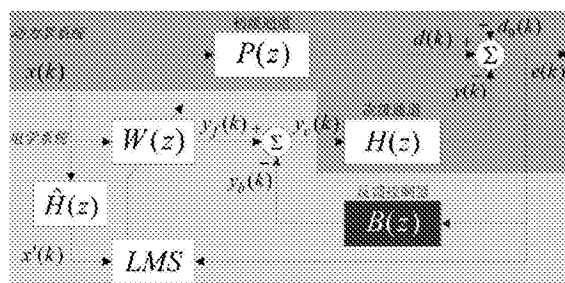
权利要求书2页 说明书5页 附图4页

(54)发明名称

一种直升机多频振动主动控制方法

(57)摘要

本发明公开一种直升机多频振动主动控制方法,包括系统辨识,采集作动器控制电压与被控点处加速度响应,采用递推最小二乘算法进行系统辨识,最终获取次级通道离散状态空间方程;反馈控制器设计,利用步骤1得到的次级通道离散状态空间方程进行离散预测滑模反馈控制器设计;参考信号和误差信号获取,根据直升机旋翼特征和转速特征,提取旋翼激励频率,合成参考信号,并采集被控点处的振动响应误差信号;前馈-反馈混合控制算法迭代,利用步骤3得到的参考信号和误差信号,进行前馈控制器和反馈控制器迭代,得到前馈-反馈混合控制电压信号;控制量输出;将步骤4中得到的混合控制电压作为下一时刻输入信号,驱动作动器产生所需的响应,返回步骤3。



1. 一种直升机多频振动主动控制方法,其特征在于:包括如下步骤

步骤1,系统辨识

采集作动器控制电压与被控点处加速度响应,采用递推最小二乘算法进行系统辨识,最终获取次级通道离散状态空间方程;

步骤2,反馈控制器设计

利用步骤1得到的次级通道离散状态空间方程进行离散预测滑模反馈控制器设计;

步骤3,参考信号和误差信号获取

根据直升机旋翼特征和转速特征,提取旋翼激励频率,合成参考信号,并采集被控点处的振动响应误差信号;

步骤4,前馈-反馈混合控制算法迭代

利用步骤3得到的参考信号和误差信号,进行前馈控制器和反馈控制器迭代,得到前馈-反馈混合控制电压信号;

步骤5,控制量输出

将步骤4中得到的混合控制电压作为下一时刻输入信号,驱动作动器产生所需的响应,返回步骤3。

2. 如权利要求1所述直升机多频振动主动控制方法,其特征在于:

所述步骤1中,设采样周期为 T ,采集作动器控制电压与被控点处加速度响应,采用递推最小二乘算法进行系统辨识,最终获取次级通道离散状态空间方程:

$$X(k+1) = G_a X(k) + H_a u(k) + f_a(k) \quad (1)$$

其中: k 为时间步; $X(k) \in R^n$ 为次级通道状态向量,其包含被控点处加速度响应; G_a 和 H_a 分别为对应维数的状态矩阵和控制矩阵; $u(k) \in R$ 为作动器控制电压;时变外部干扰 $f_a(k) \in R^n$,并假设其有界。

3. 如权利要求2所述直升机多频振动主动控制方法,其特征在于:

所述步骤2中,首先设计基于等效控制的离散滑模控制器,引入状态误差向量 $E(k) = X(k) - X^d(k)$,其中 $X^d(k)$ 为期望信号,包含多频待减振动 $d(k) + d_0(k)$ 的信息,设计相应的切换函数为 $s(k) = CE(k)$,其中 $C = [c_1 \cdots c_{n-1} \ 1]$,参数 c_1, c_2, \dots, c_{n-1} 应使 $p^{n-1} + c_{n-1}p^{n-2} + \dots + c_2p + c_1$ 为Hurwitz多项式, p 为Laplace算子,依据等效控制原则,令 $s(k+1)|_{u(k)=u^{eq}(k)} = s(k)|_{u(k)=u^{eq}(k)}$,得到最终的滑模控制器为

$$u^{eq}(k) = -(CH_a)^{-1}[-s(k) + CG_a E(k) + C\delta(k-1)] \quad (2)$$

式(2)中, $\delta(k-1) = E(k) - G_a E(k-1) + H_a u(k-1)$,

进一步,以所设计的切换函数为基础,进行预测滑模控制器设计,取滚动时域长度 $L=1$ 时,设计单步预测控制目标函数为 $J = \|s(k+1)\|^2 + \lambda \|u^\Delta(k)\|^2$,进而采用最优控制策略得到附加控制量 $u^\Delta(k)$ 为:

$$u^\Delta(k) = -[(CH_a)^T CH_a + \lambda]^{-1} (CH_a)^T [s(k) + C(\delta(k-1) - \delta(k-2))] \quad (3)$$

结合式(2)和(3),可得最终的离散预测滑模反馈控制量为:

$$u(k) = -(CH_a)^{-1}[-s(k) + CG_a E(k) + C\delta(k-1)] - [(CH_a)^T CH_a + \lambda]^{-1} (CH_a)^T [s(k) + C(\delta(k-1) - \delta(k-2))] \quad (4)。$$

4. 如权利要求3所述直升机多频振动主动控制方法,其特征在于:

所述步骤3中根据直升机旋翼特征和转速特征,提取旋翼激励频率,合成参考信号 $x(k)$,并采集被控点处的加速度响应误差信号 $e(k)$,以获得控制算法所需的输入量。

5. 如权利要求4所述直升机多频振动主动控制方法,其特征在于:

所述步骤4,前馈-反馈混合控制算法迭代,利用步骤3得到的参考信号 $x(k)$ 和误差信号 $e(k)$,带入式(5)进行控制算法迭代,得到前馈-反馈混合控制电压,作为作动器的驱动信号

$$\begin{cases} y_f(k) = \mathbf{w}(k)^T \mathbf{x}(k) \\ y_c(k) = y_f(k) - y_b(k) \\ e(k) = d(k) + d_0(k) - \mathbf{h}(k)^T \mathbf{y}_c(k) \\ x'(k) = \sum_{j=0}^{J-1} \hat{h}(j)x(k-j) \\ \mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) + \mu e(k) \mathbf{x}'(k) \end{cases} \quad (5)$$

其中, $y_f(k)$ 为自适应控制滤波器 $W(z)$ 的输出信号; $\mathbf{w}(k) = [w(0) \ w(1) \ \cdots \ w(I-1)]^T$ 为 k 时刻 $W(z)$ 的权系数向量,长度为 I ; $\mathbf{x}(k) = [x(k) \ x(k-1) \ \cdots \ x(k-I+1)]^T$ 是参考信号向量; $y_b(k)$ 为反馈控制器等效传递函数 $B(z)$ 的输出,即为式(4)中的 $u(k)$; $y_c(k)$ 为输入次级通道传递函数 $H(z)$ 的混合控制量; $d(k)$ 为多频期望信号,是被控点处需要控制的主要振动成分; $d_0(k)$ 是难以建模或不可检测的多频外扰信号; $\mathbf{h}(k) = [h(0) \ h(1) \ \cdots \ h(J-1)]^T$ 为 k 时刻次级通道传递函数 $H(z)$ 的冲激响应向量,长度为 J ; $\mathbf{y}_c(k) = [y_c(k) \ y_c(k-1) \ \cdots \ y_c(k-J+1)]^T$ 是混合控制信号向量; $\hat{\mathbf{h}}(k) = [\hat{h}(0) \ \hat{h}(1) \ \cdots \ \hat{h}(J-1)]^T$ 为次级通道滤波器 $\hat{H}(z)$ 的冲激响应向量,而 $\hat{H}(z)$ 是 $H(z)$ 的估计模型; $\mathbf{x}'(k) = [x'(k) \ x'(k-1) \ \cdots \ x'(k-I+1)]^T$ 为是参考信号 $x(k)$ 通过次级通道滤波器 $\hat{H}(z)$ 后得到的滤波- x 信号; μ 为Fx-LMS算法收敛因子。

一种直升机多频振动主动控制方法

技术领域：

[0001] 本发明公开了一种直升机多频振动主动控制方法,属于直升机主动振动控制的技术领域。

背景技术：

[0002] 直升机在前飞时,不对称气流使旋翼产生的交变力和力矩是引起直升机振动的主要振源,其中只有频率为 $N\Omega$ (N 为桨叶片数, Ω 为旋翼转速)及其倍数的振动成分通过旋翼轴传到机身,使机身结构始终处于相当恶劣的振动环境中。高振动水平严重影响驾驶员和乘员的工作效率与舒适性,并降低结构的疲劳寿命与机械设备的可靠性。必须采取一定的手段来控制直升机的振动高水平,这也成为直升机研制过程中最为关键的技术问题之一。直升机结构响应主动控制技术由于其适应性强、控制效果好、能耗低、无适航性问题等优点,已成为直升机主动振动控制的有效方法和重要发展方向。该技术的基本原理是以振治振,即在直升机机体主要模态的非节点位置上安装作动器,基于传感器的反馈信号,根据主动控制律通过控制器进行实时调节,使作动器产生的主动控制力在关键部位(如座椅处)产生的振动响应,与外扰激振力引起的机体振动幅值相等而相位相反,从而实现振动抵消。现有的直升机结构响应主动控制技术仅可对主通过频率振动分量进行有效控制,残余的高阶谐波成分仍不可忽视。这一方面是由于硬件实现更为复杂,另一方面则是由于受现有主动控制算法控制机理的局限,导致直升机多频振动控制的实现十分困难。

[0003] 典型的直升机结构响应主动控制算法可分为基于滤波-x最小均方算法(Filtered-x Least Mean Square, Fx-LMS)的前馈控制和基于高阶谐波控制算法(Higher Harmonic Control, HHC)的反馈控制。Fx-LMS是一种窄带控制效果良好的自适应前馈控制器,且无需精确的系统模型,但是其处理噪声、不确定外扰和结构时变系统的能力有限。若要应用于多频振动控制,可构造滤波器个数与振动谱线数相等的并联结构Fx-LMS算法。但是这种并联结构仍存在上述类似问题,且通过含有多个频率成分的单个误差信号来更新所有控制滤波器的权系数,这反过来会在误差信号中调制出多个不相关的振动成分,导致收敛过程减慢,自适应能力降低,甚至可能引起控制无效。而现有结构响应主动控制系统常用的HHC算法基于线性准静态假设,是一种能有效降低多频稳态振动的方法,但这也决定了其控制间隔较大,更新速率较慢,仅适用于频率较低、外扰比较平稳以及结构参数变化不大的情况。

发明内容：

[0004] 本发明提供一种直升机多频振动主动控制方法,其目的在于解决直升机多频振动控制问题,提供一种结合Fx-LMS前馈控制器和离散预测滑模反馈控制器的前馈-反馈混合控制算法。其中,离散滑模控制具有较强的鲁棒性,而预测控制能够使系统状态以很高的精度接近复杂振动信号。该算法通前馈控制器对占直升机振动主要部分的主通过频率成分进行有效抑制,通过反馈控制器抵消谐波分量和其他较强的外扰,从而达到多频振动控制目

标,并具有计算量小、收敛速度快、稳定性好、鲁棒性强等特点。

[0005] 本发明采用如下技术方案:一种直升机多频振动主动控制方法,包括如下步骤:

[0006] 步骤1,系统辨识

[0007] 采集作动器控制电压与被控点处加速度响应,采用递推最小二乘算法进行系统辨识,最终获取次级通道离散状态空间方程;

[0008] 步骤2,反馈控制器设计

[0009] 利用步骤1得到的次级通道离散状态空间方程进行离散预测滑模反馈控制器设计;

[0010] 步骤3,参考信号和误差信号获取

[0011] 根据直升机旋翼特征和转速特征,提取旋翼激励频率,合成参考信号,并采集被控点处的振动响应误差信号;

[0012] 步骤4,前馈-反馈混合控制算法迭代

[0013] 利用步骤3得到的参考信号和误差信号,进行前馈控制器和反馈控制器迭代,得到前馈-反馈混合控制电压信号;

[0014] 步骤5,控制量输出

[0015] 将步骤4中得到的混合控制电压作为下一时刻输入信号,驱动作动器产生所需的响应,返回步骤3。

[0016] 进一步地,所述步骤1中,设采样周期为 T ,采集作动器控制电压与被控点处加速度响应,采用递推最小二乘算法进行系统辨识,最终获取次级通道离散状态空间方程:

$$[0017] \quad X(k+1) = G_d X(k) + H_d u(k) + f_d(k) \quad (1)$$

[0018] 其中: k 为时间步; $X(k) \in R^n$ 为次级通道状态向量,其包含被控点处加速度响应; G_d 和 H_d 分别为对应维数的状态矩阵和控制矩阵; $u(k) \in R$ 为作动器控制电压;时变外部干扰 $f_d(k) \in R^n$,并假设其有界。

[0019] 进一步地,所述步骤2中,首先设计基于等效控制的离散滑模控制器,引入状态误差向量 $E(k) = X(k) - X^d(k)$,其中 $X^d(k)$ 为期望信号,包含多频待减振动 $d(k) + d_0(k)$ 的信息,设计相应的切换函数为 $s(k) = CE(k)$,其中 $C = [c_1 \cdots c_{n-1}]$,参数 c_1, c_2, \dots, c_{n-1} 应使 $p^{n-1} + c_{n-1}p^{n-2} + \cdots + c_2p + c_1$ 为Hurwitz多项式, p 为Laplace算子,依据等效控制原则,令 $s(k+1)|_{u(k)=u^*(k)} = s(k)|_{u(k)=u^*(k)}$,得到最终的滑模控制器为

$$[0020] \quad u^{eq}(k) = -(CH_d)^{-1} [-s(k) + CG_d E(k) + C\delta(k-1)] \quad (2)$$

[0021] 式(2)中, $\delta(k-1) = E(k) - G_d E(k-1) + H_d u(k-1)$,

[0022] 进一步,以所设计的切换函数为基础,进行预测滑模控制器设计,取滚动时域长度 $L=1$ 时,设计单步预测控制目标函数为 $J = \|s(k+1)\|^2 + \lambda \|u^\Delta(k)\|^2$,进而采用最优控制策略得到附加控制量 $u^\Delta(k)$ 为:

$$[0023] \quad u^\Delta(k) = -[(CH_d)^T CH_d + \lambda]^{-1} (CH_d)^T [s(k) + C(\delta(k-1) - \delta(k-2))] \quad (3)$$

[0024] 结合式(2)和(3),可得最终的离散预测滑模反馈控制量为:

$$[0025] \quad u(k) = -(CH_d)^{-1} [-s(k) + CG_d E(k) + C\delta(k-1)] - [(CH_d)^T CH_d + \lambda]^{-1} (CH_d)^T [s(k) + C(\delta(k-1) - \delta(k-2))] \quad (4)$$

[0026] 进一步地,所述步骤3中根据直升机旋翼特征和转速特征,提取旋翼激励频率,合成参考信号 $x(k)$,并采集被控点处的加速度响应误差信号 $e(k)$,以获得控制算法所需的输

入量。

[0027] 进一步地,所述步骤4,前馈-反馈混合控制算法迭代,利用步骤3得到的参考信号 $x(k)$ 和误差信号 $e(k)$,带入式(5)进行控制算法迭代,得到前馈-反馈混合控制电压,作为作动器的驱动信号

$$[0028] \begin{cases} y_f(k) = \mathbf{w}(k)^T \mathbf{x}(k) \\ y_c(k) = y_f(k) - y_b(k) \\ e(k) = d(k) + d_0(k) - \mathbf{h}(k)^T \mathbf{y}_c(k) \\ x'(k) = \sum_{j=0}^{J-1} \hat{h}(j)x(k-j) \\ \mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) + \mu e(k)\mathbf{x}'(k) \end{cases} \quad (5)$$

[0029] 其中, $y_f(k)$ 为自适应控制滤波器 $W(z)$ 的输出信号; $\mathbf{w}(k)=[w(0) w(1) \cdots w(I-1)]^T$ 为 k 时刻 $W(z)$ 的权系数向量,长度为 I ; $\mathbf{x}(k)=[x(k) x(k-1) \cdots x(k-I+1)]^T$ 是参考信号向量; $y_b(k)$ 为反馈控制器等效传递函数 $B(z)$ 的输出,即为式(4)中的 $u(k)$; $y_c(k)$ 为输入次级通道传递函数 $H(z)$ 的混合控制量; $d(k)$ 为多频期望信号,是被控点处需要控制的主要振动成分; $d_0(k)$ 是难以建模或不可检测的多频外扰信号,是被控点处需要控制的主要振动成分; $\mathbf{h}(k)=[h(0) h(1) \cdots h(J-1)]^T$ 为 k 时刻次级通道传递函数 $H(z)$ 的冲激响应向量,长度为 J ; $\mathbf{y}_c(k)=[y_c(k) y_c(k-1) \cdots y_c(k-J+1)]^T$ 是混合控制信号向量; $\hat{\mathbf{h}}(k)=[\hat{h}(0) \hat{h}(1) \cdots \hat{h}(J-1)]^T$ 为次级通道滤波器 $\hat{H}(z)$ 的冲激响应向量,而 $\hat{H}(z)$ 是 $H(z)$ 的估计模型; $\mathbf{x}'(k)=[x'(k) x'(k-1) \cdots x'(k-I+1)]^T$ 为是参考信号 $x(k)$ 通过次级通道滤波器 $\hat{H}(z)$ 后得到的滤波- x 信号; μ 为Fx-LMS算法收敛因子。

[0030] 本发明具有如下有益效果:

[0031] (1)与Fx-LMS前馈控制方法相比,前馈-反馈混合控制算法中反馈控制器的引入增大了次级通道阻尼,降低了对次级通道滤波器与控制滤波器的阶数要求,降低了计算量,加快了收敛速度。与并联结构算法相比,前馈-反馈混合控制算法避免了参考信号和误差信号的频率调制问题,进一步加快了收敛速度,提高了控制效果。

[0032] (2)利用离散预测滑模控制方法实现了对旋翼激励下的直升机机体多阶谐波振动控制,且该方法对直升机振动环境变化具有良好的自适应控制能力。

附图说明:

[0033] 图1是本发明用于直升机多频振动控制的离散预测滑模控制方法框图。

[0034] 图2是本发明离散预测滑模反馈控制器框图。

[0035] 图3(a)是本发明仿真中运用的直升机有限元模型。

[0036] 图3(b)是本发明实施方式中 $C=[1 \ 1]$, $\lambda=0.00011$, $\mu=1 \times 10^{-6}$ 时的直升机有限元双频振动控制误差信号时域图。

[0037] 图3(c)是本发明实施方式中 $C=[1 \ 1]$, $\lambda=0.00011$, $\mu=1 \times 10^{-6}$ 时的直升机有限元双频振动控制误差信号频域图。

[0038] 图4(a)是本发明实施方式中 $C=[100 \ 1]$, $\lambda=20$, $\mu=0.25$ 时的模型直升机实测双频振动控制误差信号时域图。

[0039] 图4(b)是本发明实施方式中 $C=[100 \ 1]$, $\lambda=20$, $\mu=0.25$ 时的模型直升机实测双

频振动控制误差信号频域图。

具体实施方式：

[0040] 本发明的技术思想是：针对直升机多频振动主动控制系统，首先进行系统辨识，并依据辨识结果设计离散预测滑模反馈控制器，然后使用获得的参考信号和误差信号进行前馈-反馈混合控制器迭代和控制量输出，实现对直升机多频振动的有效控制。本发明直升机多频振动主动控制方法，通过如下步骤实现：

[0041] 步骤1，系统辨识

[0042] 采集作动器控制电压与被控点处加速度响应，采用递推最小二乘算法进行系统辨识，最终获取次级通道离散状态空间方程；

[0043] 步骤2，反馈控制器设计

[0044] 利用步骤1得到的次级通道离散状态空间方程进行离散预测滑模反馈控制器设计；

[0045] 步骤3，参考信号和误差信号获取

[0046] 根据直升机旋翼特征和转速特征，提取旋翼激励频率，合成参考信号，并采集被控点处的振动响应误差信号；

[0047] 步骤4，前馈-反馈混合控制算法迭代

[0048] 利用步骤3得到的参考信号和误差信号，进行前馈控制器和反馈控制器迭代，得到前馈-反馈混合控制电压信号；

[0049] 步骤5，控制量输出

[0050] 将步骤4中得到的混合控制电压作为下一时刻输入信号，驱动作动器产生所需的响应，返回步骤3。

[0051] 其中步骤1，系统辨识。设采样周期为T，采集作动器控制电压与被控点处加速度响应，采用递推最小二乘算法进行系统辨识，最终获取次级通道离散状态空间方程：

$$[0052] \quad X(k+1) = G_d X(k) + H_d u(k) + f_d(k) \quad (1)$$

[0053] 其中： k 为时间步； $X(k) \in R^n$ 为次级通道状态向量，其包含被控点处加速度响应，即图1中次级通道输出 $y(k)$ 的信息； G_d 和 H_d 分别为对应维数的状态矩阵和控制矩阵； $u(k) \in R$ 为作动器控制电压；时变外部干扰 $f_d(k) \in R^n$ ，并假设其有界。

[0054] 其中步骤2，反馈控制器设计。利用步骤1得到的次级通道离散状态空间方程进行离散预测滑模反馈控制器设计。

[0055] 首先设计基于等效控制的离散滑模控制器。引入状态误差向量 $E(k) = X(k) - X^d(k)$ ，其中 $X^d(k)$ 为期望信号，包含图1中多频待减振动 $d(k) + d_0(k)$ 的信息。设计相应的切换函数为 $s(k) = CE(k)$ ，其中 $C = [c_1 \cdots c_{n-1}]$ ，参数 c_1, c_2, \dots, c_{n-1} 应使 $p^{n-1} + c_{n-1}p^{n-2} + \cdots + c_2p + c_1$ 为Hurwitz多项式， p 为Laplace算子。依据等效控制原则，令 $s(k+1)|_{u(k)=u^{\text{eq}}(k)} = s(k)|_{u(k)=u^{\text{eq}}(k)}$ ，得到最终的滑模控制器为

$$[0056] \quad u^{\text{eq}}(k) = -(CH_d)^{-1} [-s(k) + CG_d E(k) + C\delta(k-1)] \quad (2)$$

[0057] 式(2)中， $\delta(k-1) = E(k) - G_d E(k-1) + H_d u(k-1)$ 。

[0058] 进一步，以所设计的切换函数为基础，进行预测滑模控制器设计。例如，当取滚动时域长度 $L=1$ 时，可设计单步预测控制目标函数为 $J = \|s(k+1)\|^2 + \lambda \|u^{\Delta}(k)\|^2$ ，进而采用

最优控制策略得到附加控制量 $u^{\wedge}(k)$ 为:

$$[0059] \quad u^{\wedge}(k) = -[(CH_d)^T CH_d + \lambda]^{-1} (CH_d)^T [s(k) + C(\delta(k-1) - \delta(k-2))] \quad (3)$$

[0060] 结合式(2)和(3),可得最终的离散预测滑模反馈控制量为:

$$[0061] \quad u(k) = -(CH_d)^{-1} [-s(k) + CG_d E(k) + C\delta(k-1)] - [(CH_d)^T CH_d + \lambda]^{-1} (CH_d)^T [s(k) + C(\delta(k-1) - \delta(k-2))] \quad (4)$$

[0062] 其中步骤3,参考信号和误差信号获取。根据直升机旋翼特征和转速特征,提取旋翼激励频率,合成参考信号 $x(k)$,并采集被控点处的加速度响应误差信号 $e(k)$,以获得控制算法所需的输入量。

[0063] 其中步骤4,前馈-反馈混合控制算法迭代。依据图1所示的混合控制框图,利用步骤3得到的参考信号 $x(k)$ 和误差信号 $e(k)$,带入式(5)进行控制算法迭代,得到前馈-反馈混合控制电压,作为作动器的驱动信号。其中,图1中的 $P(z)$ 为初级通道,表示旋翼激励力至误差传感器处的传递函数。而 $H(z)$ 为次级通道,表示包含控制器D/A输出、驱动电源、作动器、作动器至误差传感器之间的动力学系统、误差传感器、滤波器以及A/D采样等环节的传递函数。

$$[0064] \quad \begin{cases} y_f(k) = w(k)^T x(k) \\ y_c(k) = y_f(k) - y_b(k) \\ e(k) = d(k) + d_0(k) - h(k)^T y_c(k) \\ x'(k) = \sum_{j=0}^{J-1} \hat{h}(j)x(k-j) \\ w(k+1) = w(k) + \mu e(k)x'(k) \end{cases} \quad (5)$$

[0065] 其中, $y_f(k)$ 为自适应控制滤波器 $W(z)$ 的输出信号; $w(k) = [w(0) \ w(1) \ \dots \ w(I-1)]^T$ 为 k 时刻 $W(z)$ 的权系数向量,长度为 I ; $x(k) = [x(k) \ x(k-1) \ \dots \ x(k-I+1)]^T$ 是参考信号向量; $y_b(k)$ 为反馈控制器等效传递函数 $B(z)$ 的输出,即为式(4)中的 $u(k)$; $y_c(k)$ 为输入次级通道传递函数 $H(z)$ 的混合控制量; $d(k)$ 为多频期望信号,是被控点处需要控制的主要振动成分; $d_0(k)$ 是难以建模或不可检测的多频外扰信号; $h(k) = [h(0) \ h(1) \ \dots \ h(J-1)]^T$ 为 k 时刻次级通道传递函数 $H(z)$ 的冲激响应向量,长度为 J ; $y_c(k) = [y_c(k) \ y_c(k-1) \ \dots \ y_c(k-J+1)]^T$ 是混合控制信号向量; $\hat{h}(k) = [\hat{h}(0) \ \hat{h}(1) \ \dots \ \hat{h}(J-1)]^T$ 为次级通道滤波器 $\hat{H}(z)$ 的冲激响应向量,而 $\hat{H}(z)$ 是 $H(z)$ 的估计模型; $x'(k) = [x'(k) \ x'(k-1) \ \dots \ x'(k-I+1)]^T$ 为是参考信号 $x(k)$ 通过次级通道滤波器 $\hat{H}(z)$ 后得到的滤波- x 信号; μ 为Fx-LMS算法收敛因子。

[0066] 通过调节滑模面中的参数向量 C ,目标函数中的惩罚因子 λ 以及前馈控制器中的收敛因子 μ ,使算法性能满足设计要求,达到直升机多频振动主动控制目标。

[0067] 其中步骤5,控制量输出。将步骤4中得到的混合控制电压作为下一时刻输入信号,驱动作动器产生所需的响应,返回步骤3。

[0068] 以上所述仅是本发明的优选实施方式,应当指出,对于本技术领域的普通技术人员来说,在不脱离本发明原理的前提下还可以作出若干改进,这些改进也应视为本发明的保护范围。

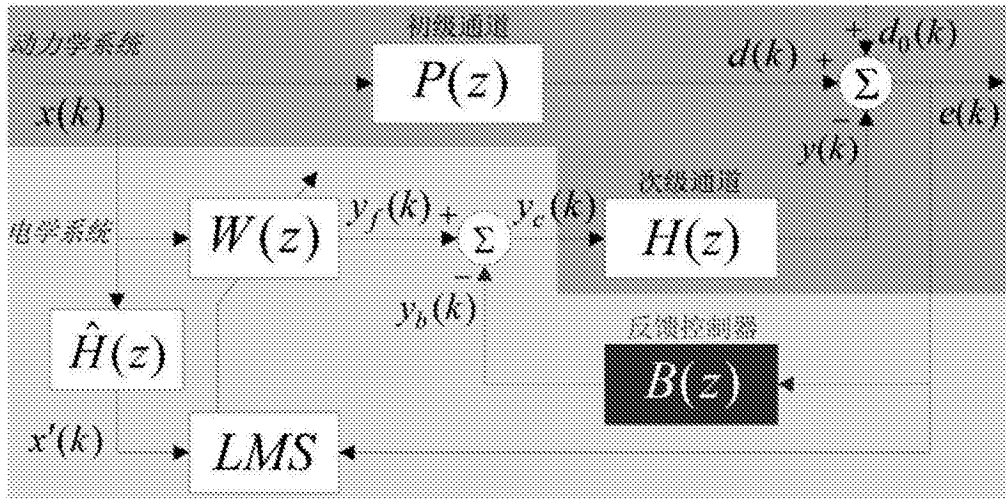


图1

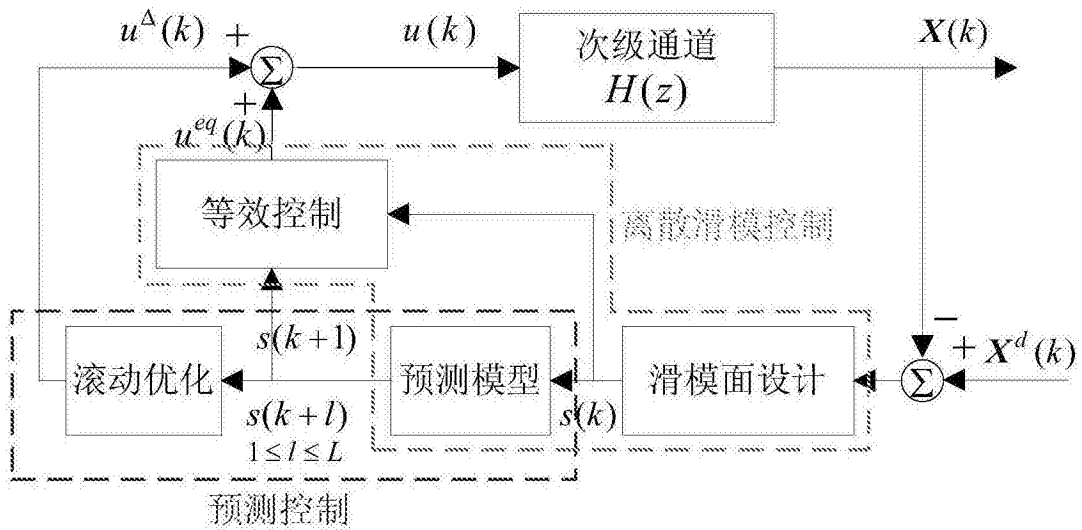


图2

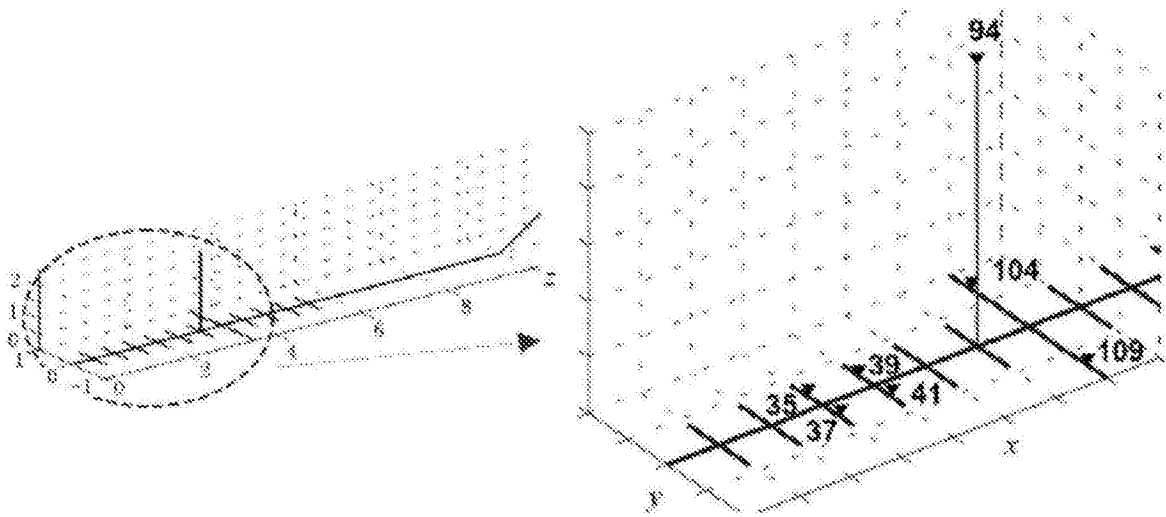


图3(a)

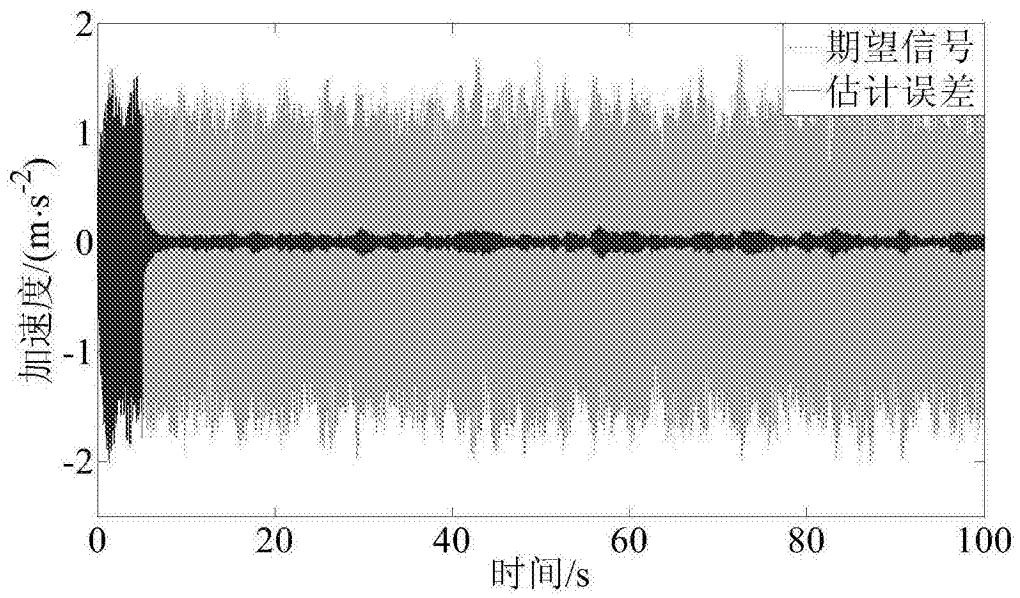


图3(b)

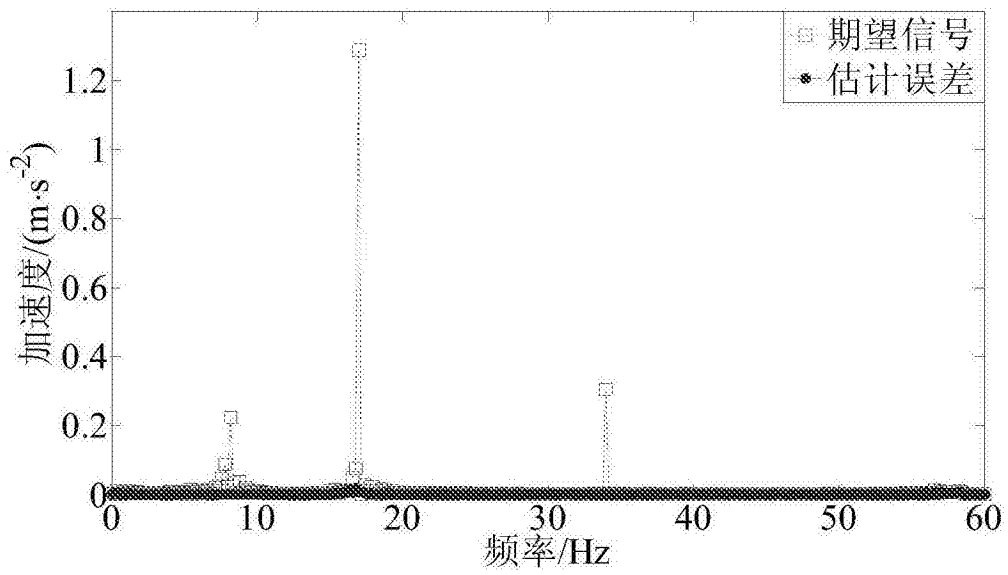


图3(c)

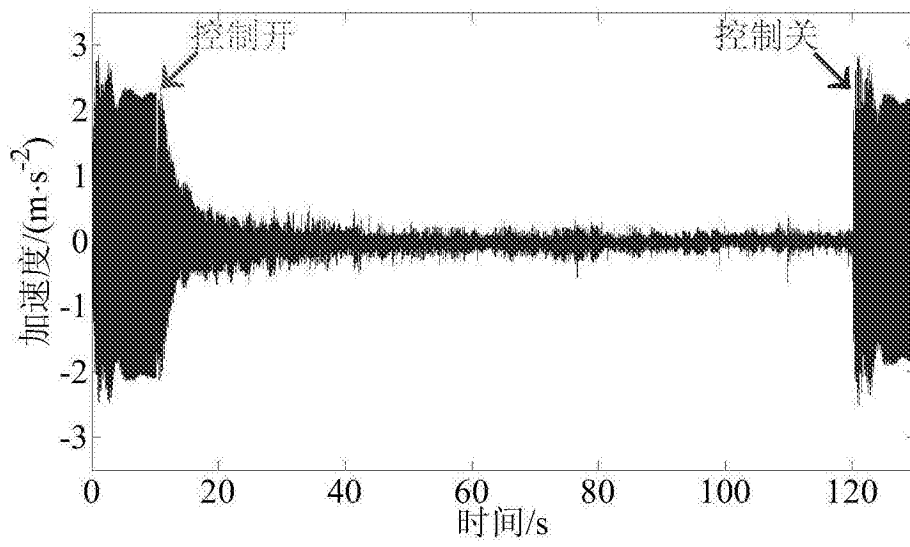


图4(a)

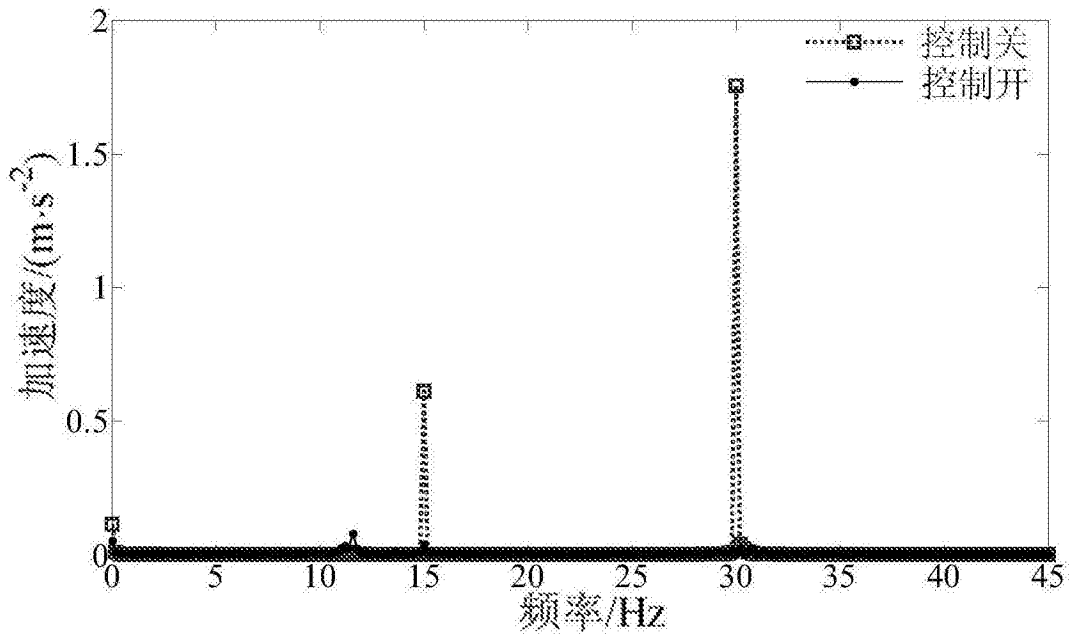


图4(b)