

潜艇浮筏隔振系统的半主动模糊滑模控制*

赵 成 陈大跃

(上海交通大学电子信息与电气工程学院 上海 200240)

摘要: 对带有电流变液智能阻尼器的双层浮筏隔振系统设计一种半主动静态输出反馈模糊滑模控制器。根据滑模运动方程稳定的 Hurwitz 判据选择滑模面矩阵。根据滑模到达条件及可控屈服阻尼力对隔振系统做负功原理设计半主动输出反馈模糊滑模控制器。仿真分析浮筏隔振系统在扫频激励信号下的力传递率及在双频激励信号下的输入力和输出力曲线。仿真结果表明,半主动输出反馈模糊滑模控制下的浮筏隔振系统的减振效果要远好于最优被动阻尼系统。

关键词: 半主动 模糊滑模 浮筏 隔振系统

中图分类号: TP273.4 TB535

Semi-active Fuzzy Sliding Mode Control for Floating Raft Isolation System

ZHAO Cheng CHEN Dayue

(School of Electronic Information and Electrical Engineering, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200240)

Abstract: A semi-active static output feedback fuzzy sliding mode controller is designed for floating raft isolation system with electro-rheological (ER) damper. Sliding surface matrix is selected in accordance with Hurwitz stable judgement of sliding mode motion equation. Force transmissibility, input force and output force response of floating raft isolation system, respectively, under chirp exciting signal and dual-frequency exciting signal are simulated. The simulation results indicate that the performance of floating raft isolation system designed with semi-active static output feedback fuzzy sliding mode control method is remarkably better than those of optimally passive damping.

Key words: Semi-active Fuzzy sliding mode Floating raft Vibration isolation system

0 前言

浮筏是应用于舰船上的一种隔振降噪装置。实际上,浮筏就是一种特殊的隔振系统,其机理是利用浮筏装置中弹性元件的阻尼和中间质量的设计来控制并衰减振动能量,使舰壳的振动减小。

国内外许多学者在舰船的减振降噪方面进行了大量研究,提出了许多种方法并发表了相关论文^[1-2]。近 30 多年来,越来越多从事舰船设计的专家认为,舰船的减振降噪是一个急需解决的重要问题。降低舱室的振动和噪声不仅可以改善舰船上人员的居住和工作环境,重要的是能够保障舰船上精密仪器设备的正常运行,保证舰船的正常行使,特别是对于军用舰艇来说,能够增加其航行的稳定性和隐蔽性,提高战斗力。因此,改善舰上浮筏隔振系统的减

振性能是一个十分重要的问题。

半主动隔振系统在控制品质上接近于全主动隔振系统^[3],且控制较为简单,能耗小。电流变阻尼器能够根据所加控制电压的不同而改变其阻尼力,转变过程迅速且可靠。本文充分利用电流变阻尼器阻尼连续可调性能,并根据多层减振结构的减振机理,设计了半主动输出反馈模糊滑模控制器,研究了系统在扫频激励信号下的力传递率及在双频激励信号下的输入力、输出力曲线,对控制效果进行了仿真评价。

1 电流变智能阻尼器浮筏隔振系统

1.1 浮筏隔振系统模型

图 1 所示为带有电流变智能阻尼器的浮筏隔振系统模型。其中 m_1 、 m_2 分别为簧载质量、中间质量; k_1 、 k_2 分别为初级隔振弹簧刚度、次级隔振弹簧刚度; z_1 、 z_2 分别为簧载质量受振后产生的位移、

* 国家自然科学基金资助项目(69974024)。20070315 收到初稿,20070826 收到修改稿

中间质量受振后产生的位移; F_{in} 为施加在簧载质量上的竖直方向的激振力; F_{out} 为基座受到的振动力; 力传递率为: $T = F_{out} / F_{in}$ 。

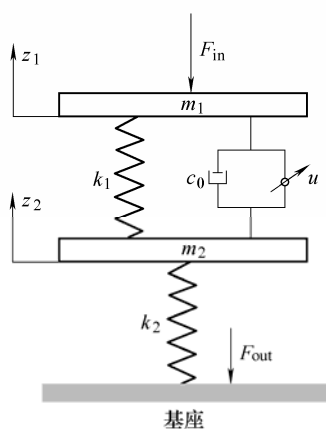


图 1 浮筏隔振系统模型

浮筏系统动力学方程为

$$m_1 \ddot{z}_1 = -k_1(z_1 - z_2) - c_0(\dot{z}_1 - \dot{z}_2) - u + F_{in} \quad (1)$$

$$m_2 \ddot{z}_2 = k_1(z_1 - z_2) + c_0(\dot{z}_1 - \dot{z}_2) + u - k_2 z_2 \quad (2)$$

图 2a 所示的试验台上安装了多种传感器, 可以测量各种物理量。利用加速度传感器分别测量簧载质量的加速度 \ddot{z}_1 与中间质量的加速度 \ddot{z}_2 , 通过高通滤波器对低频噪声信号过滤, 然后分别积分得到相应的绝对速度 \dot{z}_1 和 \dot{z}_2 ; 采用位移传感器测量相对位移 $z_1 - z_2$ 。定义状态矢量 $\mathbf{x} = (z_1 - z_2 \quad \dot{z}_1 \quad z_2 \quad \dot{z}_2)^T$, 系统状态方程如下

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u + \mathbf{E}F_{in} \quad (3)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \quad (4)$$

$$\text{式中 } \mathbf{A} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & -1 \\ -\frac{k_1}{m_1} & -\frac{c_0}{m_1} & 0 & \frac{c_0}{m_1} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{k_1}{m_2} & \frac{c_0}{m_2} & -\frac{k_2}{m_2} & -\frac{c_0}{m_2} \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{pmatrix} 0 \\ -\frac{1}{m_1} \\ 0 \\ \frac{1}{m_2} \end{pmatrix} \quad \mathbf{E} = \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{1}{m_1} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad \mathbf{C} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

1.2 力隔振试验台

本文针对动力设备振动力传递控制研究的要求, 设计了相应的力隔振试验台, 如图 2 所示。

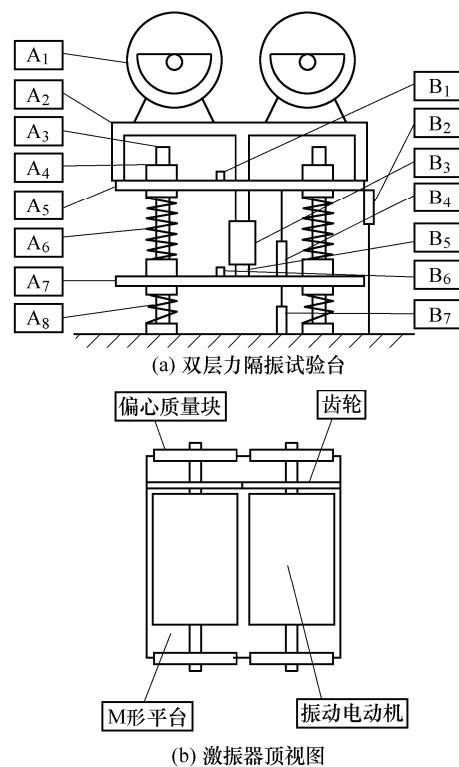


图 2 力隔振试验台

力隔振试验台由激振器 A_1 、上层板 A_5 、初级隔振弹簧 A_6 、中层板 A_7 和次级隔振弹簧 A_8 构成, 并通过 4 个限位杆 A_3 竖直地安装在基础之上, 如图 2 所示。电流变阻尼器 B_3 的活塞杆和外壳分别安装在上层、中层板的中间位置。激振器通过 M 形 A_2 平台安装在上层板上, 二者共同构成簧载质量。中层板加上一定质量的配重, 构成中间质量(图 2 中略)。上层板和中层板上均装有线性轴承 A_4 , 以减小摩擦力。由于限位杆的作用, 隔振试验台只能在竖直方向运动, 因此构成一个典型的 2 自由度系统。如果将中间质量与基础紧固, 系统就成为一个典型的单自由度系统。

试验台上安装了多种传感器, 可以测量各种物理量。其中, 加速度传感器 B_1 测量簧载质量的竖直加速度, 加速度传感器 B_6 测量中间质量的竖直加速度。力传感器 B_5 测量电流变阻尼器的输出力。位移传感器 B_2 测量簧载质量的绝对位移, 位移传感器 B_7 测量中间质量的绝对位移, 位移传感器 B_4 测量簧载质量和中间质量的相对位移。

1.3 激振力分析

为克服现有有力隔振试验台单振动电动机引起的非竖直方向的振动力和位移^[4-5], 本文设计的激振器由两台振动电动机组成。振动电动机的轴两端分别安装相同的偏心质量块。隔振试验台激振力模型如图 3 所示。两台振动电动机通过一对沿轴安装的齿轮同步运转。根据同步振动原理, 在一台变频器的

驱动下，两台振动电动机始终保持方向相反、相位对称的同步转动。4块偏心质量块产生的离心力，在水平方向相互抵消，在竖直方向叠加。因此，激振器只提供竖直方向上的激振力，从而理论分析也大大简化。

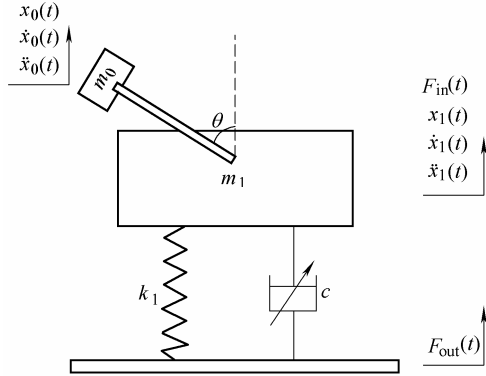


图3 隔振试验台激振力模型

假设变频器控制电动机做匀速转动，角速度为 ω 。根据图3，在 t 时刻 m_0 和 m_1 竖直方向的相对速度关系如下

$$\dot{x}_0 - \dot{x}_1 = r\omega \cos\theta = r\omega \cos\omega t \quad (5)$$

经过 Δt 之后， m_0 和 m_1 的相对速度为

$$(\dot{x}_0 + \Delta\dot{x}_0) - (\dot{x}_1 + \Delta\dot{x}_1) = r\omega \cos\omega(t + \Delta t) \quad (6)$$

而

$$\Delta\dot{x}_0 = \ddot{x}_0\Delta t \quad (7)$$

$$\Delta\dot{x}_1 = \ddot{x}_1\Delta t \quad (8)$$

把式(5)、(7)、(8)代入式(6)，有

$$r\omega \cos\omega t + (\ddot{x}_0 - \ddot{x}_1)\Delta t = r\omega \cos\omega t \cdot \cos\omega\Delta t - r\omega \sin\omega t \cdot \sin\omega\Delta t \quad (9)$$

当 $\Delta t \rightarrow 0$ 时， $\cos\omega\Delta t \rightarrow 1$ ， $\sin\omega\Delta t \rightarrow \omega\Delta t$ 。

于是式(9)可以化简为

$$\ddot{x}_0 = \ddot{x}_1 - r\omega^2 \sin\omega t \quad (10)$$

忽略偏振质量块的质量影响，则可以认为偏振质量块 m_0 的竖直方向的加速度源自于簧载质量 m_1 对它的作用力的竖直方向上的分量。根据牛顿第三定律，簧载质量 m_1 受到的竖直方向的激振力为

$$F_{in}(t) = -4m_0\ddot{x}_0(t) = 4m_0r\omega^2 \sin\omega t - 4m_0\ddot{x}_1 \quad (11)$$

式(11)表明， $F_{in}(t)$ 实际上等于偏心力的竖直分量减去偏心质量块随簧载质量一同运动的惯性力。

1.4 电流变阻尼器模型

根据 Bingham 模型，电流变阻尼器的阻尼力可表达为

$$F = c_0\dot{x} + u \operatorname{sgn}(\dot{x})$$

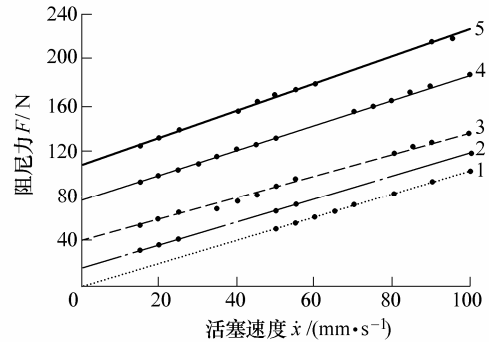
式中 c_0 为零电场粘性阻尼系数； u 为可控屈服阻尼力； \dot{x} 为活塞与缸体的相对速度。 $\operatorname{sgn}()$ 为符号函数。

根据试验数据，拟合出可控阻尼力 u 与外加电压的关系式

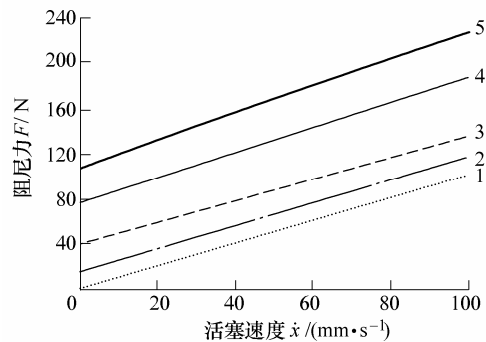
$$u = a_0 + a_1U + a_2U^2 \quad (12)$$

式中， U 为电压， a_0 、 a_1 、 a_2 均为试验确定的常数。试验数据确定常数： $c_0 = 1013.4 \text{ N} \cdot \text{s/m}$ ， $a_0 = 10.23 \text{ N}$ ， $a_1 = 6.38 \text{ N/kV}$ ， $a_2 = 2.59 \text{ N/kV}^2$ 。

图4给出了不同电压作用下阻尼力—活塞速度关系曲线。试验中活塞运动速度为 $15 \sim 100 \text{ mm/s}$ 、激励幅值为 60 mm 。增加电压，阻尼力增加。图4b给出了相应的仿真结果。由图4可见，仿真结果与试验结果非常接近，表明上述阻尼器力学模型是合理的。



(a) 试验曲线



(b) 仿真曲线

图4 不同电压作用下阻尼力—活塞速度关系曲线

1. $U=0.0 \text{ kV}$ 2. $U=1.4 \text{ kV}$ 3. $U=2.5 \text{ kV}$ 4. $U=3.5 \text{ kV}$ 5. $U=5.0 \text{ kV}$

2 浮筏隔振系统半主动输出反馈模糊滑模控制器设计

2.1 输出反馈滑模控制设计条件

给定以下线性时不变系统

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (13)$$

$$y = Cx \quad (14)$$

式中，状态 $x \in \mathbf{R}^n$ ，控制 $u \in \mathbf{R}^m$ ，输出 $y \in \mathbf{R}^l$ 。假设 (A, B) 可控， (A, C) 可观，且 $\operatorname{rank}(CB) = m$ 。

选择滑模面

$$S = Gy \quad (15)$$

式中， $G \in \mathbf{R}^{m \times l}$ ， $S \in \mathbf{R}^m$ 。

根据等效控制设计方法^[6]，在滑模面上有

$$S = 0 \quad \dot{S} = 0 \quad (16)$$

由式(13)、(14)、(15)及(16)可得

$$\dot{S} = GCAx + GCBu = 0 \quad (17)$$

由式(17)得到等效控制

$$u_{eq} = -(GCB)^{-1}GCAx \quad (18)$$

将式(18)代入式(13), 得到滑动模态运动方程

$$\dot{x} = [A - B(GCB)^{-1}GCA]x \quad (19)$$

从式(18)、(19)看出, 要使等效控制和滑动模态存在, 就必须要求 $(GCB)^{-1}$ 存在, 即

$$\text{rank}(GCB) = m \quad (20)$$

由式(20)可得

$$m \leq l \leq n \quad (21)$$

式(21)要求传感器的数量至少要等于执行器的数量。

2.2 滑模面的设计

由线性系统理论知, 由于 (A, B) 可控, 则可通过线性变换将式(13)、(14)变为以下简约型

$$\begin{pmatrix} \dot{\bar{x}}_1 \\ \dot{\bar{x}}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{A}_{11} & \bar{A}_{12} \\ \bar{A}_{21} & \bar{A}_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \bar{B}_2 \end{pmatrix} u \quad (22)$$

$$y = (\bar{C}_1 \quad \bar{C}_2) \begin{pmatrix} \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \end{pmatrix}^T \quad (23)$$

式中, $\bar{B}_2 \in \mathbf{R}^{m \times m}$ 是非奇异矩阵, $\bar{x}_1 \in \mathbf{R}^{n-m}$, $\bar{x}_2 \in \mathbf{R}^m$ 。

在滑模面上有

$$S = Gy = G\bar{C}_1\bar{x}_1 + G\bar{C}_2\bar{x}_2 = 0 \quad (24)$$

由于要求 $(GCB)^{-1}$ 存在, 所以 $(G\bar{C}_2)^{-1}$ 也存在。

由式(24)得

$$\bar{x}_2 = -(G\bar{C}_2)^{-1}G\bar{C}_1\bar{x}_1 \quad (25)$$

将式(25)代入式(22), 得到降维滑动模态运动方程

$$\dot{\bar{x}}_1 = [\bar{A}_{11} - \bar{A}_{12}(G\bar{C}_2)^{-1}G\bar{C}_1]\bar{x}_1 \quad (26)$$

必须选择适当的矩阵 G 使得滑动模态运动方程式(26)稳定。令

$$H = (G\bar{C}_2)^{-1}G \quad (27)$$

滑动模态运动方程式(26)变为

$$\dot{\bar{x}}_1 = (\bar{A}_{11} - \bar{A}_{12}H\bar{C}_1)\bar{x}_1 \quad (28)$$

可以用一般的线性系统输出反馈特征结构设计 $H^{[7]}$, 然后再从式(27)解出 G 。 G 存在的充分必要条件是^[8]

$$\text{rank}(\bar{C}_2H - I) \leq l - m \quad (29)$$

对于本文所研究的电流变智能阻尼器浮筏隔振系统状态方程式(3)、(4), 定义滑模面

$$S = Gy \quad (30)$$

式中 $G = (g_1 \quad g_2 \quad g_3)$ 是滑模面矩阵。

在进行滑模面的设计时, 忽略式(3)中的外界激励 F_{in} , 而在控制器的设计中加以考虑^[9]。由于 (A, B)

可控, 则可通过线性变换

$$\bar{x} = Qx \quad (31)$$

$$\text{式中 } Q = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & m_2/m_1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

将式(3)、(4)变为如式(22)、(23)所示的简约型, 各分块阵为

$$\bar{A}_{11} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -k_2/m_1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad \bar{A}_{12} = \begin{pmatrix} -1 - m_2/m_1 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}$$

$$\bar{A}_{21} = \begin{pmatrix} k_1 & c_0 & -k_2 \\ m_2 & m_2 & m_2 \end{pmatrix}$$

$$\bar{A}_{22} = -c_0 \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ m_1 & m_2 \end{pmatrix}$$

$$\bar{B}_2 = \frac{1}{m_2} \quad \bar{C}_1 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad \bar{C}_2 = \begin{pmatrix} 0 \\ -m_2 \\ m_1 \\ 1 \end{pmatrix}$$

将降维滑动模态运动方程表示为式(28)的形式, 式中, $H = (h_1 \quad h_2 \quad h_3)$ 。

$$GCB = \frac{m_1g_3 - m_2g_2}{m_1m_2} \quad (32)$$

由于要求 $(GCB)^{-1}$ 存在, 故要求

$$m_1g_3 - m_2g_2 \neq 0 \quad (33)$$

将式(29)展开, 得到

$$\text{rank} \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 \\ -\frac{m_2h_1}{m_1} & -1 - \frac{m_2h_2}{m_1} & -\frac{m_2h_3}{m_1} \\ h_1 & h_2 & -1 + h_3 \end{pmatrix} \leq 2 \quad (34)$$

由式(34)得

$$h_3 = 1 + \frac{m_2}{m_1}h_2 \quad (35)$$

由式(27)可得

$$g_1 = \frac{m_1h_1}{m_1 + m_2h_2}g_3 \quad (36)$$

$$g_2 = \frac{m_1h_2}{m_1 + m_2h_2}g_3 \quad (37)$$

滑动模态运动方程式(28)的特征多项式为

$$D(\lambda) = \lambda^3 - h_1 \left(\frac{m_2}{m_1} + 1 \right) \lambda^2 - \frac{k_2h_2}{m_1} \lambda - \frac{k_2h_1}{m_1} \quad (38)$$

由滑动模态运动方程式(28)的 Hurwitz 稳定判据可以得到

$$h_1 < 0 \tag{39}$$

$$h_2 < -\frac{m_1}{m_1 + m_2} \tag{40}$$

在式(39)、(40)的约束条件下，简单选取

$$h_1 = h_2 = -1 \tag{41}$$

将式(41)代入式(36)、(37)，得

$$g_1 = g_2 = -\frac{m_1}{m_1 - m_2} g_3 \tag{42}$$

简单选取

$$g_3 = 1 \tag{43}$$

对于本文所研究的浮筏系统，簧载质量为中间质量的二倍，即 $m_1 = 2m_2$ ，由此，由式(42)、(43)得滑模面矩阵为

$$\mathbf{G} = (g_1 \quad g_2 \quad g_3) = (-2 \quad -2 \quad 1) \tag{44}$$

由式(44)及 $m_1 = 2m_2$ 知，条件约束式(33)是满足的。

2.3 模糊滑模控制器设计

对于实际被控系统，常规的滑模控制要求知道参数变化和外界扰动的上界，但在实际中往往很难预先获得，基于先验知识进行模糊推理的模糊控制能有效地控制被控对象，根据滑模到达条件设计模糊控制器抑制外界激励引起的系统振动。

将滑模函数 S 及其对时间的导数 \dot{S} 作为模糊控制器的输入量，将控制力 u 作为模糊控制器的输出。将系统输入和输出的物理论域量化到整数论域 $\{-3, -2, -1, 0, 1, 2, 3\}$ 中，语言变量值均设为负大(NB)，负中(NM)，负小(NS)，零(ZE)，正小(PS)，正中(PM)，正大(PB)。其量化因子分别为 K_s 、 $K_{\dot{s}}$ 、 K_u 。可以根据滑模函数 S 及其对时间的导数 \dot{S} 的实际大小来调整各个量化因子的大小。

输入输出变量的隶属函数选为三角形隶属函数，如图5所示。

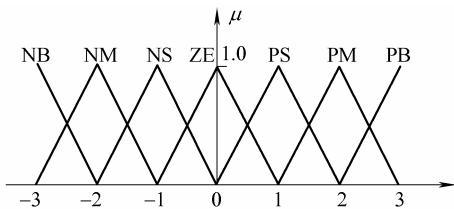


图5 模糊变量隶属度函数

滑模到达条件为

$$S\dot{S} < 0 \tag{45}$$

由式(3)、(4)、(30)，有如下方程

$$\dot{S}\dot{S} = S(\mathbf{GCAx} + \mathbf{GCB}u + \mathbf{GCEF}_{in}) \tag{46}$$

在式(46)中，如果 u 的系数 \mathbf{GCB} 为正，则当 S 大于零时，减小 u 就会使 $S\dot{S}$ 减小；当 S 小于零时，增大 u 就会使得 $S\dot{S}$ 减小。相反地，如果 u 的系数

\mathbf{GCB} 为负，则当 S 大于零时，增大 u 就会使得 $S\dot{S}$ 减小；当 S 小于零时，减小 u 就会使得 $S\dot{S}$ 减小^[10-11]。

由式(32)和式(44)知 u 的系数为

$$\mathbf{GCB} = \frac{2}{m_2} \tag{47}$$

根据式(47)， u 的系数为正，基于滑模到达条件 $S\dot{S} < 0$ 设计的模糊控制规则见表。例如，当 S 为大的正值(PB)且 \dot{S} 为大的负值(NB)时，模糊控制力 $u = 0$ (ZE)，因此系统状态轨迹以最快速率向滑模面上运动。

表 模糊控制规则表

\dot{S}	S						
	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
PB	ZE	NS	NM	NB	NB	NB	NB
PM	PS	ZE	NS	NM	NB	NB	NB
PS	PM	PS	ZE	NS	NM	NB	NB
ZE	PB	PM	PS	ZE	NS	NM	NB
NS	PB	PB	PM	PS	ZE	NS	NM
NM	PB	PB	PB	PM	PS	ZE	NS
NB	PB	PB	PB	PB	PM	PS	ZE

2.4 饱和约束条件

由于最大可控阻尼力受到电流变阻尼器具体的结构形式限制，只能是一个有限值。所以在输出反馈模糊滑模控制电流变阻尼器浮筏隔振系统中引入饱和非线性控制环节，表示为

$$u^* = \begin{cases} u & |u| < u_{\max} \\ u_{\max} \operatorname{sgn}(u) & \text{其他} \end{cases} \tag{48}$$

2.5 半主动控制条件

由可控阻尼力对隔振系统做负功原理，耗散振动能量，相应的半主动控制策略为

$$u' = \begin{cases} u^* & u^* \dot{z}_2 < 0 \\ 0 & u^* \dot{z}_2 \geq 0 \end{cases} \tag{49}$$

在确定了可控屈服阻尼力后，结合式(12)所确定的电流变阻尼器的外加电压为

$$U = \frac{-a_1 + \sqrt{a_1^2 - 4a_2a_0 + 4a_2u'}}{2a_2} \tag{50}$$

综合上面的分析，电流变阻尼器浮筏隔振系统控制框图如图6所示。

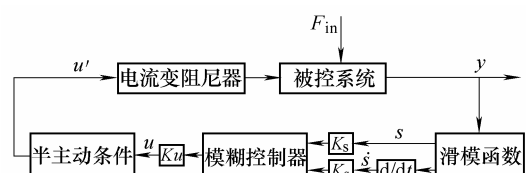


图6 控制系统框图

3 隔振系统的仿真试验

在上述控制律基础上,运用 Matlab7.0 对系统进行仿真,仿真试验中的参数如下: $m_1 = 32 \text{ kg}$, $m_2 = 16 \text{ kg}$, $c_0 = 1013.4 \text{ N} \cdot \text{s/m}$, $k_1 = 33 \text{ kN/m}$, $k_2 = 185 \text{ kN/m}$, $U_{\max} = 5 \text{ kV}$, $a_0 = 10.23 \text{ N}$, $a_1 = 6.38 \text{ N/kV}$, $a_2 = 2.59 \text{ N/kV}^2$ 。

3.1 扫频信号输入

输入信号为频率 $0 \sim 30 \text{ Hz}$ 的扫频信号,扫频时间为 30 s 。

图 7 为单个扫频信号激励下隔振系统力传递率曲线。为了更好地说明隔振系统在半主动输出反馈模糊滑模控制下的减振效果,图 7 中同时给出了隔振系统在无控制作用的最小阻尼、最优被动阻尼及最大阻尼情况下的力传递率。从图 7 中可以看出,半主动输出反馈模糊滑模控制下的双层力隔振系统的控制效果要好于最优被动系统;同时,就总的频段来说,在四种情况中半主动输出反馈模糊滑模控制下的系统力隔振效果是比较好的,它有效地减低了基座受力,提高了船舰行使的安全性。

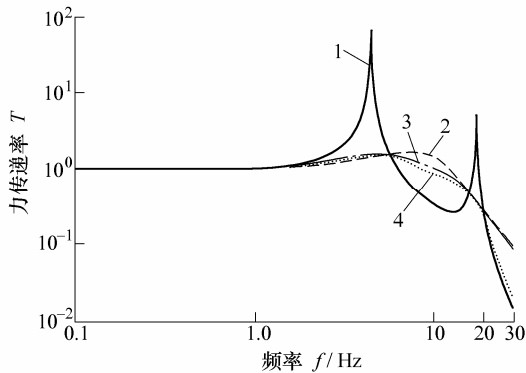


图 7 扫频信号激励下隔振系统力传递率

1. 最小阻尼 2. 最大阻尼 3. 最优被动阻尼 4. 半主动模糊滑模控制

3.2 双频激励

激励信号由两个单频信号合成得到,信号的形式为

$$F_e = A_1 \sin(2\pi f_1 t) + A_2 \sin(2\pi f_2 t) \quad (51)$$

式中 F_e 是加在激励器上的激励信号,通过式(11)就可得到输入激励力 $F_{in}(t)$ 。隔振系统的一阶共振频率与二阶共振频率约为 5 Hz 、 17 Hz 。从式(11)可以看出,在同一个输入激励信号作用下,对无控制作用的最优被动阻尼系统与半主动输出反馈模糊滑模控制下的隔振系统来说,所产生的输入激励力是不同的,所以不能以两个不同的系统在同一输入激励信号作用下的输出力响应曲线来判断每个系统的隔振效果。为此,本文仿真了无控制作用的最优被

动阻尼系统与半主动输出反馈模糊滑模控制下的隔振系统在以下双频激励信号下的输入及输出力曲线,持续时间都为 2 s

$$F_e = \sin(10\pi t) + \sin(34\pi t) \quad (52)$$

图 8 与图 9 分别为双频信号激励下最优被动阻尼系统与半主动输出反馈模糊滑模控制下的隔振系统的输入及输出力曲线。从图 8 与图 9 中可以看出,半主动输出反馈模糊滑模控制下的隔振系统的输出力比输入力有较大幅度减小,而最优被动阻尼系统的输出力比输入力只有小幅度降低,由此说明半主动输出反馈模糊滑模控制下的隔振系统减振效果要明显好于最优被动隔振系统。

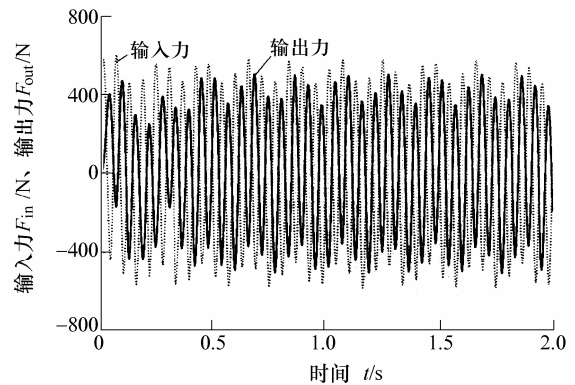


图 8 双频信号激励下最优被动阻尼系统的输入力及输出力曲线

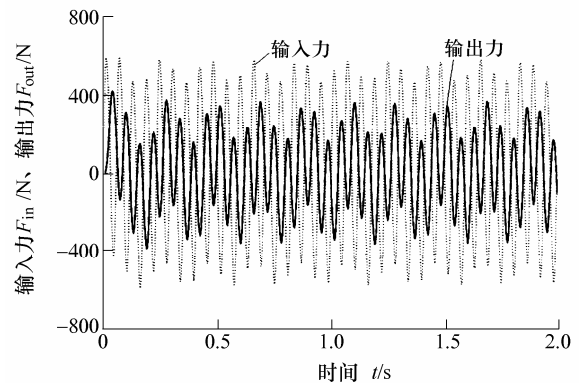


图 9 双频信号激励下半主动输出反馈模糊滑模控制隔振系统的输入力及输出力曲线

4 结论

对带有电流变阻尼器的双层浮筏隔振系统设计了半主动输出反馈模糊滑模控制器。仿真分析了浮筏隔振系统在扫频激励信号下的力传递率及在双频激励信号下的输入力和输出力曲线。从仿真结果看,半主动输出反馈模糊滑模控制下的浮筏隔振系统的隔振效果要远好于最优被动系统,使基座受力得到明显降低,提高了船舰行使的安全性。

参 考 文 献

- [1] 沈密群, 严济宽. 舰船浮筏装置工程实例[J]. 噪声与振动控制, 1994(1): 21-23.
SHEN Miqun, YAN Jikuan. Submarine floating raft device engineering example[J]. Noise and Vibration Control, 1994 (1): 21-23.
- [2] PINNINGTON R J. Vibrational power transmission to a seating of a vibration isolated motor[J]. J. Sound Vib., 1997, 118(3): 515-530.
- [3] CHOI S B, KIM W K. Vibration control of a semi-active suspension featuring electrorheological fluid dampers[J]. J. Sound Vib., 2000, 234(3): 537-546.
- [4] 汪建晓, 孟光. 磁流变液阻尼器用于振动控制的理论及实验研究[J]. 振动与冲击, 2001, 20(2): 39-45.
WANG Jianxiao, MENG Guang. Theoretical and experimental study on the vibration control by magneto-rheological fluid Dampers[J]. Journal of Vibration and Control, 2001, 20 (2): 39-45.
- [5] 姚国治, 孟光, 方同. 电流变阻尼器用于振动控制的理论及实验研究[J]. 西北工业大学学报, 1997,15(1): 52-56.
YAO Guozhi, MENG guang, FANG Tong. Theoretical and experimental study on the vibration control by electro rheological damper[J]. Journal of North Western Poly technical University, 1997,15 (1): 52-56.
- [6] ANDRY A N Jr, SHAPRIO E Y, CHUNG J C. Eigenstructure assignment for linear system[J]. IEEE Transaction on Aerospace Electronic Systems, 1983, 19(5): 711-729.
- [7] HECK B S, FERRI A A. Application of output feedback to variable structure systems[J]. J. Guid. Control Dyn., 1989, 12(6): 932-935.
- [8] ELBEHEIRY E M. Effects of small travel speed variations on active vibration control in modern vehicles[J]. J. Sound Vib., 2002, 232(5): 857-875.
- [9] YANG J N, WU J C, LI Z. Control of seismic-excited buildings using active variable stiffness systems[J]. Eng. Struct., 1996, 18(8): 589-596.
- [10] SHIUH J H, KUO S H. An adaptive fuzzy sliding-mode controller for servomechanism disturbance rejection[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2001, 48(4): 845-852.
- [11] TZUU H S L, MING Y S. Switching-type fuzzy sliding mode control of a cart-pole system[J]. Mechatronics, 2000, 10: 91-109.

作者简介: 赵成, 男, 1974年出生, 博士研究生。主要研究方向为机电设备振动、冲击智能控制。

E-mail: zhao_c2323@sjtu.edu.cn