

车辆主动悬架免模型输出反馈控制器设计与实验

王 刚 周知进 陈海虹
(贵州理工学院机械工程学院, 贵阳 550003)

摘要: 针对车辆主动悬架的免模型振动控制问题,提出了结合饱和超螺旋算法的实际输出反馈控制策略。在控制设计中,考虑测量噪声和未知动态的影响,采用高阶滑模观测器估计系统的集中不确定性以及状态变量。为了保证二阶滑模有限时间可达、且控制信号连续,采用一个新的饱和超螺旋算法设计系统控制器。该方法无需精确的反馈线性化,仅需测量一个状态变量,减小了控制实施成本及复杂性。通过调节控制增益可保证系统状态的渐近稳定性和有界性。通过硬件回路实验验证了控制策略的有效性,仿真和实验结果表明,该方法相对于传统的比例积分(PD)及线性二次调节器(LQR)控制具有更好的减振效果,控制输出抖振较小。频响结果显示,被动控制的加速度增益峰值为44.7 dB,LQR控制的加速度增益峰值为29.4 dB,而所提控制方法的加速度增益峰值仅为13.5 dB,舒适性得到较大的改善。

关键词: 车辆; 主动悬架; 二阶滑模; 输出反馈控制; 滑模观测器

中图分类号: TP273; U463.33 **文献标识码:** A **文章编号:** 1000-1298(2019)07-0389-09

Design and Experiment of Model-free Output-feedback Control for Vehicle Active Suspensions

WANG Gang ZHOU Zhijin CHEN Haihong
(College of Mechanical Engineering, Guizhou Institute of Technology, Guiyang 550003, China)

Abstract: A practical output-feedback control strategy using saturated super-twisting algorithm was proposed for the model-free vibration control problem of vehicle active suspension systems. Sensor noises and perturbed unknown dynamics were considered in the control design, and a higher order sliding mode observer was employed to estimate the total disturbance term and system states. To achieve second-order sliding mode using continuous control on the chosen sliding surface in finite time, a novel saturated super-twisting algorithm was used to design the closed-loop regulator. The exact feedback linearization was no longer required, and only one sensor was used to measure the output variable so as to decrease the control cost and complexity in the proposed control scheme. The asymptotical stability and boundedness of the system could be guaranteed by tuning the controller gains. Finally, the experimental validation based on hardware-in-loop test was implemented to demonstrate the effectiveness of the proposed method. The simulation and experimental results for different road excitations showed the proposed control could achieve better ride comfort than the traditional proportion-differentiation (PD) and linear quadratic regulator (LQR) control methods, and the vibration damping performance was accomplished with less control chattering. The frequency response results showed that the maximum acceleration gain of passive control was 44.7 dB, and that of the LQR control was 29.4 dB, whereas that of the proposed control method was decreased to 13.5 dB, thus the ride comfort was significantly improved.

Key words: vehicle; active suspensions; second-order sliding mode; output-feedback control; sliding mode observer

0 引言

随着人们对驾驶舒适性及稳定性的要求越来越

高,悬架系统作为驾驶舒适性和稳定性的关键部件,已经成为研究热点^[1]。汽车主动悬架是悬架系统的一个分支,近年来引起大量学者的关注^[2-5]。

收稿日期: 2019-03-11 修回日期: 2019-04-30
基金项目: 国家自然科学基金项目(51479073)和黔科合平台人才项目([2017]5789-11)
作者简介: 王刚(1990—),男,讲师,博士,主要从事车辆悬架系统控制及时滞动力系统研究,E-mail: w346024519@126.com
通信作者: 周知进(1969—),男,教授,主要从事农业机械振动及流固耦合研究,E-mail: zhoushijingit@163.com

主动悬架性能不仅依赖执行器的类型,也与控制算法密切相关。目前,针对主动悬架控制,学者们提出了很多控制方法^[6-12]。滑模控制是能抵消外界噪声干扰和参数摄动的强鲁棒控制方法,将其应用于主动悬架系统具有一定的先进性。文献[11-13]考虑系统的不确定性,研究了主动悬架的滑模控制方法。另外,为了减小控制成本及测量误差,相对于状态反馈方法,基于输出反馈的控制更具实用性。LI等^[14]提出了基于线性主动悬架的考虑执行器时延的输出反馈控制方法。相对于传统的一阶滑模,超螺旋算法能够保证二阶滑模的有限时间稳定性,故具有更高的收敛精度和鲁棒性,且具有较小的抖振。

在车辆主动悬架系统中,模型的不确定性通常存在。虽然可以应用先进模型识别技术获得悬架的参数及模型信息,但误差时常存在,且考虑到路面的复杂性及车辆部件的疲劳和磨损等因素,基于模型的控制可能会产生控制偏差^[15-18]。基于此,免模型的车辆悬架控制具有一定的实用性,从理论及实验的角度研究免模型主动悬架控制的可行性具有实际意义。

本文针对车辆主动悬架的免模型输出反馈控制问题,结合高阶滑模观测器和饱和超螺旋算法控制主动悬架系统,考虑实际测量噪声,分析系统的稳定性和有界性,最后通过C语言编译控制程序,并通过数值仿真和硬件实物实验阐释控制策略的有效性。

1 两自由度车辆主动悬架模型

两自由度车辆主动悬架模型如图1所示。图中,主动悬架部分包含弹簧和阻尼器,以及一个伺服电机执行器。将轮胎部分简化为一个弹性元件和阻尼元件。

在实际的输出反馈控制中,悬架动态及轮胎动

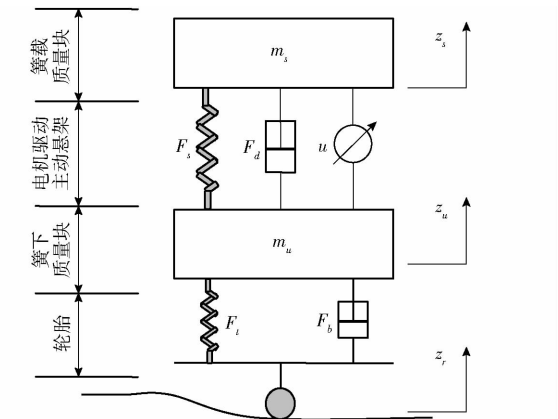


图1 两自由度车辆主动悬架模型

Fig. 1 Two-DOF vehicle active suspension model

态难以精确测量,故无法实现精确的反馈补偿,需应用状态观测器对部分状态及动态进行估计。

根据牛顿第二定律可得系统的振动方程为

$$\begin{cases} m_s \ddot{z}_s = -F_d - F_s + F_\Delta + u \\ m_u \ddot{z}_u = F_d + F_s - F_t - F_b - F_\Delta - u \end{cases} \quad (1)$$

其中

$$m_s = m_{s_0} + \Delta m_{s_0}$$

式中 m_s ——簧载质量

m_{s_0} ——名义质量

Δm_{s_0} ——摄动质量

m_u ——非簧载质量

$\ddot{z}_s$ ——簧载质量垂直加速度

$\ddot{z}_u$ ——非簧载质量垂直加速度

F_Δ ——电机执行器产生的控制误差

F_s ——悬架弹簧力

F_d ——悬架阻尼力

F_t ——轮胎弹簧力

F_b ——轮胎阻尼力

u ——电机主动控制力

系统振动方程可进一步表示为

$$\begin{cases} m_{s_0} \ddot{z}_s = -F_d - F_s - \Delta m_{s_0} \ddot{z}_s + F_\Delta + u \\ m_u \ddot{z}_u = F_d + F_s - F_t - F_b - F_\Delta - u \end{cases} \quad (2)$$

定义变量

$$\rho = b(-F_d - F_s - \Delta m_{s_0} \ddot{z}_s + F_\Delta) \quad (3)$$

其中

$$b = m_{s_0}^{-1}$$

则簧载质量动态为

$$\ddot{z}_s = \rho + bu$$

由于 ρ 包含弹性力和阻尼力、控制误差和摄动动态,且在输出反馈控制中,仅能测量一个状态量,故精确的反馈线性化难以实施。根据以往的研究可知,主动悬架系统是有界输入、有界状态稳定系统,故可将 ρ 定义为一个总的不确定项,并假设 ρ 是全局有界且Lipschitz连续的函数,即 $|\dot{\rho}| \leq L, L > 0$ 可以通过实验测定。

选择系统状态变量为

$$\begin{cases} x_1 = z_s \\ x_2 = \dot{z}_s \\ x_3 = \rho \end{cases} \quad (4)$$

则悬架簧载质量系统状态空间方程为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 + bu \\ \dot{x}_3 = \dot{\rho} \end{cases} \quad (5)$$

设计控制器为

$$u = u_n/b \quad (6)$$

将式(6)代入簧载质量系统(5)可得

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = u_n + x_3 \\ \dot{x}_3 = \dot{\rho} \\ y = x_1 \end{cases} \quad (7)$$

其中 y 是唯一可测的输出。

在控制目标中,选择 y 为被控量,除了需要减小簧载质量的垂直振动位移和加速度外,还需要保证悬架动行程 $z_s - z_u$ 处于安全的范围,即 $|z_s - z_u| \leq z_{\max}$,其中 $z_{\max}$ 表示最大的极限值。考虑到轮胎的接地性能与轮胎动行程呈正比,故尽量减小轮胎动行程 $|z_u - z_r|$,其中 z_r 表示路面垂直位移。考虑控制饱和,电机主动控制力须小于规定的极限值,设 $u_{\max}$ 为最大的输出力,则 $|u| \leq u_{\max}$ 。

因此,控制目标为:①在仅测量 y 且无测量噪声情况下,保证系统的状态 x_1 和 x_2 渐近收敛到零,并且二阶滑模可达。②在仅测量 y 但存在测量噪声情况下,保证系统的状态 x_1 渐近收敛到任意小的邻域,并且二阶滑模可达。③保证悬架动行程和控制力在规定的范围内,同时尽可能减小轮胎动行程。

为了便于证明,引入下列定理:

定理 1^[19-22]:对于 n 阶积分链,有

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = x_2 \\ \dot{\hat{x}}_2 = x_3 \\ \vdots \\ \dot{\hat{x}}_n = \omega \end{cases} \quad (8)$$

其中 $|\omega| \leq L$ 。则高阶滑模微分计为

$$\begin{cases} \hat{\hat{x}}_i = -k_i \lfloor \hat{x}_i \rfloor^{\frac{n-i}{n}} + \hat{x}_{i+1} \quad (i=1,2,\cdots,n-1) \\ \hat{\hat{x}}_n = -k_n \text{sign}(\hat{x}_1) \end{cases} \quad (9)$$

其中
$$\begin{aligned} \tilde{x}_1 &= \hat{x}_1 - x_1 \\ \lfloor \hat{x}_i \rfloor^{\frac{n-i}{n}} &= |\hat{x}_i|^{\frac{n-i}{n}} \text{sign}(x_1) \end{aligned}$$

式中 $\hat{x}_i$ —— x_i 的估计量

若观测器增益 k_i 根据其递归的形式选择,无测量噪声时,上述微分计式(9)有限时间精确。存在测量噪声时,观测误差在有限时间内收敛到集合

$$|\hat{x}_i - x_i| = O(L^{\frac{i}{n+1}} \delta^{\frac{n-i+1}{n+1}}) \quad (i=1,2,\cdots,n) \quad (10)$$

式中 δ ——噪声量级 O ——比例系数

L ——不确定量 ρ 的上界

2 高阶滑模观测器设计

设计一个高阶滑模观测器估计系统的状态 x_2 以及总的不确定量 ρ 。考虑系统(7),引入观测器

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = -k_1 |e_1|^{\frac{2}{3}} \text{sign}(e_1) + \hat{x}_2 \\ \dot{\hat{x}}_2 = -k_2 |e_1|^{\frac{1}{3}} \text{sign}(e_1) + \hat{x}_3 + u_n \\ \dot{\hat{x}}_3 = -k_3 |e_1|^0 \text{sign}(e_1) \end{cases} \quad (11)$$

其中
$$e_1 = \hat{x}_1 - x_1$$

定义 $e_i = \hat{x}_i - x_i$,可得观测误差动态为

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -k_1 |e_1|^{\frac{2}{3}} \text{sign}(e_1) + e_2 \\ \dot{e}_2 = -k_2 |e_1|^{\frac{1}{3}} \text{sign}(e_1) + e_3 \\ \dot{e}_3 = -k_3 |e_1|^0 \text{sign}(e_1) - \dot{\rho} \end{cases} \quad (12)$$

根据文献[22]的递归形式选择观测增益为

$$\begin{cases} k_1 = 3L^{\frac{1}{3}} \\ k_2 = 1.5\sqrt{3}L^{\frac{2}{3}} \\ k_3 = 1.1L \end{cases}$$

则 $e_i (i=1,2,3)$ 将在有限时间 T_1 内收敛到零。

在实际的硬件实验中存在传感器噪声,因此根据定理 1, e_i 仅会在有限时间内收敛到集合

$$|e_i| = O(L^{\frac{i}{n+1}} \delta^{\frac{n-i+1}{n+1}}) \quad (i=1,2,\cdots,n)$$

3 基于观测器的饱和超螺旋算法设计

在控制算法设计中,不依赖集中不确定量 ρ 的观测误差,仅需要状态量 x_1 。即存在噪声时,系统状态也二阶滑模可达。

首先考虑滑模变量

$$\hat{s} = c_1 x_1 + \hat{x}_2 \quad (c_1 > 0) \quad (13)$$

对其求导可得

$$\begin{aligned} \dot{\hat{s}} &= c_1 \hat{x}_2 - c_1 e_2 + u_n - k_2 |e_1|^{\frac{1}{3}} \text{sign}(e_1) - \\ &\int_0^t k_3 \text{sign}(e_1) d\tau \end{aligned} \quad (14)$$

同时利用式(13)、(11)可得

$$\dot{\hat{x}}_1 = \hat{s} - c_1 x_1 - e_2$$

设计控制律

$$u_n = u_c + u_s \quad (15)$$

其中
$$u_c = -c_1 \hat{x}_2 + k_2 |e_1|^{\frac{1}{3}} \text{sign}(e_1) + \int_0^t k_3 \text{sign}(e_1) d\tau \quad (16)$$

式中 u_s ——待设计的饱和超螺旋控制律

u_c ——补偿的反馈控制律

将式(16)代入式(14)中可得

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \hat{s} - c_1 x_1 - e_2 \\ \dot{\hat{s}} = -c_1 e_2 + u_s \end{cases} \quad (17)$$

注意到设计的控制律 u_c 和 u_s 都不需总的不确定量 ρ 的精确补偿,因此,具有很好的实用性和鲁棒性。

定义 $a(t) = -c_1 e_2$,针对 $a(t)$ 分两种情况进行讨论。

(1)当无测量噪声时,根据定理 1, e_2 将在有限时间 T_1 内收敛到零,故 $a(t) = 0, \forall t > T_1$ 。

设计饱和超螺旋控制律

$$\begin{cases} u_s = -\kappa_1 \text{sat}_\vartheta(|\hat{s}|^{1/2}) \text{sign}(\hat{s}) + v \\ \dot{v} = -\kappa_2 \text{sign}(\hat{s}) - \kappa_3 v \quad (|v(0)| \leq \kappa_2/\kappa_3) \end{cases} \quad (18)$$

式中 κ_i ——控制增益, $i=1,2,3$

$$\text{sat}_\vartheta(\chi) = \begin{cases} \chi & (|\chi| < \vartheta) \\ \vartheta \text{sign}(\chi) & (|\chi| \geq \vartheta) \end{cases}$$

式中 sat_ϑ ——饱和函数

χ ——自变量

ϑ ——饱和值

故有 $\text{sat}_\vartheta(|\hat{s}|^{1/2}) \in [0, \vartheta], \forall \hat{s}$ 。

若控制增益满足

$$\kappa_1 \vartheta + \frac{\kappa_2}{\kappa_3} \leq \phi \quad (19)$$

式中 ϕ —— u_s 的上界

则 $|u_s| \leq \phi$ 。从式(19)可看出,只要控制增益满足式(19),则控制律 u_s 小于 ϕ 。故可以通过调节 ϕ 来约束总的控制力 u ,避免出现控制饱和现象。

将饱和超螺旋控制律(18)代入式(17),可得

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \hat{s} - c_1 x_1 - e_2 \\ \dot{\hat{s}} = -c_1 e_2 - \kappa_1 \text{sat}_\vartheta(|\hat{s}|^{1/2}) \text{sign}(\hat{s}) + v \\ \dot{v} = -\kappa_2 \text{sign}(\hat{s}) - \kappa_3 v \end{cases} \quad (20)$$

当 $t > T_1, e_2 = 0$,故式(20)变化为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \hat{s} - c_1 x_1 \\ \dot{\hat{s}} = -\kappa_1 \text{sat}_\vartheta(|\hat{s}|^{1/2}) \text{sign}(\hat{s}) + v \\ \dot{v} = -\kappa_2 \text{sign}(\hat{s}) - \kappa_3 v \end{cases} \quad (21)$$

当 $t \leq T_1$ 时,式(21)不会趋于无穷,根据文献[20],若增益 $\kappa_i > 0 (i=1,2,3), \vartheta > 0$,则 $\hat{s} = \dot{\hat{s}} = 0$ 有限时间稳定,故在滑模面上二阶滑模可达。进一步可得

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -c_1 x_1 \\ \dot{x}_2 = -c_1 x_1 \end{cases} \quad (22)$$

根据 Lyapunov 稳定性理论可知,当 $c_1 > 0$ 时, x_1 和 x_2 是渐近稳定的。

在无测量噪声情况下,无需整定控制律(18)的控制增益,仅需满足式(19)约束控制输出即可,提供了较大的便利。

(2) 当有测量噪声时,假设噪声的量级为 δ ,即 $|\hat{x}_1 - x_1| \leq \delta$,则在有限时间 T_1 内 $|e_2| \leq \mu L^{1/2} \delta^{1/2}$,其中 $\mu \geq 1, \hat{x}_1$ 表示含测量噪声的测试信号。假设 $a(t)$ 全局有界并且是 Lipschitz 连续的,即 $|a(t)| \leq a_m, |\dot{a}(t)| \leq L_a$ 。

考虑饱和超螺旋控制律

$$\begin{cases} u_s = -\kappa_1 \text{sat}_\vartheta(|\hat{s}|^{1/2}) \text{sign}(\hat{s}) + v \\ \dot{v} = -\kappa_2 \text{sign}(\hat{s}) - \kappa_3 v \quad (|v(0)| \leq \kappa_2/\kappa_3) \end{cases} \quad (23)$$

将其代入式(17),可得

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \hat{s} - c_1 x_1 - e_2 \\ \dot{\hat{s}} = -\kappa_1 \text{sat}_\vartheta(|\hat{s}|^{1/2}) \text{sign}(\hat{s}) + v \\ \dot{v} = -\kappa_2 \text{sign}(\hat{s}) - \kappa_3 v + \varphi(t) \end{cases} \quad (24)$$

其中

$$v = v + a(t)$$

$$\varphi(t) = \kappa_3 a(t) + \dot{a}(t)$$

显然,存在 $|\varphi(t)| \leq \varphi_m = \kappa_3 a_m + L_a, \forall t > T_1$ 。

由于式(24)在有限时间内不会趋于无穷,根据文献[20]可知,若控制增益满足

$$\begin{cases} \kappa_1 > 0 \\ \kappa_2 > 4\phi_m + \frac{9\phi_m^2}{2\kappa_1^2} + \frac{\kappa_1^2}{2} \\ \kappa_3 > 0 \\ \vartheta > \frac{\kappa_2}{\kappa_3^2} + \frac{2\kappa_2}{6\kappa_2 + \kappa_1^2} \\ \kappa_1 \vartheta + \frac{\kappa_2}{\kappa_3} \leq \phi \end{cases} \quad (25)$$

则 $\hat{s} = v = 0$ 有限时间稳定,故在滑模面 $\hat{s}$ 上二阶滑模可达,且 $|u_s| \leq \phi$ 。

进一步可得 $\dot{x}_1 = -c_1 x_1 - e_2$,当观测器误差动态有限时间稳定时,存在 $|e_2| \leq \mu L^{1/2} \delta^{1/2}$ 。令 $V = x_1^2/2$,求导可得

$$\dot{V} = -c_1 x_1^2 - e_2 x_1 = -\left(c_1 + \frac{e_2}{x_1}\right) x_1^2 \quad (26)$$

若调节参数 c_1 使得 $c_1 + \frac{e_2}{x_1} > 0$,则 x_1 和 x_2 是渐

近稳定的。为了找到一个 x_1 的邻域使得 $c_1 + \frac{e_2}{x_1} > 0$,

需要 $|x_1| > \frac{|e_2|}{c_1}$ 。根据 $|e_2| \leq \mu L^{1/2} \delta^{1/2}$,可得

$$\frac{|e_2|}{c_1} \leq \frac{\mu L^{1/2} \delta^{1/2}}{c_1} = \Omega \quad (27)$$

因此,被控状态 x_1 将渐近收敛到邻域 $|x_1| \leq \Omega$ 。 Ω 的大小依赖于噪声级别以及系统的控制参数,通过增大滑模增益 c_1 可以任意地减小 Ω ,故 x_1 将收敛到任意小的范围。

闭环系统的控制框图见图2,从图2可看出,控制方法是简易且容易实施的,该控制方案仅需要测量一个状态量,减少了实施成本,且不需模型的精确参数,具有很强的鲁棒性和较高的收敛精度。

定理2:考虑系统(7),设计高阶滑模观测器(11)以及饱和超螺旋控制律(23),若选择合适观测器增益 k_i 和控制器增益 κ_i 以及 c_1, ϑ ,则系统在滑模面上二阶滑模可达,且有测量噪声时,状态 x_1 能收敛到任意小的界 Ω 。

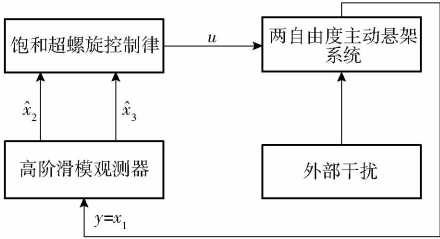


图 2 免模型输出反馈控制框架

Fig.2 Block diagram of model-free output-feedback control

为了显示控制方法的有效性,在仿真及实验中,分别对比 PD 控制和 LQR 控制两种控制方法。

PD 控制

$$u_{PD} = -K_p x_1 - K_d x_2 \tag{28}$$

LQR 控制

$$J = \int_0^\infty (\mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} + R u_{lqr}^2) dt \tag{29}$$

其中

$$\mathbf{u}_{lqr} = -\mathbf{K} \mathbf{x}$$

$$\mathbf{x} = [z_s - z_u \quad \dot{z}_s \quad z_u - z_r \quad \dot{z}_u]^T$$

- 式中 K_p ——PD 控制比例增益
 K_d ——PD 控制微分增益
 J ——LQR 成本函数
 $\mathbf{Q}$ ——LQR 加权矩阵
 R ——LQR 加权系数
 $\mathbf{K}$ ——LQR 控制增益矩阵
 $\mathbf{x}$ ——LQR 状态矢量
 u_{lqr} ——LQR 控制力

4 数值仿真

在 Matlab/Simulink 模块搭建闭环系统的仿真模型。为了便于频域分析,假设悬架系统线性动态为^[6-8]

$$\begin{cases} F_s = k_s(z_s - z_u) \\ F_d = c_s(z_s - \dot{z}_u) \\ F_t = k_u(z_u - z_r) \\ F_b = c_u(\dot{z}_u - \dot{z}_r) \end{cases} \tag{30}$$

- 式中 k_s ——悬架刚度 k_u ——轮胎刚度
 c_s ——悬架阻尼系数
 c_u ——轮胎阻尼系数

仿真参数与实验设备的名义参数保持一致,其值见表 1。

选择参数 $L = 30$ 、 $b = 1/2.45$,其余参数可根据第 2 节及第 3 节的规则进行选取。选择整定后的 PD 控制增益为 $K_p = 5$ 、 $K_d = 6$ 。LQR 控制器增益为

$$\mathbf{Q} = \text{diag}(450, 30, 5, 0.01)$$

$$\mathbf{K} = [24.66 \quad 48.87 \quad -0.47 \quad 3.68]$$

表 1 实验设备名义参数
Tab.1 Nominal parameters of experimental setup

参数	数值
m_s/kg	2.45
m_u/kg	1
$k_s/(\text{N}\cdot\text{m}^{-1})$	900
$k_u/(\text{N}\cdot\text{m}^{-1})$	2500
$c_s/(\text{N}\cdot\text{s}\cdot\text{m}^{-1})$	7.5
$c_u/(\text{N}\cdot\text{s}\cdot\text{m}^{-1})$	5

为了便于描述,定义本文所提出的方法为 HOSMO-SSTA。通过计算可得簧载质量的一阶固有频率为 $\omega_s = \sqrt{k_s/m_s} = 19 \text{ rad/s}$,考虑到簧载质量的固有频率接近 3 Hz,故首先采用频率为 3 Hz、幅值为 2 mm 的正弦波进行仿真道路测试。路面波形为

$$z_r = 0.002 \sin(6\pi t) \text{ m} \tag{31}$$

为了保证悬架系统的安全,根据系统的配置及尺寸,最大悬架动行程取 2 cm,最大轮胎动行程为 2 cm,最大控制力为 10 N。正弦激励下位移和加速度仿真结果如图 3、4 所示。在共振频率激励下,被动悬架的车身加速度峰值为 2.78 m/s^2 ,LQR 控制下的车身加速度峰值为 0.69 m/s^2 ,HOSMO-SSTA 的车身加速度峰值为 0.20 m/s^2 ,舒适性得到改善。

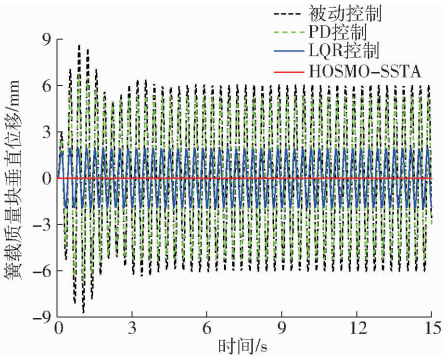


图 3 正弦激励下簧载质量块垂直位移
Fig.3 Vertical displacement of sprung mass on sine excitation

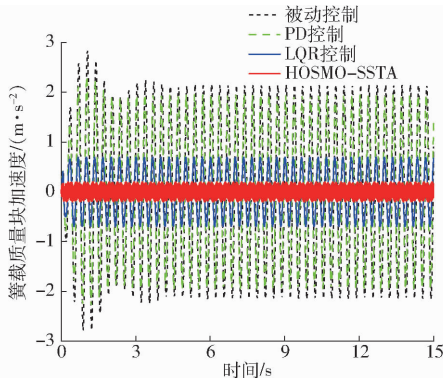


图 4 正弦激励下簧载质量块垂直加速度
Fig.4 Vertical acceleration of sprung mass on sine excitation

通过滤波成形法^[10]生成幅值为 2 mm 的不规则干扰对控制系统进行随机道路测试。图 5、6 分别为

随机激励下的位移和加速度响应曲线,从图中可看出,文中所提出的免模型控制方法具有最小的响应幅值。PD 控制、LQR 控制和 HOSMO-SSTA 控制的加速度峰值分别为 0.28、0.13、0.05 m/s^2 。不同路面激励下的悬架动行程和轮胎动行程峰值如表 2、3 所示,所提出的控制方法具有较小的轮胎动行程,且悬架动行程小于最大极限值 2 cm。

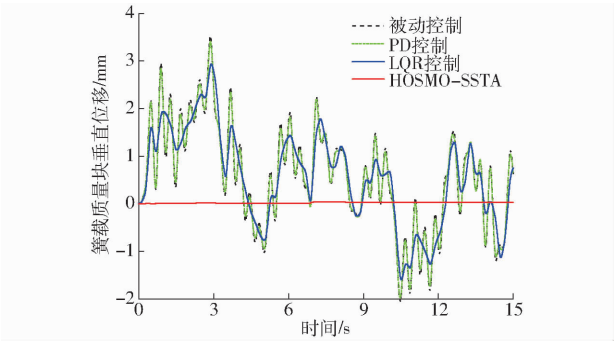


图 5 随机路面激励下簧载质量块垂直位移
Fig. 5 Vertical displacement of sprung mass on random road excitation

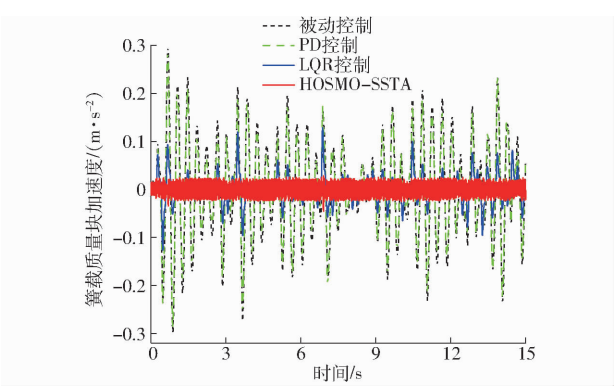


图 6 随机路面激励下簧载质量块垂直加速度
Fig. 6 Vertical acceleration of sprung mass on random road excitation

表 2 悬架动行程峰值

干扰激励	被动控制	PD 控制	LQR 控制	HOSMO-SSTA
正弦信号	7.60	6.30	2.80	2.90
随机信号	0.80	0.76	0.51	2.70

表 3 轮胎动行程峰值

干扰激励	被动控制	PD 控制	LQR 控制	HOSMO-SSTA
正弦信号	2.90	2.40	0.80	1.00
随机信号	0.30	0.28	0.19	0.24

为了便于频域分析,假设系统已经达到了二阶滑模稳定点 $\hat{s} = \nu = 0$,根据悬架系统的零动态特性,仿真得出图 7 所示加速度和轮胎动行程幅频响应。被动控制的加速度增益峰值为 44.7 dB, LQR 控制下的加速度增益峰值为 29.4 dB,而所提控制方法的

加速度增益峰值仅为 13.5 dB。从图 7 可看出,在共振频率 3 Hz 附近,基于 HOSMO-SSTA 控制的加速度小于被动和 LQR 的控制情况。HOSMO-SSTA 控制的轮胎动行程增益峰值(- 16.3 dB)也小于被动控制的增益峰值(- 14.5 dB),在小于 4 Hz 及大于 9 Hz 的范围内接地性能改善效果较为明显。

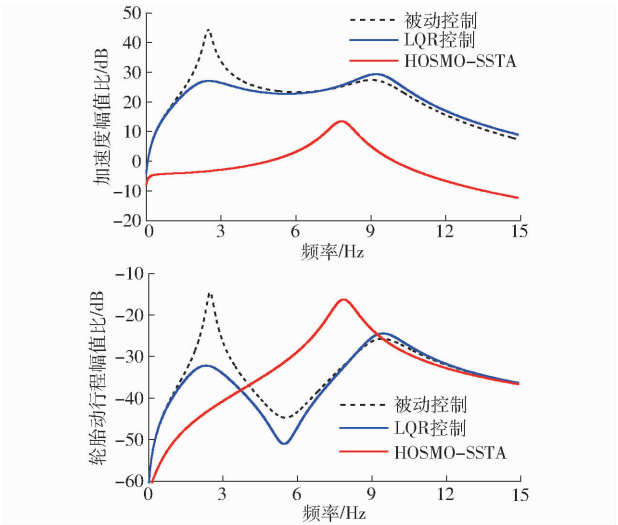


图 7 悬架加速度和轮胎动行程幅频响应结果
Fig. 7 Amplitude-frequency responses of suspension acceleration and tire deflection

5 实验

为了进一步验证所提控制器的性能,搭建主动悬架系统实验台如图 8 所示。实验中,采用 C 语言进行编译控制器程序,内嵌一个 TLC 程序进行硬件加速,最大采样频率设为 1 000 Hz,噪声级别 δ 为 5×10^{-6} 。实验中,通过一个 10 bit 的编码器测量各部分位移,加速度计安装在簧载质量块上,用于测量垂直加速度。路面激励由底部的伺服电机产生。



图 8 主动悬架系统实验台
Fig. 8 Active suspension system workstation
1. QUARC 实时快速成型软件 2. 急停开关 3. 数据采集卡 4. 两自由度主动悬架系统 5. 功率放大器

首先采用式(31)所示的正弦路面激励进行测试,测试结果见图 9~13。在主动悬架的性能评估中,车身加速度的均方根与舒适性密切相关,从图 9、10 可看出, HOSMO-SSTA 方法明显优于传统的 PD 控制及 LQR 控制。本文方法也优于基于线性

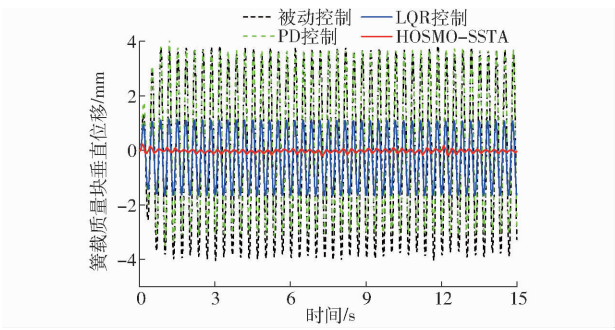


图 9 正弦路面激励下的簧载质量块垂直位移
Fig. 9 Vertical displacement of sprung mass on sine excitation

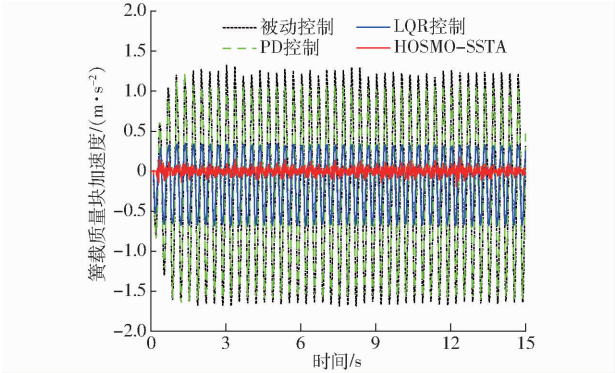


图 10 正弦路面激励下的簧载质量块垂直加速度
Fig. 10 Vertical acceleration of sprung mass on sine excitation

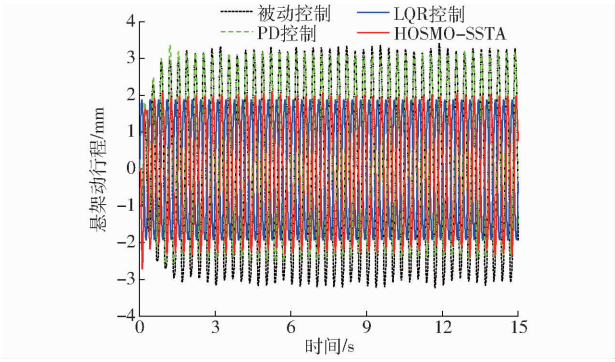


图 11 正弦路面激励下的悬架动行程
Fig. 11 Suspension deflection on sine excitation

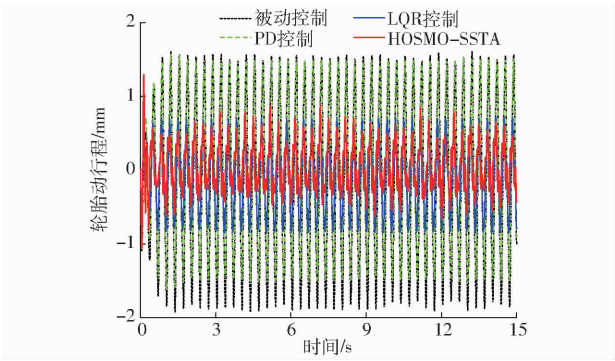


图 12 正弦路面激励下的轮胎动行程
Fig. 12 Tire deflection on sine excitation

拓张观测器的反演控制^[9]。在设计中,不需要精确的反馈线性化,考虑实际的测量噪声,仅通过整定控

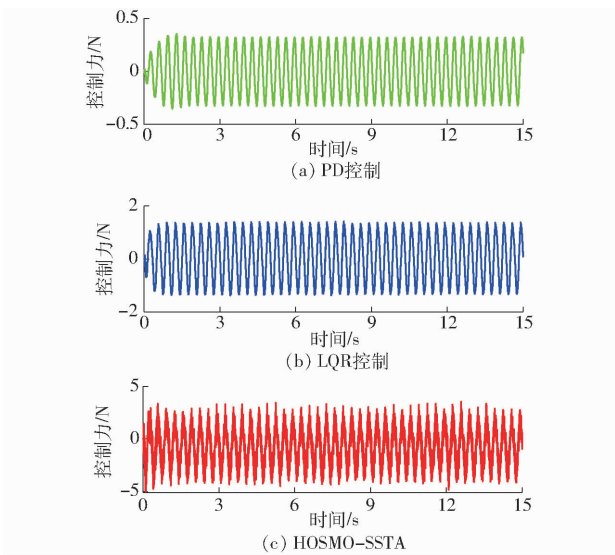


图 13 正弦路面激励下的电机控制力
Fig. 13 Motor control force on sine excitation

制增益 c_1 即可调节 x_1 的振动幅值。系统的均方根计算式为

$$R_{MS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \xi^T(t) \xi(t) dt} \tag{32}$$

式中 $\xi(t)$ ——测试信号

T ——测试时间,为 15 s

性能改进指标定义为

$$P_{obj} = \left(1 - \frac{|R_{MSA\ddot{z}_s}|}{|R_{MSp\ddot{z}_s}|} \right) \times 100\% \tag{33}$$

式中 $R_{MSA\ddot{z}_s}$ ——主动控制下加速度均方根

$R_{MSp\ddot{z}_s}$ ——被动悬架加速度均方根

P_{obj} ——性能的改进程度

表 4 给出了正弦激励下加速度均方根对比,从表 4 可看出,HOSMO - SSTA 控制下的加速度均方根比其他方法低一个数量级,且相应的 P_{obj} 为 95%,从而验证了该方法具有更好的主动减振性能。

表 4 加速度均方根

Tab. 4 Root-mean-square values of acceleration

	m/s ²			
干扰激励	被动控制	PD 控制	LQR 控制	HOSMO - SSTA
正弦信号	0.98	0.88	0.38	0.04
随机信号	0.03	0.03	0.03	0.01

控制过程中,为了减小控制幅值,取 $\phi = 3$ N。另一方面,为了减小控制抖振并保证收敛精度,不需要用饱和函数替代符号函数,仅需保证控制器的增益不宜过大即可。当抖振频率大于电机的执行速率时,容易造成过大的控制误差。由图 11、12 可知,闭环系统的悬架动行程也小于被动控制及 PD 控制,虽然略大于 LQR 控制的情况,但总体满足设计要求。同时,轮胎动行程达到最小,故 HOSMO - SSTA

控制下的主动悬架具有更好的接地性能。从图 13 可看出,相对于传统的一阶滑模控制,本文所提的方法本身具有较小的抖振,符合二阶滑模算法的属性。在传统的一阶滑模控制中,为了减小抖振,通常用饱和函数替代符号函数,降低了系统的收敛精度。

图 14、15 为随机路面激励下的簧载质量块的振动波形图,从图可知,在不规则干扰下,文中所提方法具有很好的减振效果,明显优于传统的被动控制、PD 控制及 LQR 控制。结合表 4 和式(33),可计算出相对于其他 3 种方法,HOSMO - SSTA 控制下的加速度均方根下降了 70% 以上,而 PD 控制及 LQR 控制对不规则干扰的抑制能力较弱。图 16、17 为悬架动行程及轮胎动行程响应波形,所有方法均在安全的行程范围内。图 18 给出了电机控制力的波形图,虽然具有一定的抖振,但在采样控制下,仍然小于一阶滑模的情况。

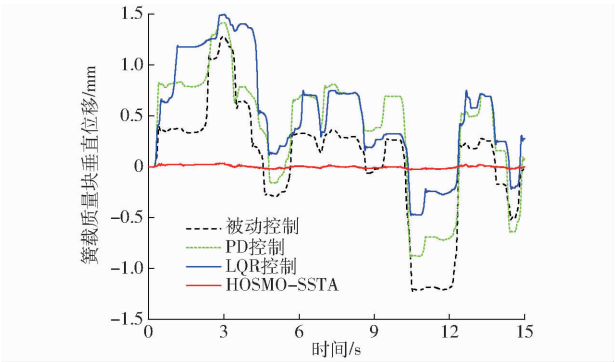


图 14 随机路面激励下的簧载质量块垂直位移
Fig. 14 Vertical displacement of sprung mass on random road excitation

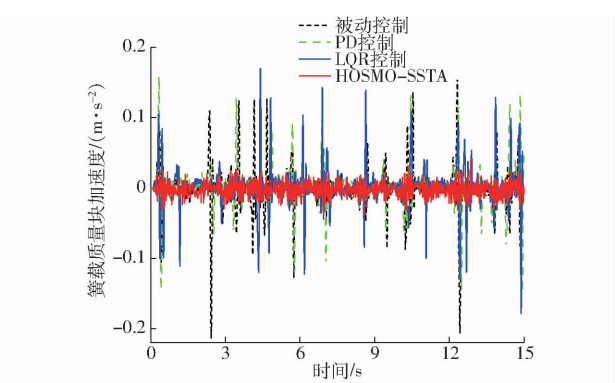


图 15 随机路面激励下的簧载质量块垂直加速度
Fig. 15 Vertical acceleration of sprung mass on random road excitation

在无模型精确参数和动态的情况下,HOSMO - SSTA 控制的主动悬架系统具有良好的主动减振性能。在簧载质量块的一阶共振频率附近,具有较好的抗干扰和悬架综合性能。同时,接地性能也得到改善。由于实际的系统存在一定的未建模非线性动态、参数摄动以及电机作动器的执行误差,导致实验

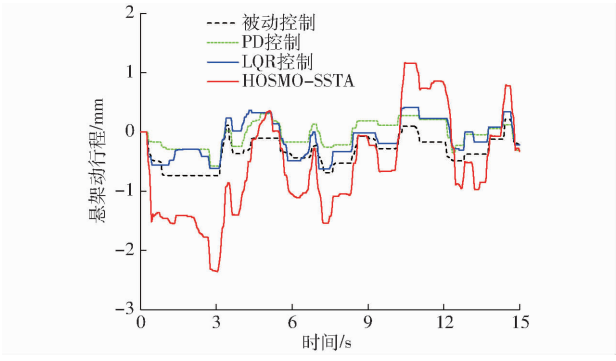


图 16 随机路面激励下的悬架动行程
Fig. 16 Suspension deflection on random road excitation

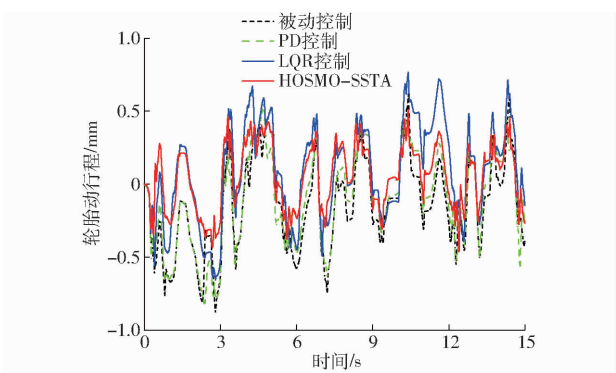


图 17 随机路面激励下的轮胎动行程
Fig. 17 Tire deflection on random road excitation

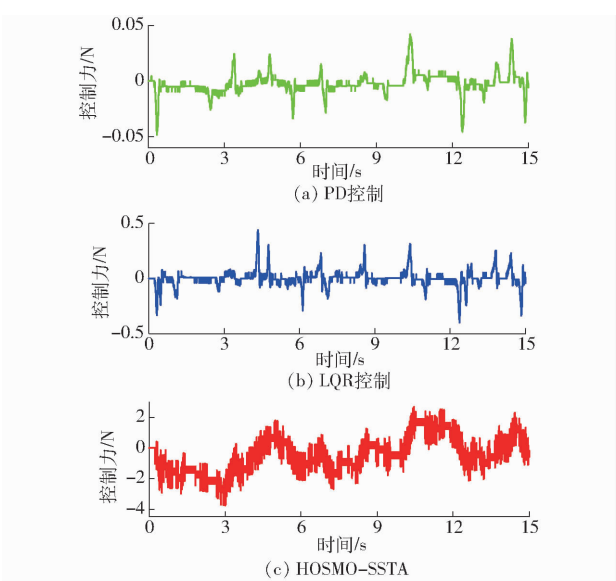


图 18 随机路面激励下的电机控制力
Fig. 18 Motor control force on random road excitation

和仿真结果略有差别,但减振效果能够较好地吻合及匹配。由于所提方法不依赖模型的参数及形式,可以应用于其他类型的主动悬架系统,具有较强的实用性。

6 结束语

针对电机驱动的两自由度车辆主动悬架系统的免模型实际输出反馈控制问题,提出了基于高阶滑

模观测器的饱和超螺旋控制策略。控制方法简易有效,仅需测量一个状态量,且不需要精确的模型参数,具有较好的实用性和鲁棒性。通过调整控制参数,能够约束控制律的输出幅值。仿真与实验结果表明了控制策略的有效性,在两种典型的路面干扰工况下,提出的 HOSMO-SSTA 方法具有

更好的悬架综合性能,舒适性及接地性能优于传统的被动控制、PD 控制及 LQR 控制方法。频域结果显示,被动控制的加速度增益峰值为 44.7 dB, LQR 控制的加速度增益峰值为 29.4 dB,而所提控制方法的加速度增益峰值仅为 13.5 dB,舒适性得到较大改善。

参 考 文 献

- [1] 寇发荣. 车辆电动静液压半主动悬架设计与馈能研究[J/OL]. 农业机械学报, 2016, 47(5): 352-359. KOU Farong. Design and energy regenerative study on vehicle semi-active suspension with electro-hydrostatic actuator [J/OL]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2016, 47(5): 352-359. http://www.j-csam.org/jcsam/ch/reader/view_abstract.aspx?file_no=20160548&flag=1. DOI:10.6041/j.issn.1000-1298.2016.05.048. (in Chinese)
- [2] 武秀恒,秦嘉浩,杜岳峰,等. 高地隙喷雾机主动空气悬架减振控制与实验[J/OL]. 农业机械学报, 2018, 49(6): 60-67. WU Xiuheng, QIN Jiahao, DU Yuefeng, et al. Experiments of vibration control for active pneumatic suspension system in high clearance self-propelled sprayer [J/OL]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2018, 49(6): 60-67. http://www.j-csam.org/jcsam/ch/reader/view_abstract.aspx?file_no=20180607&flag=1. DOI:10.6041/j.issn.1000-1298.2018.06.007. (in Chinese)
- [3] JING H, WANG R, LI C, et al. Robust finite-frequency H_∞ control of full-car active suspension[J]. Journal of Sound and Vibration, 2019, 441: 221-239.
- [4] WANG G, CHADLI M, CHEN H, et al. Event-triggered control for active vehicle suspension systems with network-induced delays [J]. Journal of the Franklin Institute, 2019, 356(1): 147-172.
- [5] LI P, LAM J, CHEUNG K. Multi-objective control for active vehicle suspension with wheelbase preview[J]. Journal of Sound and Vibration, 2014, 333(21): 5269-5282.
- [6] 王刚,陈长征,于慎波. 含路面预瞄信息的车辆主动悬架有限频域多目标控制[J/OL]. 农业机械学报, 2015, 46(12): 294-300. WANG Gang, CHEN Changzheng, YU Shenbo. Finite frequency multi-objective control of vehicle active suspension with road preview information [J/OL]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2015, 46(12): 294-300. http://www.j-csam.org/jcsam/ch/reader/view_abstract.aspx?file_no=20151240&flag=1. DOI:10.6041/j.issn.1000-1298.2015.12.040. (in Chinese)
- [7] 宋刚,许长城. 考虑控制时滞的车辆主动悬架随机预瞄控制[J/OL]. 农业机械学报, 2013, 44(6): 1-7. SONG Gang, XU Changcheng. Stochastic optimal preview control of active vehicle suspension with time-delay consideration [J/OL]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2013, 44(6): 1-7. http://www.j-csam.org/jcsam/ch/reader/view_abstract.aspx?file_no=20130601&flag=1. DOI:10.6041/j.issn.1000-1298.2013.06.001. (in Chinese)
- [8] 汪若尘,俞峰,邵凯,等. 集成电磁悬架的轮毂驱动电动车垂向振动抑制方法研究[J/OL]. 农业机械学报, 2018, 49(7): 382-389. WANG Ruochen, YU Feng, SHAO Kai, et al. Design and performance analysis of electromagnetic suspension based on in-wheel motor car [J/OL]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2018, 49(7): 382-389. http://www.j-csam.org/jcsam/ch/reader/view_abstract.aspx?file_no=20180747&flag=1. DOI:10.6041/j.issn.1000-1298.2018.07.047. (in Chinese)
- [9] PAN H, SUN W, GAO H, et al. Nonlinear tracking control based on extended state observer for vehicle active suspensions with performance constraints [J]. Mechatronics, 2015, 30: 363-370.
- [10] PAN H, SUN W, JING X, et al. Adaptive tracking control for active suspension systems with non-ideal actuators [J]. Journal of Sound and Vibration, 2017, 399: 2-20.
- [11] WANG G, CHANG Z, YU S. Finite-time sliding mode tracking control for active suspension systems via extended super-twisting observer [J]. Proc. IMechE Part I: J. Systems and Control Engineering, 2017, 231(6): 459-470.
- [12] 薛涛,李伟,杜岳峰,等. 大型高地隙喷雾机喷杆主动悬架自适应模糊滑模控制[J]. 农业工程学报, 2018, 34(21): 47-56. XUE Tao, LI Wei, DU Yuefeng, et al. Adaptive fuzzy sliding mode control of spray boom active suspension for large high clearance sprayer [J]. Transactions of the CSAE, 2018, 34(21): 47-56. (in Chinese)
- [13] 朱跃,朱思洪,肖茂华. 座椅悬架不匹配干扰估计全程滑模控制研究[J]. 振动工程学报, 2014, 27(5): 654-660. ZHU Yue, ZHU Sihong, XIAO Maohua. The global sliding mode control for seat suspension system based on unmatched disturbance observer [J]. Journal of Vibration Engineering, 2014, 27(5): 654-660. (in Chinese)
- [14] LI H, JING X, KARIMI H, et al. Output-feedback-based H_∞ control for vehicle suspension systems with control delay [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(1): 436-446.
- [15] ZHAO D, YANG D. Model-free control of quad-rotor vehicle via finite-time convergent extended state observer [J]. International Journal of Control, 2016, 14(1): 242-254.
- [16] WANG H, MUSTAFA G, TIAN Y. Model-free fractional-order sliding mode control for an active vehicle suspension system [J]. Advances in Engineering Software, 2018, 115: 452-461.
- [17] PRECUP R, RADAC M, ROMAN R. Model-free sliding mode control of nonlinear systems: algorithms and experiments [J]. Information Sciences, 2017, 381: 176-192.
- [18] CHALANGA A, KAMAL S, FRIDMAN L, et al. Implementation of super-twisting control: super-twisting and higher order sliding-mode observer-based approaches [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3677-3685.
- [19] ANGULO M, MORENO J, FRIDMAN L. Robust exact uniformly convergent arbitrary order differentiator [J]. Automatica, 2013, 49(8): 2489-2495.
- [20] GOLKANI M, KOCH S, REICHHARTINGER M, et al. A novel saturated super-twisting algorithm [J]. Systems & Control Letters, 2018, 119: 52-56.
- [21] MORENO J, OSORIO M. Strict Lyapunov functions for the super-twisting algorithm [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2012, 57(4): 1035-1040.
- [22] LEVANT A. Higher-order sliding modes, differentiation and output-feedback control [J]. International Journal of Control, 2003, 76(9/10): 924-941.