

电动汽车磁流变半主动悬架系统建模与控制*

冯桂珍^{1,2}, 李正川^{1,2}, 韩翔宇^{1,2}, 李韶华¹

(1. 石家庄铁道大学省部共建交通工程结构力学行为与系统安全国家重点实验室 石家庄, 050043)

(2. 石家庄铁道大学机械工程学院 石家庄, 050043)

摘要 为了改善路面激励和电磁激励综合作用对轮毂电机驱动电动汽车平顺性的影响,通过实验测试磁流变(magnetorheological, 简称MR)阻尼器的力学特性,建立了改进后的双曲正切模型,并对模型的准确性进行了验证。首先,采用有限元法建立了轮毂电机模型,分析了不同偏心状态下电磁激励的变化规律;其次,考虑路面不平顺和电磁激励综合作用对悬架的影响,构建了轮毂电机电动汽车磁流变阻尼器半主动悬架系统,研制了电动轮台架实验装置;然后,考虑参数的不确定性,设计了一种具有较强鲁棒性的 H_{∞} 状态反馈控制器,分析了随机和冲击波路面下的动力学响应,发现所设计的控制算法相比于被动和天棚控制都有明显的控制效果;最后,通过Matlab/Simulink联合仿真和自行研制的电动轮台架实验进行了验证。结果表明,所提出的考虑参数不确定性的电动汽车 H_{∞} 半主动悬架控制算法具有较好的有效性和鲁棒性。

关键词 电动汽车;半主动悬架;磁流变阻尼器; H_{∞} 鲁棒控制;电动轮台架实验

中图分类号 THU461;U469.72

引言

轮毂驱动电动汽车的车轮由安装在轮毂内的电机驱动,具有结构紧凑、高效能等优势^[1],但轮毂电机的引入导致非簧载质量增加,不平衡电磁力会进一步加剧垂向振动^[2]。目前,解决方案包括:①轻量化设计^[3]受到材料强度、制造价格等因素的限制;②设计悬置机构或改变布置方式^[4-6]会导致轮毂电机结构复杂化,降低轮毂电机的可靠性;③引入半主动控制或主动控制^[7-8]能够有效解决轮毂电机驱动电动汽车垂向振动负效应,显著提高轮毂电机电动汽车的乘坐舒适性和平顺性。

在汽车半主动悬架领域,MR阻尼器因其能耗小、响应迅速和性能连续可调等优点受到广泛关注。采用MR阻尼器进行半主动悬架控制时,能否准确建立其动力学模型是实现良好控制效果的决定因素之一。MR阻尼器的动力学模型分为参数化和非参数化2种。参数化模型是将磁流变阻尼器等效为若干阻尼和刚度元件的组合,通过曲线拟合得到阻尼力表达式,如Bingham模型^[9]、双曲正切模型^[10]等。非参数化模型不考虑阻尼器的

物理特性,仅通过阻尼器实验数据的训练和拟合得到,如神经网络模型^[11]。

在悬架控制中,被控对象和参考模型之间存在一定差异,实验过程中会出现外界扰动等现象^[12]。这些因素容易导致基于确定参数设计的控制策略与被控对象不匹配,从而使控制失效。

笔者综合考虑电机附加质量和电机偏心引起的电磁力综合作用对悬架的影响,利用半主动控制改善轮毂电机的垂向振动。通过力学特性实验获得MR阻尼器外特性实验数据,采用遗传算法和最小二乘法对改进后的双曲正切模型进行参数识别。在仿真方面,研究了不同路面状况下鲁棒 H_{∞} 半主动控制对轮毂电机驱动电动汽车垂向振动的影响规律。在实验方面,采用 H_{∞} 半主动控制算法,通过电动轮台架实验进行验证分析。结果表明,本研究方法可有效解决轮毂电机驱动系统的动力学问题。

1 磁流变阻尼器动力学建模

1.1 磁流变阻尼器力学特性实验

对MR阻尼器的力学特性进行建模,首先要进

* 国家自然科学基金区域创新发展联合基金资助项目(U22A20246);河北省高等学校科学技术研究(基础研究重点培育专项)资助项目(JZX2023014);河北省省级科技计划资助项目(225676162GH);河北省自然科学基金面上资助项目(A2024210033)

收稿日期:2023-04-26;修回日期:2024-02-27

行外特性实验。采用HT9711液压作动台对阻尼器进行拉压实验,测得不同谐波激励下的阻尼特性,激励振幅为5 mm,频率分别取0.5 Hz和1 Hz,电流为0~2.5 A、步长为0.5 A。采用恒流电压源作为阻尼器驱动电源,通过位移传感器采集活塞和缸体的相对位移,阻尼力由力传感器测得。磁流变阻尼器力学特性实验如图1所示。



图1 磁流变阻尼器力学特性实验

Fig.1 Mechanical properties test of MR damper

根据阻尼器外特性实验数据,得到频率为1 Hz、振幅为5 mm谐波激励下的磁流变阻尼器力学特性曲线如图2所示。可见:阻尼力随着电流的增加而增大,阻尼力-位移特性曲线近似呈矩形,曲线光滑饱满,具有良好的阻尼耗散特性;阻尼力-速度特性曲线呈对称的非线性双曲线,具有明显的滞回特性。

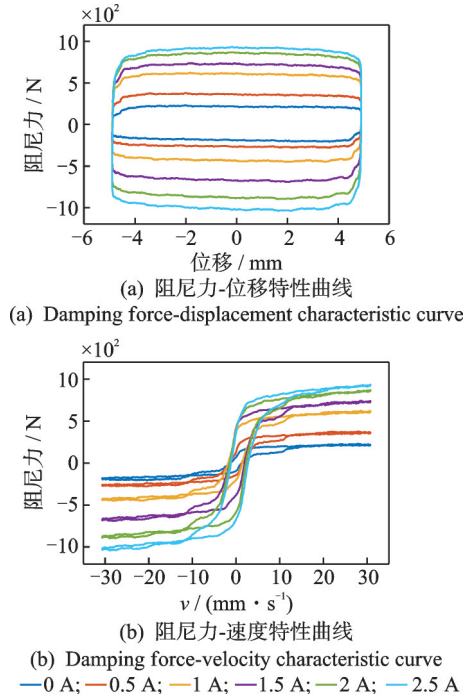


图2 磁流变阻尼器力学特性曲线

Fig.2 Experimental results of mechanical properties of magnetorheological damper

1.2 磁流变阻尼器模型构建

Guo等^[13]在双曲正切模型的基础,构造了改进后的双曲正切函数模型。相比于改进前的模型,改

进后的双曲正切模型可更全面地描述MR变阻尼器的特性且模型需要识别的参数更少,参数物理意义更明显,便于耦合半主动悬架控制。基于此,笔者采用改进后的双曲正切模型,其表达式为

$$F = a_1 \tanh(a_2(\dot{x} + kx)) + a_3(\dot{x} + kx) + f_0 \quad (1)$$

其中: a_1 为滞环比例因子,与控制电流有关; a_2 与屈服前区的阻尼特性有关; a_3 与屈服后区的阻尼特性有关; k 为滞回环的比例因子; f_0 为偏置阻尼力; x 、 $\dot{x}$ 分别为阻尼器的相对位移和相对速度

采用遗传算法和最小二乘法对式(1)中的待定参数进行识别。表1为识别后的各项参数。

表1 识别后的各项参数

Tab.1 Parameters after identification

I/A	a_1	a_2	k	a_3	f_0
0	149.14	0.22	0.39	1.90	44.35
0.5	256.57	0.31	0.34	2.07	45.19
1.0	434.21	0.36	0.36	3.06	34.52
1.5	580.35	0.37	0.38	4.13	53.99
2.0	713.77	0.36	0.42	5.35	47.19
2.5	820.67	0.31	0.44	6.36	34.44

由表1可见,参数 a_2 、 k 、 f_0 随电流变化不明显,将其视为常数并取均值, $a_2 = 0.32$, $k = 0.38$, $f_0 = 44$ 。参数 a_1 、 a_3 与电流呈线性关系。

以 I 为变量,参数 a_1 、 a_3 的拟合结果为

$$\begin{cases} a_1 = b_1 I + c_1 = 278.7I + 144 \\ a_3 = b_2 I + c_2 = 1.89I + 1.45 \end{cases} \quad (2)$$

得到MR阻尼器改进后的双曲正切模型为

$$F = (b_1 I + c_1) \tanh(a_2(\dot{x} + kx)) + (b_2 I + c_2)(\dot{x} + kx) + f_0 \quad (3)$$

选取频率为1 Hz、振幅为5 mm的正弦激励,不同输入电流下,改进后的双曲正切模型的仿真结果和实验数据对比如图3所示。

可以看出,改进后的双曲正切模型可以很好地反映MR阻尼器的动力学特性,且模型预测结果与实验结果基本吻合,均方根最大误差小于0.36%,验证了MR阻尼器力学模型的正确性。

2 轮毂电机电动汽车半主动悬架系统

2.1 系统动力学模型

基于MR阻尼器模型,将轮毂电机质量引入到非簧载质量上,并考虑电机的电磁激振,建立轮毂电机电动汽车半主动悬架系统,如图4所示。

系统的运动微分方程为

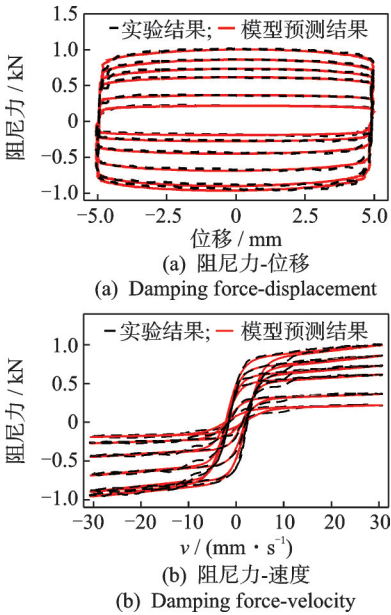


图3 模型拟合和实验结果对比

Fig.3 Comparison of model fitting results and experiment

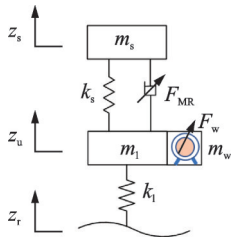


图4 轮毂电机电动汽车半主动悬架系统

Fig.4 Hub motor electric vehicle semi-active suspension system

$$m_s \ddot{z}_s + k_s(z_s - z_u) = F_{MR} \tag{4}$$
$$(m_l + m_w) \ddot{z}_u + k_s(z_u - z_s) + k_l(z_u - z_r) = F_w - F_{MR} \tag{5}$$

其中: F_{MR} 为MR阻尼器提供的可调阻尼力; F_w 为轮毂电机电磁激励; z_s 、 z_u 分别为簧上质量和簧下质量的垂向位移; z_r 为路面不平顺激励; m_s 、 m_l 、 m_w 分别为簧上质量、车轮和轮毂电机质量; k_s 、 k_l 分别为悬架和轮胎刚度系数。

考虑悬架簧上质量的不确定性,悬架系统可表示为

$$m_s = \hat{m}(1 + d\delta(t)) \tag{6}$$

其中: $\hat{m}$ 为悬架的簧上质量名义值; $d = (m_{s\max} - \hat{m})/\hat{m}$,为簧上质量最大摄动范围; $\delta(t)$ 表示归一化的实时不确定,且 $|\delta(t)| \leq 1$ 。

车辆参数如表2所示。

2.2 轮毂电机电磁激励

笔者选用的轮毂电机为48极54槽外转子轮毂

表2 车辆参数

Tab.2 Vehicle parameters

参数	数值
簧上质量名义值 $\hat{m}/\text{kg}$	450
车轮质量 m_l/kg	21
轮毂电机质量 m_w/kg	51.9
悬架刚度 $k_s/(\text{N}\cdot\text{m}^{-1})$	35 714
轮胎刚度 $k_l/(\text{N}\cdot\text{m}^{-1})$	200 330

无刷直流电机,使用ANSYS Maxwell建模,外转子轮毂电机模型如图5所示。电机参数如表3所示。

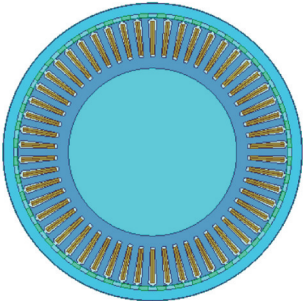


图5 外转子轮毂电机模型

Fig.5 Model of out-of-wheel rotor hub motor

表3 电机参数

Tab.3 Motor parameters

参数	数值	参数	数值
电机质量/kg	51.9	永磁体厚度/mm	4
额定功率/kW	10	外转子外径/mm	310
槽数	54	外转子内径/mm	281
槽口宽度/mm	3	内定子外径/mm	280
电机厚度/mm	70	内定子内径/mm	281
极对数	24	绕组层数	2

电机定子偏心导致气隙磁密分布不均匀,进而产生不平衡电磁力。外转子电机的车轮转速与电机转速相同,转速设为433.95 r/min,即车轮速度为60 km/h。偏心率为10%,得到无偏心时电磁力时域曲线和频率曲线如图6、7所示。静态偏心时电磁力时域曲线和频率曲线分别如图8、9所示。动态偏心时电磁力时域曲线和频率曲线分别如图10、11所示。

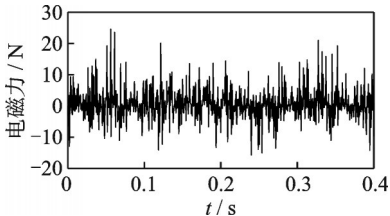


图6 无偏心时电磁力时域曲线

Fig.6 Time-domain curve of electromagnetic forces with no eccentricity

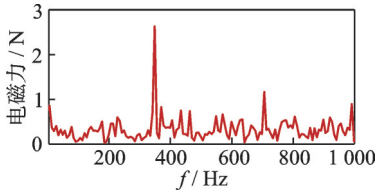


图7 无偏心时电磁力频率曲线

Fig.7 Frequency curve of electromagnetic forces with no eccentricity

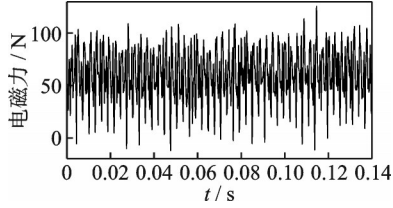


图8 静态偏心时电磁力时域曲线

Fig.8 Time-domain curve of electromagnetic forces with static eccentricity

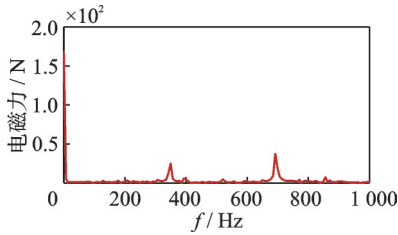


图9 静态偏心时电磁力频率曲线

Fig.9 Frequency curve of electromagnetic forces with static eccentricity

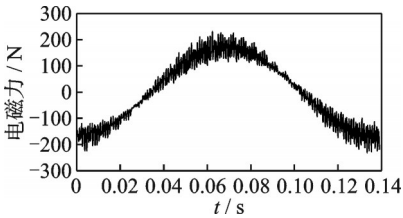


图10 动态偏心时电磁力时域曲线

Fig.10 Time-domain curve of electromagnetic forces with dynamic eccentricity

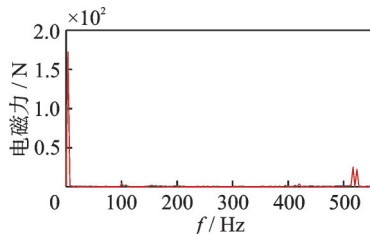


图11 动态偏心时电磁力频率曲线

Fig.11 Frequency curve of electromagnetic forces with dynamic eccentricity

由图6~11可知:

1) 电机无偏心时,电磁激励在平衡位置处小幅波动。静态偏心时,电磁激励偏离零平衡位置并以

较大幅值波动。动态偏心时,电磁激励以类似谐波形式波动。与无偏心和静态偏心相比,动态偏心时电磁力波动幅度和均方根都增大。

2) 无偏心时电磁激励频谱的主要成分为347 Hz和694 Hz,是电流基频的偶数倍。静态偏心时的主要频率成分为0、347和694 Hz,与无偏心时的规律相同,但幅值明显增大。动态偏心时,电磁激励频谱的主要成分为电机转频7.2 Hz。根据ISO2361标准^[14],人体感受到的垂直加速度频率范围为4~8 Hz。动态偏心电磁激励的主要频率成分恰好处于这个范围内。因此,后续的分析中主要考虑动态偏心的影响。

3 考虑参数不确定性的半主动悬架H_∞控制

3.1 问题描述

根据建立的悬架动力学模型,建立系统状态变量 $x_1 = z_s - z_u$, $x_2 = \dot{z}_s$, $x_3 = z_u - z_r$, $x_4 = \dot{z}_u$ 。悬架系统设计的主要目标是提高乘坐舒适性。为此,应尽可能使簧载质量加速度保持在较小范围内。

控制输出指标为

$$z_1 = (\partial_1 \ddot{z}_s, \partial_2(z_s - z_u), \partial_3 k_1(z_u - z_r))^T$$

悬架控制设计在满足限制输出约束的前提下,保持系统闭环稳定并使得控制输出指标最小化。悬架系统的状态空间方程为

$$\begin{cases} \dot{x} = (A + \Delta A)x + (B_u + \Delta B_u)U + B_w w \\ z_1 = (C_1 + \Delta C_1)x + (D_{1u} + \Delta D_{1u})U \end{cases} \quad (7)$$

其中: $x = [x_1, x_2, x_3, x_4]^T$ 为系统的状态变量; $w = [\dot{z}_r, F_w]^T$ 为外部扰动; $\Delta A_1, \Delta C_1$ 为参数摄动矩阵; A, B_w, B_u, C_1, D_{1u} 分别为状态方程的系数矩阵。

$\Delta A_1, \Delta C_1, \Delta B_u$ 和 ΔD_{1u} 可表示为

$$\begin{bmatrix} \Delta A & \Delta B_u \\ \Delta C_1 & \Delta D_{1u} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_1 \\ H_2 \end{bmatrix} \delta(t) [E_1 \ E_2] \quad (8)$$

其中:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & -1 \\ -k_s/\hat{m} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ k_s/(m_1 + m_w) & 0 & -k_1/(m_1 + m_w) & 0 \end{bmatrix};$$

$$B_u = \begin{bmatrix} 0 \\ 1/\hat{m} \\ 0 \\ -1/(m_1 + m_w) \end{bmatrix}; B_w = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -1 & 0 \\ 0 & 1/(m_1 + m_w) \end{bmatrix};$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} -\partial_1 k_s / \hat{m} & 0 & 0 & 0 \\ \partial_2 / x_{\max} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \partial_3 k_l / (m_s + m_1 + m_w) g & 0 \end{bmatrix};$$

$$D_{1u} = \begin{bmatrix} \partial_1 / \hat{m} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

3.2 H_∞ 控制器设计

状态反馈的控制率 $U = Kx$, K 为状态反馈的增益, 令 $A_{cl} = A + B_u K$, $q(t) = E_1 x + E_2 Kx$, $p(t) = \delta(t)q(t)$, $C_{cl} = C_1 + D_{1u} K$, 得到

$$\begin{cases} \dot{x} = A_{cl}x + B_w w(t) + H_1 p(t) \\ z_1 = C_{1cl}x + H_2 p(t) \\ z_2 = C_2 x + D_{2u} U \\ q(t) = E_1 x + E_2 Kx \end{cases} \quad (9)$$

定理1 存在对称正定矩阵 $P = P^T$, 常数 $\gamma > 0$, $\lambda \neq 0$, 使得线性矩阵不等式成立, 即

$$\begin{bmatrix} \tilde{O}_1 & * & * \\ H_1^T P + H_2^T C_{1cl} & H_2^T H_2 - \lambda & * \\ B_w^T P & 0 & -\gamma^2 I \end{bmatrix} < 0 \quad (10)$$

其中: $\tilde{O}_1 = A_{cl}^T P + P A_{cl} + C_{1cl}^T C_{1cl} + (E_1 + E_2 K)^T \lambda \times (E_1 + E_2 K)$; * 表示对称位置的转置。

定理2 定义区域 $\Omega(\alpha, P) = \{x \in R^{4 \times 1}, V(x) \leq \alpha, \alpha > 0\}$, 设 $x(0) = 0$, 且系统的状态轨迹都在区域 Ω 内, 则存在常数 $\alpha > 0$ 使线性矩阵不等式 (linear matrix inequality, 简称 LMI) 成立, 即

$$\begin{bmatrix} Z_{2,i \max}^2 / \alpha & * \\ (C_{2i} Q + D_{2u,i} Y)^T & Q \end{bmatrix} < 0 \quad (11)$$

根据定理1和定理2, 利用 Matlab LMI 工具箱进行求解。

3.3 仿真分析

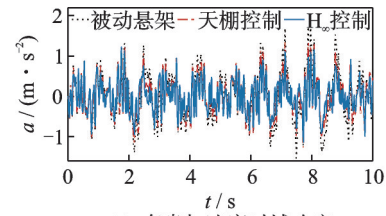
3.3.1 随机路面

通过有理函数滤波白噪声法建立随机路面

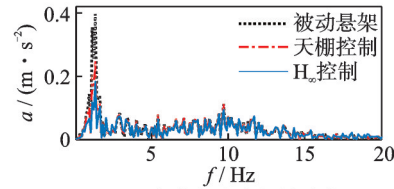
$$\dot{q} = -0.111 \left[v q(t) + 40 \sqrt{G_q(n_0)} v w_0(t) \right] \quad (12)$$

其中: v 为汽车车速; $G_q(n_0)$ 为路面不平度系数; $w_0(t)$ 为白噪声时域信号; n_0 为参考空间频率; $q(t)$ 为路面随机激励。

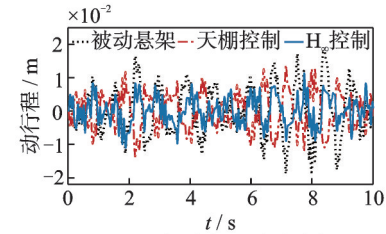
选取 B 级路面, 车速为 60 km/h。针对轮毂电机动态偏心率为 10% 的情况, 对鲁棒 H_∞ 控制下的半主动悬架、天棚控制下的半主动悬架和被动悬架进行仿真分析, 并对各个评价指标进行对比。图 12 为随机路面激励下的车辆响应。



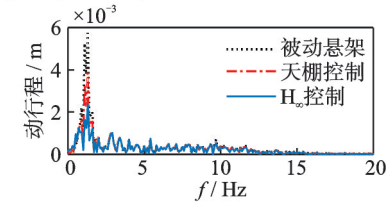
(a) 车身加速度时域响应
(a) Body acceleration time-domain response



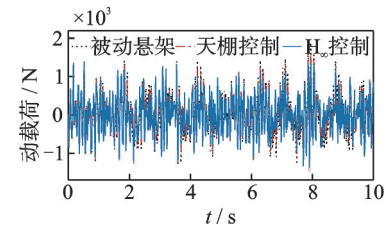
(b) 车身加速度频域响应
(b) Body acceleration frequency domain response



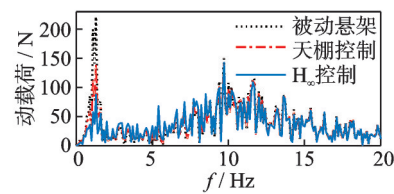
(c) 悬架动行程时域响应
(c) Suspension dynamic travel time domain response



(d) 悬架动行程频域响应
(d) Suspension dynamic travel frequency domain response



(e) 轮胎动载荷时域响应
(e) Tire dynamic load time domain response



(f) 轮胎动载荷频域响应
(f) Tire dynamic load frequency domain response

图 12 随机路面激励下的车辆响应

Fig.12 Vehicle response under random road surface

表 4 为车辆时域响应均方根。表 5 为车辆频域响应的峰值。由图 12 和表 4、5 可知:

1) 相比于被动悬架, B 级随机路面行驶, 天棚

表 4 车辆时域响应均方根

Tab.4 RMS of vehicle response (time domain)

评价指标	车身加速度/ ($\text{m}\cdot\text{s}^{-2}$)	悬架动挠度/ mm	轮胎动载荷/N
被动悬架	0.586	7.358	532.3
天棚控制	0.467	5.385	489.7
H_{∞} 控制	0.425	4.069	429.6

表 5 车辆频域响应峰值

Tab.5 Peak of vehicle response (frequency domain)

评价指标	车身加速度/ ($\text{m}\cdot\text{s}^{-2}$)	悬架动挠度/ mm	轮胎动载荷/N
被动悬架	0.396 8	5.735	220.9
天棚控制	0.248 9	3.864	139.0
H_{∞} 控制	0.183 2	2.399	87.4

控制的车身加速度、悬架动行程和轮胎动载荷的 RMS 分别降低了 20.2%、26.8% 和 8%,而鲁棒 H_{∞} 控制分别降低了 27.4%、44.7% 和 19.3%,说明鲁棒 H_{∞} 控制可以更有效地抑制车辆响应。

2) 从频域曲线看,车辆响应在 1.3 Hz 附近峰值最大,轮胎动载荷在 9 Hz 附近呈现次大峰值,这与车辆系统的固有频率相关,分别对应车身和车轮处的固有频率。相比于被动态悬架,鲁棒 H_{∞} 控制的车身加速度、悬架动行程和轮胎动载荷的最大峰值分别降低了 53.8%、58.2% 和 60.4%,而天棚控制降低了 37.3%、32.6% 和 37.1%,说明鲁棒 H_{∞} 的低频控制效果更为明显,在提高车辆舒适性和抑制悬架振动等方面更具优势。

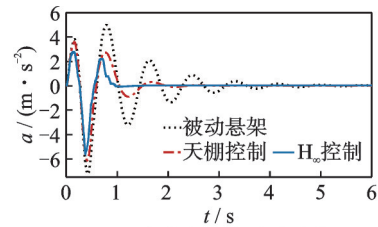
3.3.2 冲击波动路面

为了进一步验证半主动悬架性能的优越性,选取短时间、高强度的冲击波动路面作为激励输入。冲击波动路面选用凸块路面,其表达式为

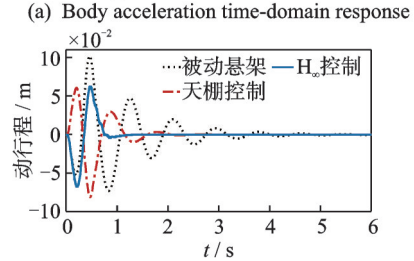
$$z_r(t)=\begin{cases} \frac{A_m}{2} (1 - \cos \frac{2\pi v}{L} t) & (0 \leq t \leq \frac{L}{v}) \\ 0 & (\text{其他}) \end{cases} \quad (13)$$

其中: A_m 和 L 分别为凸块路面的高度和长度; v 为车辆行驶的速度。

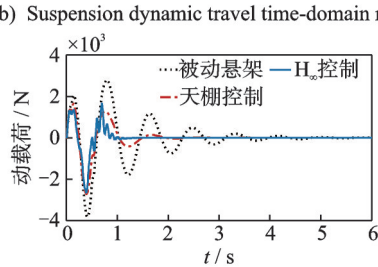
取 $A_m = 0.1 \text{ m}$, $L = 5 \text{ m}$, $v = 60 \text{ km/h}$, 行驶时间为 10 s,分别对被动悬架、天棚阻尼控制以及鲁棒 H_{∞} 控制进行仿真,得到冲击波动路面下的车辆响应,如图 13 所示。可以看出,鲁棒 H_{∞} 控制下的车身加速度、悬架动行程和轮胎动载荷响应的峰值最小,且趋于稳态耗时最短。这说明鲁棒 H_{∞} 控制的响应曲线稳定更为迅速,响应峰值更小,表明所设计的鲁棒 H_{∞} 具有良好的鲁棒性。



(a) 车身加速度时域响应



(b) 悬架动行程时域响应



(c) 轮胎动载荷时域响应

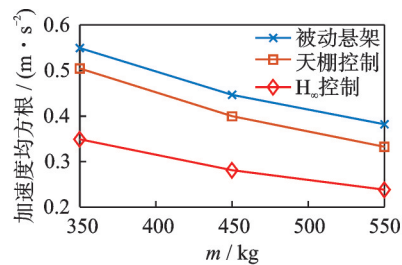
(c) Tire dynamic load time-domain response

图 13 冲击波动路面下的车辆响应

Fig.13 Vehicle response under impact wave road surface

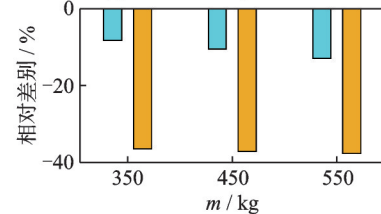
3.3.3 质量参数对悬架控制的影响

为了能够更加准确地描述悬架系统,鲁棒 H_{∞} 半主动控制考虑了车身质量的不确定性,假设质量不确定性系数为 $\pm 20\%$,分析对比其对车身加速度的影响。质量参数对车身加速度的影响如图 14 所示。簧



(a) 车身加速度均方根

(a) RMS of body acceleration



(b) 均方根相对差别

(b) Relative differences of RMS

图 14 质量参数对车身加速度的影响

Fig.14 Effects of mass parameter on body acceleration

载质量分别为 350、450 和 550 kg 时,被动、天棚控制及 H_{∞} 控制下车身加速度的均方根如图 14(a) 所示。天棚控制及 H_{∞} 控制相对于被动悬架的均方根相对差别如图 14(b) 所示。可见, H_{∞} 控制效果更显著,这说明考虑参数不确定性的 H_{∞} 半主动悬架控制具有良好的鲁棒性。

4 电动轮悬架台架实验分析

4.1 电动轮台架实验系统

笔者研制了 1/4 车电动轮悬架实验台架,采用磁流变阻尼器作为执行器,与螺旋弹簧构成了台架的刚度和阻尼系统。轮毂电机为外转子无刷直流电机。电动轮悬架实验台架如图 15 所示。实验现场及相关设备如图 16 所示。图 17 为实验系统控制框图。

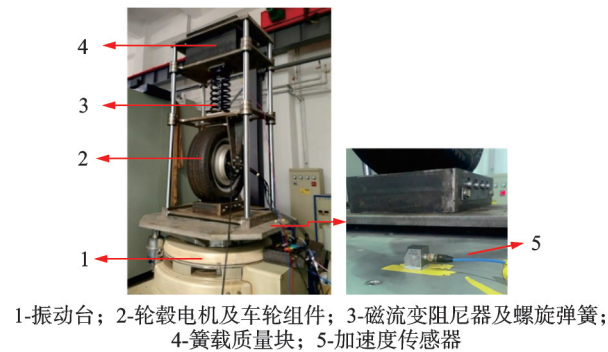


图 15 电动轮悬架实验台架
Fig.15 Electric wheel suspension test bench

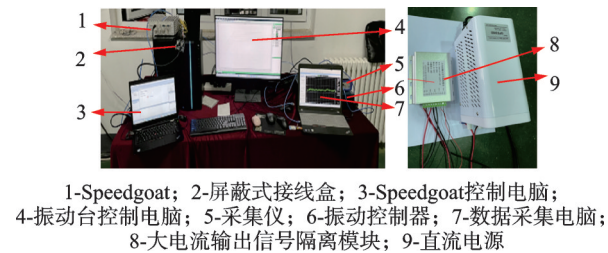


图 16 实验现场及相关设备
Fig.16 Experimental site and related equipment

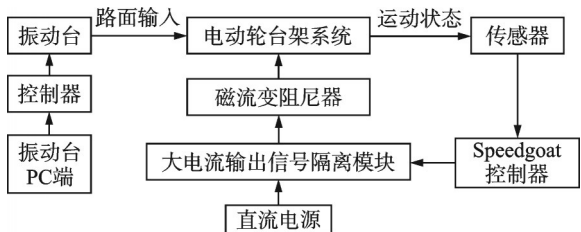


图 17 实验系统控制框图
Fig.17 Control chart of the experimental system

笔者采用 Speedgoat 基本版实时目标机控制器作为控制系统的核心,配合大电流输出信号隔离模

块等,实现对电动轮台架的稳定可靠控制。传感器选用 YD-193 三向加速度传感器,用于采集簧上质量加速度信号。振动台采用 ES-60/LTB1212 电动振动台。

4.2 实验分析

台架实验通过振动台提供外激励模拟路面激励。实验时振动台施加峰值为 5 mm 的简谐激励,由于振动台参数设置的限制,频率设为 5、7 和 10 Hz,依次对电动轮台架系统进行不同频率的振动实验。图 18 为简谐激励下车身加速度响应曲线。

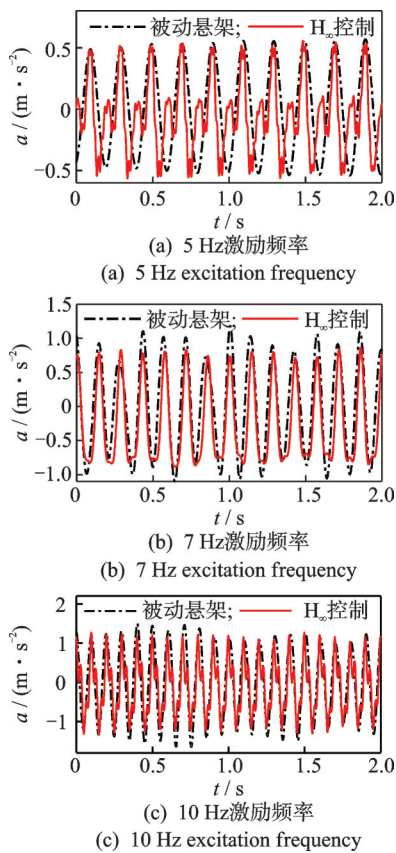


图 18 简谐激励下车身加速度响应曲线
Fig.18 Test of body acceleration under harmonic excitation

由图 18 可知,简谐激励频率为 5、7 和 10 Hz 时,与被动悬架相比, H_{∞} 控制下的簧载质量加速度均方根分别降低了 24.49%、15.43% 和 23.78%。从整体趋势看, H_{∞} 控制对车身加速度具有良好的控制效果,验证了所设计控制算法的有效性。

5 结 论

1) 基于 MR 阻尼器实验数据进行参数识别,搭建改进后的双曲正切模型,不同激励电流下的仿真结果与实验数据吻合良好,二者最大差别小于 0.36%,验

证了所建立的MR阻尼器动力学模型的准确性。

2) 轮毂电机电磁激励的幅频特性与电机转子偏心有关。无偏心时,电磁激励在零平衡位置小幅波动。静态偏心时,电磁激励偏离零平衡位置。动态偏心时,电磁激励在零平衡位置处以类似谐波形式波动,波动幅度和均方根都增大,对车辆响应的影响关注。

3) 在随机路面下,半主动悬架能大幅改善悬架的垂向振动性能,与天棚控制相比,鲁棒 H_∞ 控制的改善效果更为有效。在冲击波动路面下,鲁棒 H_∞ 控制下的响应曲线区域稳定且更为迅速,响应峰值更小,能有效降低撞击限位块的现象发生,提高车辆乘坐的舒适性和操纵稳定性。考虑簧载质量的不确定性,鲁棒 H_∞ 控制效果明显优于天棚控制。通过自主研发的电动轮台架实验装置和搭建的控制系统,验证了所设计的鲁棒 H_∞ 控制半主动控制算法的有效性。

参 考 文 献

- [1] QIN Y C, HE C C, SHAO X X, et al. Vibration mitigation for in-wheel switched reluctance motor driven electric vehicle with dynamic vibration absorbing structures[J]. Journal of Sound and Vibration, 2018, 419: 249-267.
- [2] ZHAO Z, TAGHAVIFAR H, DU H P, et al. In-wheel motor vibration control for distributed-driven electric vehicles: a review[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(4): 2864-2880.
- [3] 马英, 邓兆祥, 谢丹. 轮毂电机悬架构型分析与优化[J]. 中南大学学报(自然科学版), 2014, 45(9): 3008-3014. MA Ying, DENG Zhaoxiang, XIE Dan. Analysis and optimization of in-wheel motor suspension configuration[J]. Journal of Central South University (Science and Technology), 2014, 45(9): 3008-3014. (in Chinese)
- [4] LIU M C, GU F H, HUANG J H, et al. Integration design and optimization control of a dynamic vibration absorber for electric wheels with in-wheel motor[J]. Energies, 2017, 10(12): 2069.
- [5] 傅涛, 上官文斌, 丁乙, 等. 比例电磁式主动吸振器的设计方法研究[J]. 机械工程学报, 2021, 57(19): 147-154. FU Tao, SHANGGUAN Wenbin, DING Yi, et al. Design of a proportional electromagnetic active dynamic vibration absorber[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2021, 57(19): 147-154. (in Chinese)
- [6] ZHAO Z M, WEI K, REN J J, et al. Vibration response analysis of floating slab track supported by nonlinear quasi-zero-stiffness vibration isolators[J]. Journal of Zhejiang University, Science A, 2020, 22(1): 37-52.
- [7] WU H, ZHENG L, LI Y N. Coupling effects in hub motor and optimization for active suspension system to improve the vehicle and the motor performance[J].

Journal of Sound and Vibration, 2020, 482: 115426.

- [8] 胡一明, 李以农, 李哲, 等. 主被动一体悬架构型的多目标粒子群最优控制[J]. 控制理论与应用, 2020, 37(3): 574-583. HU Yiming, LI Yinong, LI Zhe, et al. Multi-objective particle swarm optimization linear quadratic regulator controller base on integrated suspension[J]. Control Theory & Applications, 2020, 37(3): 574-583. (in Chinese)
- [9] SPENCER JR B F, DYKE S J, SAIN M, et al. Phenomenological model for magnetorheological dampers[J]. Journal of Engineering Mechanics, 1997, 123(3): 230-238.
- [10] 梅真, 高毅超, 郭子雄. 磁流变阻尼器动力性能测试与建模[J]. 振动、测试与诊断, 2017, 37(3): 553-559. MEI Zhen, GAO Yichao, GUO Zixiong. Dynamic performance testing and modeling of magnetorheological damper[J]. Journal of Vibration, Measurement & Diagnosis, 2017, 37(3): 553-559. (in Chinese)
- [11] 潘公宇, 侯观远青, 杨海. 磁流变减振器的建模与半主动悬架振动控制的研究[J]. 汽车工程, 2016, 38(6): 725-730. PAN Gongyu, HOU Guan Yuanqing, YANG Hai. A study on the modeling of magneto-rheological damper and the vibration control of semi-active suspension[J]. Automotive Engineering, 2016, 38(6): 725-730. (in Chinese)
- [12] 寇发荣, 武江浩, 景强强, 等. 1/4车辆电磁混合主动悬架容错控制[J]. 振动、测试与诊断, 2022, 42(1): 96-102. KOU Farong, WU Jianghao, JING Qiangqiang, et al. Fault-tolerant control of 1/4 vehicle electromagnetic hybrid active suspension[J]. Journal of Vibration, Measurement & Diagnosis, 2022, 42(1): 96-102. (in Chinese)
- [13] GUO S Q, YANG S P, PAN C Z. Dynamic modeling of magnetorheological damper behaviors[J]. Journal of Intelligent Material Systems & Structures, 2006, 17(1): 3-14.
- [14] 高树新, 余永生, 蒋永林, 等. 应用ISO2631评价脉冲激励阻尼振动对人体健康的影响[J]. 振动与冲击, 1997(2): 76-80, 101. GAO Shuxin, YU Yongsheng, JIANG Yonglin, et al. Using ISO2631 to evaluate human health in vibration environment excited by pulses[J]. Journal of Vibration and Shock, 1997(2): 76-80, 101. (in Chinese)



第一作者简介:冯桂珍,女,1978年6月生,博士、教授。主要研究方向为车辆系统动力学与控制。曾发表《考虑弹性支撑边界条件的电动汽车-路面系统机电耦合振动特性分析》(《中国公路学报》2020年第33卷第8期)等论文。
E-mail: fenggz@stdu.edu.cn

通信作者简介:李韶华,女,1973年7月生,博士、教授。主要研究方向为车辆系统动力学与控制。
E-mail: lishaohua@stdu.edu.cn