

基于时滞特性分析的车辆主动扩稳优化控制

王萍^{1,2}, 刘姿场², 陈虹^{1,2}, 郭洪艳^{1,2†}

(1. 吉林大学 汽车仿真与控制国家重点实验室, 吉林 长春 130025;

2. 吉林大学 通信工程学院, 吉林 长春 130025)

摘要: 在危险工况下, 主动转向与差动制动的协同作用是有效避免车辆失稳情况过早发生的重要手段, 然而执行机构的响应滞后导致系统响应精度下降, 甚至造成稳定性恶化。针对上述问题, 本文分析了各控制输入通道的时滞特性, 提出了基于时滞补偿的车辆主动扩稳优化控制方法。首先, 建立包含控制输入时滞的车辆系统二自由度动力学模型; 其次, 应用随机算法设定各控制输入通道的随机时滞, 依据 $\beta-\dot{\beta}$ 相图辨识出满足车辆稳定性条件的时滞边界; 然后以跟踪期望横摆角速度和质心侧偏角为控制目标, 设计了可同时补偿多通道多尺度时滞的主动扩稳模型预测控制器; 最后, 基于veDYNA仿真软件, 在不同工况下验证了该控制器的有效性。结果表明, 本文提出的控制整体框架对各个控制输入通道的有界时滞变化具有自适应性, 使得横摆角速度更好地跟踪上期望值, 且质心侧偏角相轨迹在相平面的稳定边界内, 达到了主动扩稳的目的。

关键词: 时滞补偿; 相平面; 模型预测控制; 主动扩稳

引用格式: 王萍, 刘姿场, 陈虹, 等. 基于时滞特性分析的车辆主动扩稳优化控制. 控制理论与应用, 2020, 37(6): 1253–1259

DOI: 10.7641/CTA.2020.90085

Optimal control of vehicle active stability system based on time delay characteristic analysis

WANG Ping^{1,2}, LIU Zi-yang², CHEN Hong^{1,2}, GUO Hong-yan^{1,2†}

(1. State Key Laboratory of Automotive Simulation and Control, Jilin University, Changchun Jilin 130025, China;

2. Department of Control Science and Engineering, Jilin University, Changchun Jilin 130025, China)

Abstract: Under dangerous conditions, the synergistic effect of active steering and differential braking can avoid the premature occurrence of vehicle instability effectively. However, the system response accuracy will decline and even the stability will deteriorate due to the response delay of the actuator. Aiming at the above problems, this paper analyzes the time-delay characteristics of each control input channel, and proposes an optimization control method for active stability expansion of vehicles based on time delay compensation. Firstly, the two-degree-of-freedom model including control input time-delay is established. Secondly, random algorithm is applied to set the random time delay of each control input channel, and the time delay boundary satisfying the condition of vehicle stability is identified according to the phase of $\beta-\dot{\beta}$. Then, an active augmented stability model predictive controller is designed to track the desired yaw rate and the sideslip angle. Finally, based on veDYNA, the effectiveness of the controller is verified under different conditions. The control overall framework proposed in this paper is adaptive, so that the yaw rate better tracks the expected value, and the side-slip angle phase is within the stable boundary of the phase plane, achieved the purpose of actively expanding steadily.

Key words: time delay compensation; phase plane; MPC controller; active stability control

Citation: WANG Ping, LIU Ziyang, CHEN Hong, et al. Optimal control of vehicle active stability system based on time delay characteristic analysis. *Control Theory & Applications*, 2020, 37(6): 1253–1259

1 引言

随着能源危机与生态环境的恶化, 新能源汽车成为社会发展的大趋势, 四轮驱动电动汽车是新能源汽

车的重要部分。采用四轮独立技术的电动汽车可以使底盘电子化和主动化, 并且整车使用线控驱动技术, 比传统车更利于实现主动安全技术。目前各种主动安

收稿日期: 2019-02-13; 录用日期: 2020-03-12.

†通信作者. E-mail: guohy11@jlu.edu.cn; Tel.: +86 431-85095243.

本文责任编辑: 贾英民.

国家重点研发计划项目(2018YFB0104805), 国家自然科学基金项目(61790564), 吉林省科技发展计划项目(20180101326JC)资助。

Supported by the National Key R&D Program of China (2018YFB0104805), the National Natural Science Foundation of China (61790564) and the Natural Science Foundation of Jilin Province (20180101326JC).

全控制系统被应用到汽车上,如制动防抱死系统(anti-lock brake system, ABS)、牵引力控制系统(traction control system, TCS)、主动四轮转向系统(4 wheel steering, 4WS)、主动前轮转向系统(active front steering, AFS)、主动制动系统等^[1],进一步减少交通事故的发生。

汽车主动转向与差动制动技术被广泛应用于分布式驱动电动汽车上,各国学者对此技术进行了大量研究。在文献[2]中,Roshanbin等采用滑模控制分别对四轮独立转向、独立制动及二者协调控制进行研究,设计自适应优化分配算法控制车辆稳定性。吉林大学高红博^[3]设计了LQR最优控制策略,通过差动制动提高半挂汽车列车在转向制动时的方向稳定性。北京科技大学李果等人^[4]针对转向和制动协同控制的问题,提出了一致性协同控制,能够改善汽车制动稳定性能和转向性能。上述研究虽然都能改善车辆稳定性,但并未考虑到控制系统的应用带来的执行机构响应滞后问题。

执行机构时滞的存在会对车辆系统稳定性产生影响,甚至会造成汽车失稳。因此研究执行机构时滞的建模以及其对车辆稳定性的影响是十分必要的^[5-6]。目前解决时滞的方法有:采用智能材料等提高传感器和执行机构等元件的响应速度,直接积分法,Smith预估补偿控制法和移相法等^[7-9]。一般来说,车辆系统中的时滞都是动态且随机的,且有时滞的过程很难用标准反馈控制器来控制。由于模型预测控制对时滞具有实时补偿的特性^[10-11],本文通过对车辆临界稳定时滞进行分析,设计了一种基于预测控制的主动扩稳控制器,可以对多通道输入时滞进行有效补偿,保证车辆横摆角速度能准确跟踪期望值,同时质心侧偏角在相平面的稳定边界内,达到主动扩稳的目的。

2 系统建模与时滞特性分析

传统二自由度车辆模型的示意图如图1所示,面向控制器的设计,考虑车辆的横摆运动和侧向运动,动力学方程由式(1)来描述:

$$\begin{bmatrix} \dot{\beta} \\ \dot{r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{K_f + K_r}{mv_x} & \frac{L_f \cdot K_f - L_r \cdot K_r}{mv_x^2} - 1 \\ \frac{L_f \cdot K_f - L_r \cdot K_r}{I_z} & \frac{L_f^2 \cdot K_f + L_r^2 \cdot K_r}{I_z v_x} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta \\ r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-K_f}{mv_x} \\ \frac{-L_f \cdot K_f}{I_z} \end{bmatrix} \delta_f + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{I_z} \end{bmatrix} \Delta M_z, \quad (1)$$

其中: β (rad)和 r (rad/s)分别为车辆的质心侧偏角和横摆角速度, δ_f (rad)和 ΔM_z (N·m)分别为车辆的前轮转角和附加横摆力矩。车辆的其他参数如表1所示。

考虑前轮转向和差动制动等机构的执行时滞,假设前轮转向和差动制动的执行时滞分别为 τ_1 和 τ_2 ,建立含输入时滞的模型如式(2)所示:

$$\begin{bmatrix} \dot{\beta} \\ \dot{r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{K_f + K_r}{mv_x} & \frac{L_f \cdot K_f - L_r \cdot K_r}{mv_x^2} - 1 \\ \frac{L_f \cdot K_f - L_r \cdot K_r}{I_z} & \frac{L_f^2 \cdot K_f + L_r^2 \cdot K_r}{I_z v_x} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta \\ r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-K_f}{mv_x} \\ \frac{-L_f \cdot K_f}{I_z} \end{bmatrix} \delta_f(t - \tau_1) + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{I_z} \end{bmatrix} \Delta M_z(t - \tau_2). \quad (2)$$

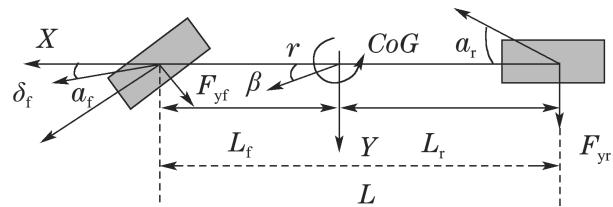


图1 二自由度车辆模型

Fig. 1 Two degree-of-freedom vehicle model

表1 车辆参数表

Table 1 Vehicle parameters

符号	描述	数值
m	整车质量	2160 kg
L_f	前轮轴心到质心的距离	1.5 m
L_r	后轮轴心到质心的距离	1.5 m
d_1	汽车前轮距	1.535 m
d_2	汽车后轮距	1.535 m
K_f	汽车前轴的侧偏刚度	-11000 N/rad
K_r	汽车后轴的侧偏刚度	-13000 N/rad
I_z	整车质量绕z轴的转动惯量	3411.52 kg·m ²
K_ϕ	汽车的侧倾刚度	62998 Nm/rad
C_ϕ	汽车的侧倾阻尼	5620 Nm/rad
β_{up}	质心侧偏角上限	0.06 rad
r_{up}	横摆角速度上限	0.4 rad/s
δ_{max}	最大前轮转角	0.3 rad
ΔM_{max}	最大附加横摆力矩	15000 N·m

定义系统的状态量 x 为 $\begin{bmatrix} \beta \\ \frac{r}{r_{up}} \end{bmatrix}^T$, 控制输入 u_1 和 u_2 分别为 $\frac{\delta_f}{\delta_{max}}$ 和 $\frac{\Delta M_z}{\Delta M_{max}}$, 系统输出为 $y = x$, 则系统模型(2)可描述为状态空间方程

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + B_{11}u_1(t - \tau_1) + B_{22}u_2(t - \tau_2), \\ y(t) = Cx(t), \end{cases} \quad (3)$$

式中:

$$A =$$

$$\begin{bmatrix} \frac{(K_f + K_r) * \beta_{up}}{mv_x} & \left(\frac{L_f \cdot K_f - L_r \cdot K_r}{mv_x^2} - 1 \right) * r_{up} \\ \frac{(L_f \cdot K_f - L_r \cdot K_r) * \beta_{up}}{I_Z} & \frac{(L_f^2 \cdot K_f + L_r^2 \cdot K_r) * r_{up}}{I_Z v_x} \end{bmatrix},$$

$$B_{11} = \begin{bmatrix} -K_f * \delta_{max} \\ \frac{mv_x}{I_Z} \\ -L_f \cdot K_f * \delta_{max} \end{bmatrix}, \quad B_{22} = \begin{bmatrix} 0 \\ \Delta M_{max} \\ \frac{I_Z}{I_Z} \end{bmatrix},$$

$$C = I_{2 \times 2}.$$

下面分析两个控制输入通道的时滞对系统性能的影响。首先, 在veDYNA仿真软件中搭建整车模型作为被控对象, 忽略控制输入时滞, 设计横摆角速度PID跟踪控制器, 控制框图如图2所示。

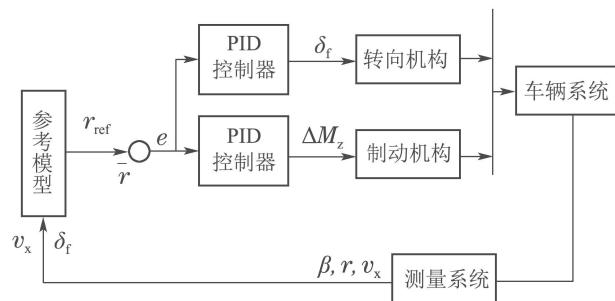


图2 基于PID的横摆稳定控制系统框图

Fig. 2 Yaw stability control system diagram based on PID

图中参考模型根据车辆的当前状态计算横摆角速度的期望值, 稳态时车辆的质心侧偏角变化率和横摆角速度变化率均为0, 即 $\dot{\beta} = 0$, $\dot{r} = 0$ 。根据式(1), 给出理想横摆角速度的近似表达式如下^[12]:

$$r_{ref} = \frac{v_x / L}{1 + K \cdot v_x^2} \cdot \delta_f, \quad (4)$$

其中: $L = L_r + L_f$, 稳定系数 $K = \frac{m}{L^2} \cdot (\frac{L_f}{K_f} - \frac{L_r}{K_r})$ 。

在 $v_x = 80 \text{ km/h}$, $\mu = 0.8$ 时, 调节前轮转角执行机构的PID参数为 $P = -10$, $I = -80$, $D = 0$; 调节差动制动执行机构的PID参数为 $P = -580000$, $I = -10000$, $D = 0$, 跟踪效果如图3所示。

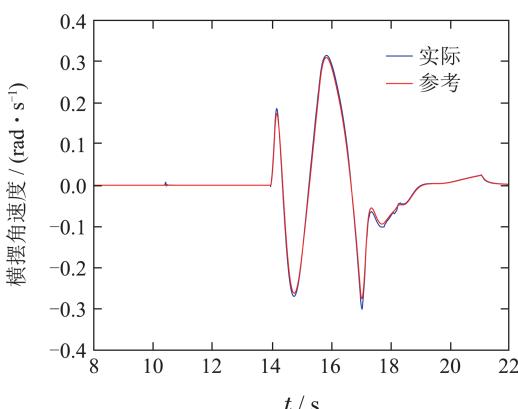


图3 无时滞情况下基于PID的横摆角速度跟踪曲线
Fig. 3 The yaw rate using PID controller without time delay

然后, 建立 $\beta-\dot{\beta}$ 相图来作为车辆稳定性的判定依据^[13-14]。这里给定车速为 $v_x = 80 \text{ km/h}$, 路面附着系数为 $\mu = 0.8$ 工况下的稳定边界如图4所示, 图中闭合虚线框表示在给定工况下, 质心侧偏角相平面确立的稳定域边界。

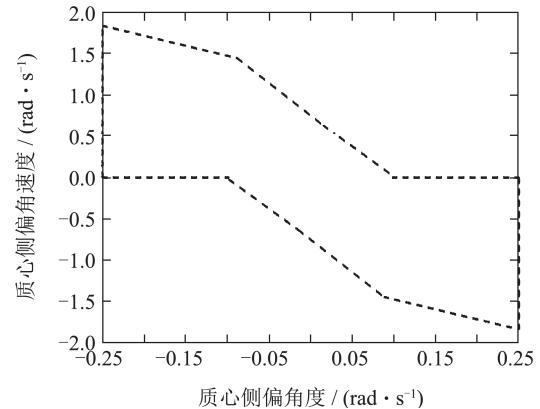


图4 PID控制器作用下的 $\beta-\dot{\beta}$ 相平面稳定域边界

Fig. 4 $\beta-\dot{\beta}$ phase plane stable boundary with PID controller

最后, 在每个控制输入通道内引入有界的随机时滞模块, 具体控制框图如图5所示, 不同的输入时滞对系统横摆稳定性的影响体现在相平面中, 以 $\beta-\dot{\beta}$ 相图为基本判稳依据, 同时将质心侧偏角、最小侧向加速度及最小侧倾角等作为辅助依据^[15-17], 用随机算法选取随机时滞, 辨识影响车辆横摆稳定性的执行机构时滞边界, 并将时滞的取值空间划分为稳定域、过渡域和失稳域。

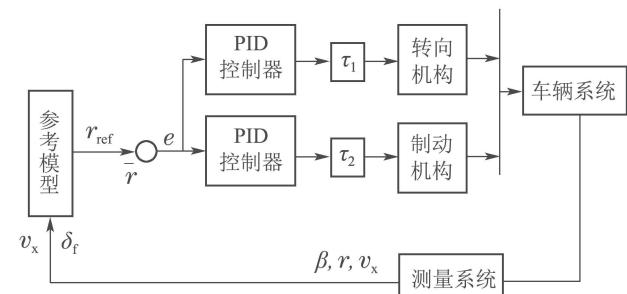


图5 考虑控制输入时滞的横摆稳定控制系统框图

Fig. 5 Yaw stability control system diagram with the control input delay

在车速为 $v_x = 80 \text{ km/h}$, 路面附着系数为 $\mu = 0.8$ 时的双移线工况下, 图6给出了前轮转向机构与差动制动机构同时存在时滞时效果图。结合车辆系统实际存在的执行机构时滞, 即在实践中, 车辆前轮转向机构存在 $0.05\sim0.16 \text{ s}$ 的延迟^[18], 实际差动制动机构延迟时间为 $0.018\sim0.1 \text{ s}$ ^[19]。PID控制器作用下的稳定时滞边界小于实际存在的时滞, 尤其是差动制动机构的稳定边界远远小于实际时滞的下界。

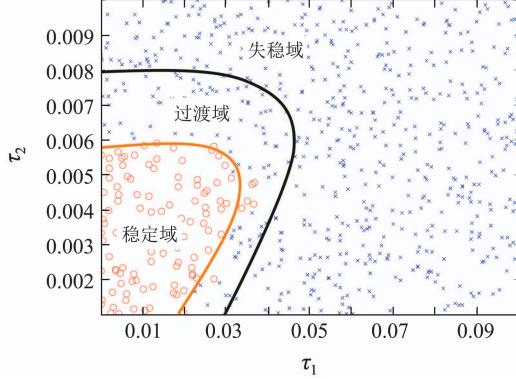


图 6 PID控制器作用下的两通道时滞耦合边界

Fig. 6 Two channel coupled time delay boundary with
PID controller

3 控制器设计

由上节分析可知, 当时滞大于稳定边界时, 车辆系统的稳定性会受到很大的影响, 甚至失稳, 因此需要通过设计控制器补偿各个输入通道的时滞, 优化前轮转角和附加横摆力矩, 使得横摆角速度跟踪期望值.

3.1 预测模型

以 T_s 为采样周期, 将连续模型进行离散化, 这里取 $\tau_a = \lfloor \frac{\tau_1}{T_s} \rfloor$, $\tau_b = \lfloor \frac{\tau_2}{T_s} \rfloor$, 则系统的离散化模型为

$$\begin{cases} x(k+1) = A_d x(k) + B_1 u_1(k - \tau_a) + \\ \quad B_2 u_2(k - \tau_b), \\ y(k) = C_d x(k). \end{cases} \quad (5)$$

引入积分以减少或消除静差, 用增量形式将式(5)改写为式(6)所示:

$$\begin{cases} \Delta x(k+1) = A_d \Delta x(k) + B_1 \Delta u_1(k - \tau_a) + \\ \quad B_2 \Delta u_2(k - \tau_b), \\ y(k) = C_d \Delta x(k) + y(k-1), \end{cases} \quad (6)$$

式中:

$$\begin{aligned} \Delta x(k) &= x(k) - x(k-1), \\ \Delta u_1(k - \tau_a) &= u_1(k - \tau_a) - u_1(k - \tau_a - 1), \\ \Delta u_2(k - \tau_b) &= u_2(k - \tau_b) - u_2(k - \tau_b - 1). \end{aligned}$$

3.2 未来轨迹预测

在 k 时刻以 $x(k)$ 为初始条件, 基于模型(6)预测未来动态. 由上述时滞分析知 $\tau_a > \tau_b$, 定义系统的控制时域和预测时域为 N , 且 $N > \max(\tau_a, \tau_b)$. 因为系统控制输入时滞的存在, k 时刻的控制输入需要在 $\max(\tau_a, \tau_b)$ 步以后才能全部作用于系统, 因此本文将系统预测输出定义为

$$Y_N(k+1|k) \triangleq \begin{bmatrix} y(k + \tau_b + 1|k) \\ y(k + \tau_b + 2|k) \\ \vdots \\ y(k + \tau_b + N|k) \end{bmatrix}_{N \times 1}. \quad (7)$$

将控制输入分为4个部分, 优化变量 $\Delta U_1(k)$, $\Delta U_2(k)$ 和 k 时刻的已知输入 $\Delta U_1^\tau(k)$, $\Delta U_2^\tau(k)$:

$$\begin{aligned} \Delta U_1(k) &\triangleq \begin{bmatrix} \Delta u_1(k) \\ \Delta u_1(k+1) \\ \vdots \\ \Delta u_1(k+N-\tau_a-1) \end{bmatrix}_{N-\tau_a}, \\ \Delta U_2(k) &\triangleq \begin{bmatrix} \Delta u_2(k) \\ \Delta u_2(k+1) \\ \vdots \\ \Delta u_2(k+N-\tau_b-1) \end{bmatrix}_{N-\tau_b}, \\ \Delta U_1^\tau(k) &\triangleq \begin{bmatrix} \Delta u_1(k-\tau_a) \\ \Delta u_1(k-\tau_a+1) \\ \vdots \\ \Delta u_1(k-1) \end{bmatrix}_{\tau_a}, \\ \Delta U_2^\tau(k) &\triangleq \begin{bmatrix} \Delta u_2(k-\tau_b) \\ \Delta u_2(k-\tau_b+1) \\ \vdots \\ \Delta u_2(k-1) \end{bmatrix}_{\tau_b}. \end{aligned}$$

对系统未来 N 步输出的预测为

$$Y_N(k+1|k) = S_x \Delta x(k) + I y(k) + \\ S_{u_1} \Delta U_1(k) + S_{u_1}^\tau \Delta U_1^\tau(k) + \\ S_{u_2} \Delta U_2(k) + S_{u_2}^\tau \Delta U_2^\tau(k), \quad (8)$$

式(8)中的系数矩阵具体见附录.

注 1 本文基于预测控制思想, 将具有输入时滞的控制系统的预测输出的第1个分量设为 $y(k + \tau_b + 1|k)$, 重新推导得到预测方程(8). 从方程(8)可以看出, 输出时滞只影响 $S_{u_1}^\tau \Delta U_1^\tau(k)$, $S_{u_2}^\tau \Delta U_2^\tau(k)$ 这两部分, 此时的时滞不会对预测控制中的优化问题求解带来计算负担.

注 2 这里给出的是 $\tau_a > \tau_b$ 的情形, 在应用中可能会遇到 $\tau_a < \tau_b$ 的情况, 只需改变 $S_{u_1}^\tau$, $\Delta U_1^\tau(k)$, $S_{u_2}^\tau$, $\Delta U_2^\tau(k)$ 这各部分中涉及的 τ_a 和 τ_b 即可, 控制器的整体框架无需改变.

3.3 优化及反馈控制

本文主要的控制要求就是通过补偿时滞使得横摆角速度更准确跟踪期望值, 进而提高车辆稳定性. 因此本文用预测输出 $Y_N(k+1|k)$ 来描述系统的未来状态, 定义控制输出的参考序列为

$$R_e(k+1) = [R^T(k+1) \cdots R^T(k+N)]^T,$$

其中 $R(k+i) = [\frac{r_{\text{ref}}}{r_{\text{up}}} \quad 0]^T$, $i = 1, 2, \dots, N$. 这里 $R(k+i)$ 在每个采样时刻更新, 但在预测时域内保持不变. 为了实际反馈回来的横摆角速度尽快跟踪参考值, 同时要求质心侧偏角尽量小, 即使 $\|I_y(Y_N(k+1|k))\|$

$1|k) - R_e(k+1))\|^2$ 尽量减小.

此外, 车辆转弯时状态发生剧烈变化, 执行机构时滞存在时使横摆角速度及质心侧偏角震荡明显, 从而对车辆稳定性造成影响, 因此算法通过优化 $\|\Gamma_{u_1} \Delta U_1(k)\|^2 + \|\Gamma_{u_2} \Delta U_2(k)\|^2$ 来减小震荡.

本文通过加权阵 $\Gamma_y, \Gamma_{u_1}, \Gamma_{u_2}$ 来调节三者之间的权重, 优化方程描述如下:

$$\min_{\Delta U(k)} J[y(k), \Delta U_1(k), \Delta U_2(k), N], \quad (9)$$

$$\begin{aligned} J[y(k), \Delta U_1(k), \Delta U_2(k), N] = \\ \|\Gamma_y(Y_N(k+1|k) - R_e(k+1))\|^2 + \\ \|\Gamma_{u_1} \Delta U_1(k)\|^2 + \|\Gamma_{u_2} \Delta U_2(k)\|^2. \end{aligned} \quad (10)$$

通过求解优化问题(9), 找到优化控制序列:

$$\Delta U^*(k) = (A_m^T A_m)^{-1} A_m^T b_m, \quad (11)$$

其中:

$$A_m = \begin{bmatrix} \Gamma_y S_{u_1} & \Gamma_y S_{u_2} \\ \Gamma_{u_1} & 0 \\ 0 & \Gamma_{u_2} \end{bmatrix}, \quad b_m = \begin{bmatrix} \Gamma_y E_p(k+1|k) \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$E_p(k+1|k) = R_e(k+1) - S_x \Delta x(k) - Iy(k) - S_{u_1}^\tau \Delta U_1^\tau(k) - S_{u_2}^\tau \Delta U_2^\tau(k).$$

将优化控制序列 $\Delta U^*(k)$ 的第1个分量

$$\Delta u^*(k) = [1 \ 0 \ \cdots \ 0] \Delta U^*(k), \quad (12)$$

代入 $u(k) = u(k-1) + \Delta u(k)$, 得到系统的优化控制输入 $u^*(k)$.

4 仿真验证

设定车辆的纵向速度为 $v_x = 80 \text{ km/h}$, 路面摩擦系数 $\mu = 0.8$, 时滞 $\tau_1 > \tau_2$, 取采样周期 $T_s = 0.001 \text{ s}$, 控制时域和预测时域的值 $N = 35$. 根据前边得到的时滞边界 $\tau_1 = 0.03 \text{ s}$, $\tau_2 = 0.008 \text{ s}$, 优化方程(10)的加权矩阵. 取 $\Gamma_y = I_{2 \times 2N}$, $\Gamma_{u_1} = 0.2 \times I_{2 \times N}$, $\Gamma_{u_2} = 0.18 \times I_{2 \times N}$. 下面给出本文设计的MPC控制器与PID控制器的性能对比.

图7分别给出了不同控制器作用下的横摆角速度跟踪曲线, 从图中可知, MPC控制器可有效补偿时滞的影响, 且有很好的跟踪效果. 两种控制器的跟踪横摆角速度曲线都是由方程(4)得到的, 尽管是同一个工况, 但是由于前轮转角信号不同, 使得期望值也不同. 图8给出了质心侧偏角对比曲线, MPC控制器得到的曲线变化范围更小. 图9和图10分别给出附加横摆力矩和前轮转角曲线, 对比可知MPC控制器的能耗更小.

基于MPC控制器的 $\beta-\dot{\beta}$ 相图和时滞边界如图11和12所示. 从图中可以看出, MPC控制器具有更大的稳定域, 可以容忍的时滞大于系统中的真实时滞.

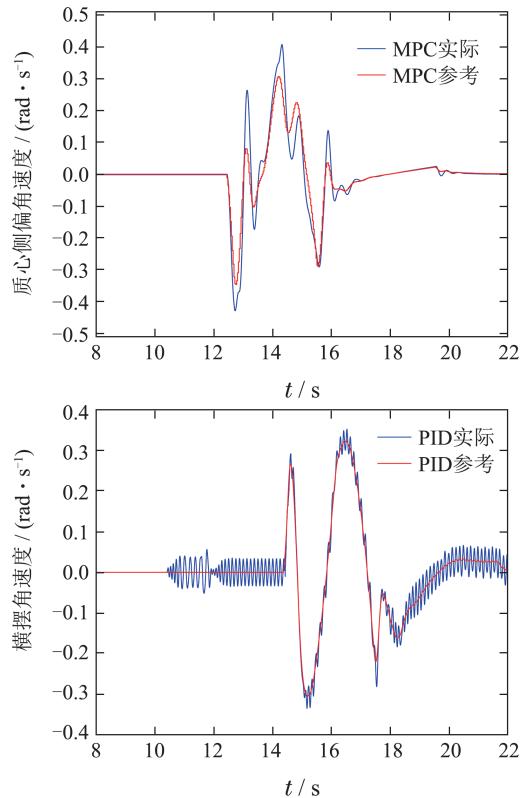


图7 PID与MPC的横摆角速度对比

Fig. 7 The yaw rate comparison between PID and MPC controller

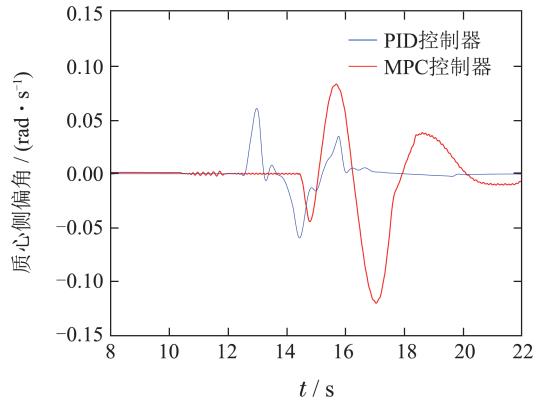


图8 PID与MPC的质心侧偏角对比

Fig. 8 The sideslip angle comparison between PID and MPC controller

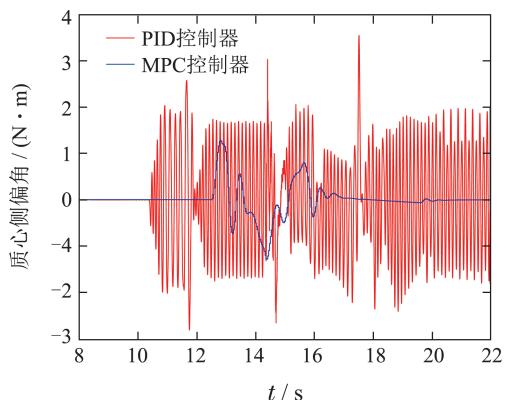


图9 附加横摆力矩对比

Fig. 9 Additional yaw moment comparison

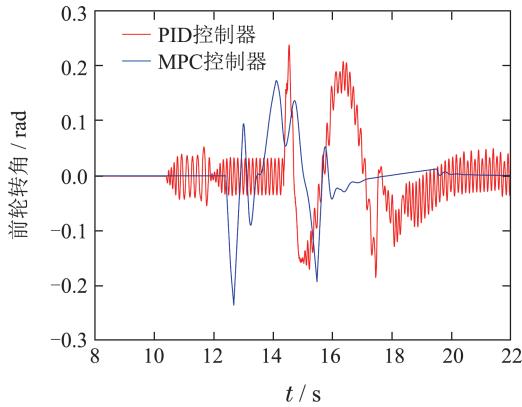


图 10 前轮转角对比

Fig. 10 Front wheel steering angle comparison

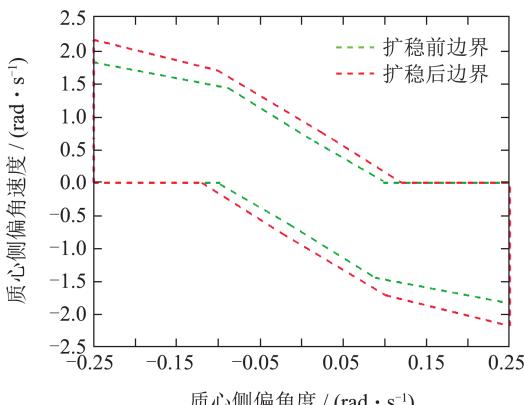
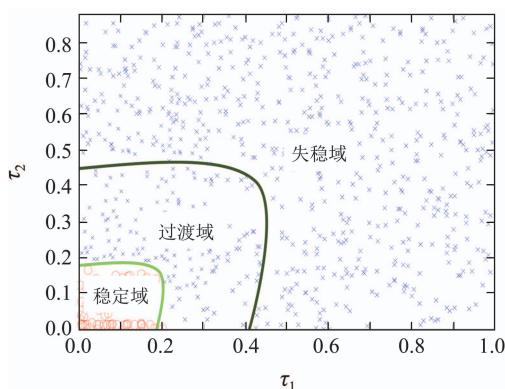
图 11 不同控制器下的 $\beta-\dot{\beta}$ 相图Fig. 11 $\beta-\dot{\beta}$ phase plane with different controllers

图 12 MPC 控制器作用下的两通道时滞耦合边界

Fig. 12 Two channel coupled time delay boundary with MPC controller

为了说明本控制架构的灵活性,本文改变模型中的输入时滞,车辆状态如图13~14所示,图中蓝色线表示第1组时滞 $\tau_1 = 0.03$ s, $\tau_2 = 0.015$ s;绿色线表示第2组时滞 $\tau_1 = 0.2$ s, $\tau_2 = 0.13$ s;红色线表示第3组时滞 $\tau_1 = 0.16$ s, $\tau_2 = 0.1$ s。以上3组仿真工况均无需改变控制器整体框架,只需改变与 τ_1 和 τ_2 相关的矩阵维数。由图可知,实际横摆角速度可以较好的跟踪期望值,质心侧偏角在较小范围变化。

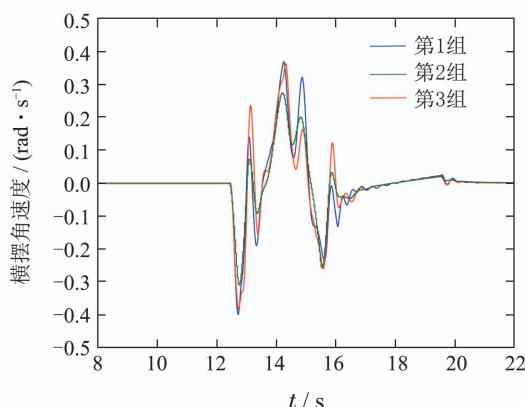


图 13 不同时滞下的横摆角速度对比

Fig. 13 Raw rate comparison with different time delay

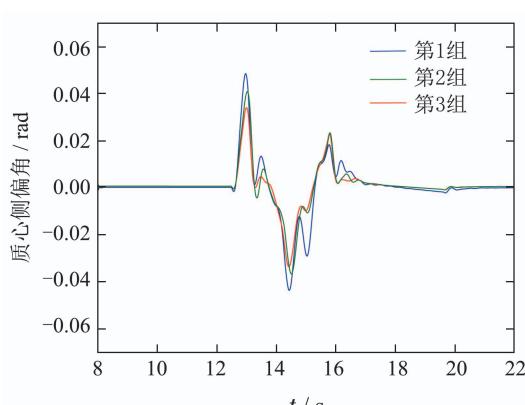


图 14 不同时滞下的质心侧偏角轨迹

Fig. 14 Sideslip angle with different time delay

5 结论

执行机构时滞对车辆系统稳定性的影响是不可忽视的,本文应用随机算法选取随机时滞,结合相平面判断方法分析时滞对车辆系统稳定性的影响,辨识耦合时滞边界。考虑多通道输入时滞,基于预测控制设计具有一定自适应性的多通道多输入时滞补偿控制器,使车辆能更好的跟踪期望的横摆角速度,同时满足质心侧偏角变化范围小,且其相轨迹在相平面的稳定域边界内,并且在一定范围内对多个通道的多个输入随机时滞进行有效补偿,且不会对控制器整体框架造成影响。通过仿真验证了控制器的有效性,从而达到主动扩稳的目的。

参考文献:

- [1] HE jie. Research on differential power steering of distributed drive electric vehicles. Shanghai: Tongji University, 2014.
- (何杰. 分布式驱动电动汽车差动助力转向研究. 上海: 同济大学, 2014.)
- [2] Ali R S B, MAHYAR N. Vehicle integrated control an adaptive optimal approach to distribution of tire forces. IEEE International Conference on Networking, Sensing and Control. Sanya, China: IEEE, 2008: 885 ~ 890.
- [3] GAO Hongbo. Research on stability and control strategy of turning braking direction of semi-trailer trains. Changchun: Jilin University,

2014.
(高红博. 半挂汽车列车转弯制动方向稳定性及控制策略研究. 长春: 吉林大学, 2014.)
- [4] LI Guo, ZHAO Yi. Consistent coordinated control of automotive steering/brake uncertain systems. *Journal of Beijing Information Science and Technology University*, 2015, 30(1): 1–7.
(李果, 赵祎. 汽车转向/制动不确定系统的一致性协同控制. 北京信息科技大学学报, 2015, 30(1): 1–7.)
- [5] XING H T, PLOEG J, NIJMEIJER H. Smith predictor compensating for vehicle actuator delays in cooperative ACC systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2019, 68(26): 1106–1115.
- [6] NAZLI E K, PETROS A I. Automatic steering of vehicles subject to actuator saturation and delay. *The 14th International IEEE Conference on Intelligent Transportation Systems*. Washington, DC, USA: IEEE, 2011.
- [7] ZHAO Weilin. *Research on vehicle steering brake stability control*. Jiangsu: Jiangsu University, 2017.
(赵维林. 车辆转向制动稳定性控制研究. 江苏: 江苏大学, 2017.)
- [8] TIAN Jie. *Research on dynamic analysis and control method of vehicle steering system*. Jiangsu: Jiangsu University, 2011.
(田杰. 汽车线控转向系统动力学分析与控制方法研究. 江苏: 江苏大学, 2011.)
- [9] LIAO Yingying, LIU Jinxi, LIU Yongqiang, et al. Influence of semi-active control and time delay on the stability, stability and safety of high-speed railway vehicles. *Vibration and shock*, 2011, 30(6): 58–62.
(廖英英, 刘金喜, 刘永强, 等. 半主动控制与时滞对高速铁道车辆平稳定性、稳定性及安全性的影响. 振动与冲击, 2011, 30(6): 58–62.)
- [10] MAREK K C, VLADIMIR B. Predictive control of multivariable time-delay systems. *MATEC Web of Conferences*, 2017, DOI: 10.1051/matecconf/201712502023.
- [11] CHEN Hong. *Model Predictive Control*. Beijing: Science Press, 2013: 103–140.
(陈虹. 模型预测控制. 北京: 科学出版社, 2013: 103–140.)
- [12] PARK J H, KWON M. Vehicle dynamic control for in-wheel electric vehicles via temperature consideration of braking system. *International Journal of Automotive Technology*, 2018, 19(3): 559–569.
- [13] FU Hao. *Research on sideslip angle estimation and control algorithm for vehicle electronic stability system*. Changchun: Jilin University, 2008.
(付皓. 汽车电子稳定性系统质心侧偏角估计与控制策略研究. 长春: 吉林大学, 2008.)
- [14] YOUNG E K, JANG M L. Estimation of the stability region of a vehicle in plane motion using a topological approach. *International Journal of Vehicle Design*, 2002, 20(3): 181–192.
- [15] LIN Fen, NI Lanqing, ZHAO Youqun, et al. Intelligent vehicle path tracking control considering lateral stability. *Journal of South China University of Technology*, 2018, 46(1): 78–84.
(林棻, 倪兰青, 赵又群, 等. 考虑横向稳定性的智能车辆路径跟踪控制. 华南理工大学学报, 2018, 46(1): 78–84.)
- [16] ZHANG Yihua, XU Hongguo, LIU Hongfei, et al. Research on evaluation index of steering stability of double-trailer trains. *China Journal of Highways*, 2017, 30(5): 145–151.
(张义花, 许洪国, 刘宏飞, 等. 双挂汽车列车操纵稳定性评价指标研究. 中国公路学报, 2017, 30(5): 145–151.)
- [17] ZONG Changfu, GUO Konghui. Research and evaluation of vehicle handling stability. *Automotive Technology*, 2000, 6: 6–11.
(宗长富, 郭孔辉. 汽车操纵稳定性的研究与评价. 汽车技术, 2000, 6: 6–11.)
- [18] YU H. Heavy duty vehicle rollover detection and active roll control. *Vehicle System Dynamics*, 2008, 46(6): 451–470.
- [19] MOHAMED W. Performance of a road vehicle with hydraulic brake systems using slip control strategy. *American Journal of Vehicle Design*, 2014, 2(1): 7–18.

附录 系数矩阵

$$S_x = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{\tau_b+1} C_d A_d^i & \cdots & \sum_{i=1}^{\tau_b+N} C_d A_d^i \end{bmatrix}_{N \times 1}^T,$$

$$I = [1 \ 1 \ \cdots \ 1]_{N \times 1}^T,$$

$$S_{u_1} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ C_d B_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \sum_{i=1}^{N-\tau_a} C_d A_d^{i-1} B_1 & \cdots & C_d B_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \sum_{i=1}^{N+\tau_a-\tau_b} C_d A_d^{i-1} B_1 & \cdots & \sum_{i=1}^{2\tau_a+1-\tau_b} C_d A_d^{i-1} B_1 \end{bmatrix}_{N \times (N-\tau_a)},$$

$$S_{u_1}^\tau = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{\tau_b+1} C_d A_d^{i-1} B_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \sum_{i=1}^{\tau_a+1} C_d A_d^{i-1} B_1 & \cdots & \sum_{i=1}^2 C_d A_d^{i-1} B_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \sum_{i=1}^{\tau_b+N} C_d A_d^{i-1} B_1 & \cdots & \sum_{i=1}^{N+\tau_b-\tau_a+1} C_d A_d^{i-1} B_1 \end{bmatrix}_{N \times \tau_a},$$

$$S_{u_2} = \begin{bmatrix} C_d B_2 & \cdots & 0 \\ \sum_{i=1}^2 C_d A_d^{i-1} B_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \sum_{i=1}^{N-\tau_b} C_d A_d^{i-1} B_2 & \cdots & C_d B_2 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \sum_{i=1}^N C_d A_d^{i-1} B_2 & \cdots & \sum_{i=1}^{1-\tau_b} C_d A_d^{i-1} B_2 \end{bmatrix}_{N \times (N-\tau_b)},$$

$$S_{u_2}^\tau = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{\tau_b+1} C_d A_d^{i-1} B_2 & \cdots & \sum_{i=1}^2 C_d A_d^{i-1} B_2 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \sum_{i=1}^{\tau_b+N} C_d A_d^{i-1} B_2 & \cdots & \sum_{i=1}^{N+1} C_d A_d^{i-1} B_2 \end{bmatrix}_{N \times \tau_b}.$$

作者简介:

王萍 副教授, 硕士生导师, 目前研究方向为预测控制、汽车主动安全控制, E-mail: wangping12@jlu.edu.cn;

刘姿彤 硕士研究生, 目前研究方向为汽车主动安全控制, E-mail: liuzt17@mails.jlu.edu.cn;

陈虹 教授, 博士生导师, 目前研究方向为预测控制、鲁棒控制、汽车电子控制, E-mail: chenh@jlu.edu.cn;

郭洪艳 教授, 博士生导师, 目前研究方向为汽车主动安全控制、人机协同控制、车辆状态估计, E-mail: guohy11@jlu.edu.cn.