



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 107215329 B
(45)授权公告日 2020.06.26

(21)申请号 201710324187.4

(22)申请日 2017.05.10

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 107215329 A

(43)申请公布日 2017.09.29

(73)专利权人 江苏大学
地址 212013 江苏省镇江市京口区学府路
301号

(72)发明人 耿国庆 韦斌源 王启唐 江浩斌
华一丁 张厚忠 吴镇

(51)Int.Cl.
B60W 30/02(2012.01)
G06F 30/15(2020.01)

审查员 方赞

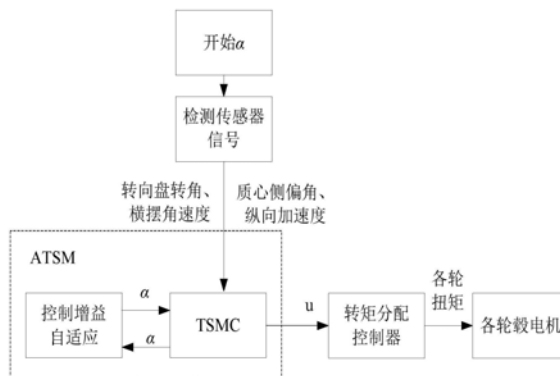
权利要求书4页 说明书6页 附图2页

(54)发明名称

一种基于ATSM的分布式驱动电动汽车横向稳定性控制方法

(57)摘要

本发明公开了一种基于ATSM的分布式驱动电动汽车横向稳定性控制方法,属于电动汽车控制技术领域。所述控制方法包括以下步骤:1)建立3自由度非线性整车参考模型;2)基于螺旋滑模(Twisting Sliding Mode,TSM)控制算法设计分布式驱动电动汽车横向稳定性控制器的上层控制器;3)设计所述步骤2)中螺旋滑模控制增益的自适应律;4)对所设计控制方法进行稳定性分析,给出稳定性条件。与现有基于一阶滑模控制算法的分布式驱动电动汽车横向稳定性控制方法比较,本发明可有效抑制控制系统抖振,显著提高控制精度及控制稳定性,有效保证分布式驱动电动汽车横向稳定性。本发明可有效提高分布式驱动电动汽车横向稳定性控制精度,抑制控制系统抖振。



1. 一种基于ATSM的分布式驱动电动汽车横向稳定性控制方法,其特征在于,包括如下步骤:

S1,建立3自由度非线性整车模型作为参考模型;

S2,在分布式驱动电动汽车横向稳定性分层式控制系统的框架下,基于TSM控制算法设计控制系统的上层控制器;具体过程为:

S2.1,建立分布式驱动电动汽车横摆动力学方程,即:

$$I_z \dot{\gamma} = M_z + \frac{B}{2}(F_{yfl} - F_{yfr}) \sin \delta + a(F_{yfl} + F_{yfr}) \cos \delta - b(F_{yrl} + F_{yrr}) + d$$

式中: M_z 为直接横摆力矩,即控制力矩, $N \cdot m$; I_z 为车辆横摆惯量, $kg \cdot m^2$; F 表示轮胎力, N ,由dugoff轮胎模型给出,下标x、y分别表示轮胎纵向及横向;fl、fr、rl、rr分别表示左前轮、右前轮、左后轮及右后轮; a 、 b 分别表示前、后轴轴距, m ; δ ($\delta = \delta_{sw}/i$, δ_{sw} 为方向盘转角, i 为转向系统传动比)为前轮转角, rad ; B 为前、后轮轮距, m ; d 为模型不确定性及干扰造成的集总扰动, $N \cdot m$;

其中: $|d| < D$, D 为正常数;

S2.2,基于所述S2.1,采用TSM控制算法设计控制系统上层控制器:

定义滑模变量:

$$s = \gamma - \gamma_d + \frac{1}{2}(\beta - \beta_d)$$

上层控制器输出为:

$$u = u_1 + u_2$$

其中:

$$\begin{cases} u_1 = -\alpha[\operatorname{sgn}(s) + \frac{1}{2}\dot{\operatorname{sgn}}(s)] \\ u_2 = -\left(\frac{B}{2}(F_{yfl} - F_{yfr}) \sin \delta + a(F_{yfl} + F_{yfr}) \cos \delta - b(F_{yrl} + F_{yrr}) + I_z[c(\dot{\beta} - \dot{\beta}_d) - \dot{\gamma}_d]\right) \end{cases}$$

式中: γ 、 γ_d 分别为横摆角速度实际值及基于3自由度非线性整车参考模型的理想值, rad/s ; β 、 β_d 分别为质心侧偏角实际值及基于3自由度非线性整车参考模型的理想值, rad ; α 为螺旋滑模控制增益; u_1 为建模补偿前馈输出, u_2 为ATSM控制输出

S3,设计所述步骤S2中TSM控制增益的自适应律;具体过程为:

螺旋滑模控制增益自适应律设计如下:

$$\begin{cases} \dot{\alpha} = \omega \sqrt{\frac{\theta}{2}} \operatorname{sgn}[E(s, \dot{s}) - \mu]; & \alpha > \alpha_t \\ \lambda; & \alpha \leq \alpha_t \end{cases}$$

稳定性条件:

$$\begin{cases} \alpha > 2D \\ 0 < \beta < \min\left(\frac{2\sqrt{2}\alpha}{3}\left(\frac{\alpha}{2} - D\right), 2\alpha^{\frac{3}{2}}\right) \end{cases}$$

式中: $E(y_1, y_2) = e^{k(s^2 + \dot{s}^2)}$, k 、 ω 、 θ 、 μ 、 λ 及 α_t 均为正常数

S4, 构造Lyapunov函数, 对所设计控制方法进行稳定性分析;

所述S4的具体过程为:

构造Lyapunov函数如下:

$$V(s, \dot{s}, \alpha) = V_0(s, \dot{s}) + \frac{1}{2\theta}(\alpha - \alpha^*)^2$$

$$\text{其中: } V_0(s, \dot{s}) = \alpha^2 s^2 + \beta |s|^{\frac{3}{2}} \operatorname{sgn}(s) \dot{s} + \alpha |s| \dot{s}^2 + \frac{1}{4} \dot{s}^4$$

式中: β, α^* 均为正常数;

所述稳定性分析的具体过程为:

$$V_0(s, \dot{s}) = s S^T A S + \frac{1}{4} \dot{s}^4$$

$$\text{式中: } S = \begin{bmatrix} |s|^{\frac{1}{2}} \operatorname{sgn}(s) & \dot{s} \end{bmatrix}^T, \quad A = \begin{bmatrix} \alpha^2 & \frac{\beta}{2} \\ \frac{\beta}{2} & \alpha \end{bmatrix};$$

当满足 $0 < \beta < 2\alpha^{3/2}$, 有 $V_0(s, \dot{s}) \geq 0$;

对 $V_0(s, \dot{s})$ 求导得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_0(s, \dot{s}) &= 2\alpha^2 s \dot{s} + \beta |s|^{\frac{3}{2}} \operatorname{sgn}(s) \ddot{s} + \frac{3}{2} \beta |s|^{\frac{1}{2}} \dot{s}^2 + 2\alpha |s| \dot{s} \ddot{s} + \dot{s}^3 \ddot{s} \\ &= 2\alpha^2 s \dot{s} + \frac{3}{2} \beta |s|^{\frac{1}{2}} \dot{s}^2 + \beta |s|^{\frac{3}{2}} \operatorname{sgn}(s) [d^* - \alpha(\operatorname{sgn}(s) + \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(\dot{s}))] \\ &\quad + 2\alpha |s| \dot{s} [d^* - \alpha(\operatorname{sgn}(s) + \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(\dot{s}))] + \dot{s}^3 [d^* - \alpha(\operatorname{sgn}(s) + \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(\dot{s}))] \end{aligned}$$

简化 $V_0(s, \dot{s})$ 得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_0(s, \dot{s}) &= -\alpha^2 |s| |\dot{s}| + \beta |s|^{\frac{3}{2}} \operatorname{sgn}(s) [d^* - \alpha(\operatorname{sgn}(s) + \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(\dot{s}))] \\ &\quad + \frac{3}{2} \beta |s|^{\frac{1}{2}} \dot{s}^2 + 2\alpha |s| \dot{s} d^* + \dot{s}^3 [d^* - \alpha(\operatorname{sgn}(s) + \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(\dot{s}))] \end{aligned}$$

又:

$$\dot{V}_0(s, \dot{s}) \leq -\beta |s|^{\frac{3}{2}} (\frac{1}{2} \alpha - D) - \alpha^2 |s| |\dot{s}| + \frac{3}{2} \beta |s|^{\frac{1}{2}} \dot{s}^2 + 2\alpha |s| |\dot{s}| D + (D - \frac{1}{2} \alpha) \dot{s}^3$$

上式右边写成:

$$-\beta |s|^{\frac{3}{2}} (\frac{1}{2} \alpha - D) - |s| S^{*T} B S^* = -\beta |s|^{\frac{3}{2}} (\frac{1}{2} \alpha - D) - |s| V_0^*$$

$$\text{式中: } S^* = \begin{bmatrix} |s|^{\frac{1}{2}} & |\dot{s}| \end{bmatrix}^T, \quad B = \begin{bmatrix} \alpha(\alpha - 2D) & -\frac{3}{4} \beta \\ \frac{3}{4} \beta & \frac{\alpha}{2} - D \end{bmatrix};$$

若上式满足 $\alpha > 2D$, $0 < \beta < \frac{2\sqrt{2\alpha}}{3}(\frac{\alpha}{2} - D)$, 则有:

$$\dot{V}_0(s, \dot{s}) \leq -\beta|s|^{\frac{3}{2}}(\frac{1}{2}\alpha - D) - |s|V_0^* \leq 0;$$

又:

$$\begin{aligned} \dot{V}(s, \dot{s}, \alpha) &= V_0(s, \dot{s}) + \frac{1}{I_z \theta} (\alpha - \alpha^*) \dot{\alpha} \\ &\leq -\beta|s|^{\frac{3}{2}}(\frac{1}{2}\alpha - D) - |s|V_0^*(s, \dot{s}) - \frac{\omega}{\sqrt{2\theta}} |\alpha - \alpha^*| \\ &\quad + \frac{\omega}{\sqrt{2\theta}} |\alpha - \alpha^*| + \frac{1}{\theta} (\alpha - \alpha^*) \dot{\alpha} \end{aligned}$$

利用不等式 $(a^2 + b^2)^{\frac{1}{2}} \leq |a| + |b|$, 得:

$$\dot{V}(s, \dot{s}, \alpha) \leq -\beta|s|^{\frac{3}{2}}(\frac{1}{2}\alpha - D) - \eta V_0^*(s, \dot{s}) + \frac{\omega}{\sqrt{2\theta}} |\alpha - \alpha^*| + \frac{1}{\theta} (\alpha - \alpha^*) \dot{\alpha}$$

式中: $\eta = \min(|s|, \omega)$;

采用自适应律的控制增益 α 是有界的, 这是因为, 当 $e^{k(s^2 + \dot{s}^2)} > \mu$, $0 \leq t \leq t_c$ 时, 有:

$$\alpha = \alpha(0) + \omega \sqrt{\frac{\theta}{2}} \bullet t_c$$

式中: t_c 为有限收敛时间, 故控制增益 α 是有界的; 而当 $e^{k(s^2 + \dot{s}^2)} < \mu$ 时, 增益 α 递减, 直到

$e^{k(s^2 + \dot{s}^2)} > \mu$ 重新满足;

由以上有界性分析可知, 必存在一正数 α^* , 使得 $\alpha - \alpha^* < 0$ 恒成立, 因此有:

$$\begin{aligned} \dot{V}(s, \dot{s}, \alpha) &\leq -\beta|s|^{\frac{3}{2}}(\frac{1}{2}\alpha - D) - \eta V_0^*(s, \dot{s}) + (\frac{\omega}{\sqrt{2\theta}} - \frac{1}{\theta} \dot{\alpha}) |\alpha - \alpha^*| \\ &= -\beta|s|^{\frac{3}{2}}(\frac{1}{2}\alpha - D) - \eta V_0^*(s, \dot{s}) \\ &\leq 0 \end{aligned}$$

故系统目标函数可在有限时间内收敛到零点附近; 因此, 当满足:

$$\begin{cases} \alpha > 2D \\ 0 < \beta < \min(\frac{2\sqrt{2\alpha}}{3}(\frac{\alpha}{2} - D), 2\alpha^{\frac{3}{2}}) \end{cases}$$

所设计的控制器是稳定的;

所述S1建立的3自由度非线性整车模型为:

$$\begin{cases} \dot{\gamma} = \frac{a^2 k_1 + b^2 k_2}{I_z v_x} \gamma + \frac{a k_1 - b k_2}{I_z} \beta - \frac{a k_1}{I_z} \delta \\ \dot{\beta} = \left(\frac{a k_1 - b k_2}{m v_x^2} - 1 \right) \gamma + \frac{k_1 + k_2}{m v_x} \beta - \frac{k_1}{m v_x} \delta \\ \dot{v}_x = \gamma \beta v_x + a_x \end{cases}$$

式中： γ 为理想横摆角速度，rad/s； β 为理想质心侧偏角，rad； v_x 为理想纵向车速，m/s； m 为整车质量，kg； a 、 b 分别表示前、后轴距，m； k_1 、 k_2 分别为前后轴等效侧偏刚度； δ ($\delta = \delta_{sw}/i$ ， δ_{sw} 为方向盘转角， i 为转向系统传动比)为前轮转角，rad； a_x 量测纵向加速度。

一种基于ATSM的分布式驱动电动汽车横向稳定性控制方法

技术领域

[0001] 本发明属于电动汽车控制技术领域,具体涉及一种基于ATSM的分布式驱动电动汽车横向稳定性控制方法。

背景技术

[0002] 纯电动汽车技术是《中国制造2025》中提出要优先发展的主题之一,随着电动汽车技术的发展,纯电动汽车的动力传动形式日趋多样性,轮毂电机分布式驱动就是其中一种新型的驱动方式。轮毂电机同时信息单元及执行单元,轮毂电机转矩/转速信息可精确获取,转矩精确可控。因此分布式驱动电动汽车相对于传统汽车在主动安全方面具有显著的控制优势,研究分布式驱动架构下电动汽车的横向稳定性控制方法很有必要。

[0003] 国家专利201610137131.3通过利用一阶滑模控制算法跟踪理想横摆角速度,从而获得调整横摆力矩,以饱和函数代替符号函数输出调整横摆力矩,在一定程度上可抑制一阶滑模控制的抖振。但是在极限突变工况下,难以有效抑制一阶滑模控制固有的抖振,控制性能将大幅度下降,无法保证车辆的横向稳定性;国家专利201610622367.6提出在实时不同的工况下,通过查表的方式选取相应的一阶滑模控制增益,在一定程度上提高了控制系统的鲁棒性并抑制控制系统的抖振。但是由于其保留了符号函数形式的输出,无法保证全工况下的抖振抑制;国家专利201610532348.4通过设计模型规则计算出调整横摆力矩,最后通过后轮转矩分配实时横摆力矩控制。但是该方法没有充分利用四轮分布式驱动的优势,当后轮转矩输出饱和时,就无法保证车辆横向稳定性。

发明内容

[0004] 为解决上述问题,本发明提供一种基于ATSM的分布式驱动电动汽车横向稳定性控制方法,实现分布式驱动电动汽车横向稳定性的精确控制,提高车辆横向稳定性。

[0005] 本发明提供一种基于ATSM的分布式驱动电动汽车横向稳定性控制方法,包括以下步骤:

[0006] S1,建立3自由度非线性整车模型作为参考模型;

[0007] S2,在分布式驱动电动汽车横向稳定性分层式控制系统的框架下,基于TSM控制算法设计控制系统的上层控制器;

[0008] S3,设计所述步骤S2中TSM控制增益的自适应律。

[0009] S4,构造Lyapunov函数,对所设计控制方法进行稳定性分析。

[0010] 进一步,所述S2的具体过程为:

[0011] S2.1,建立分布式驱动电动汽车横摆动力学方程,即:

$$[0012] \quad I_z \dot{\gamma} = M_z + \frac{B}{2}(F_{yfl} - F_{yfr}) \sin \delta + a(F_{yfl} + F_{yfr}) \cos \delta - b(F_{yrl} + F_{yrr}) + d$$

[0013] 式中: M_z 为直接横摆力矩(控制力矩), $N \cdot m$; I_z 为车辆横摆惯量, $kg \cdot m^2$; F 表示轮胎力, N ,由dugoff轮胎模型给出,下标x、y分别表示轮胎纵向及横向;fl、fr、rl、rr分别表示左

前轮、右前轮、左后轮及右后轮； a 、 b 分别表示前、后轴轴距， m ； δ ($\delta = \delta_{sw}/i$, δ_{sw} 为方向盘转角， i 为转向系统传动比)为前轮转角， rad ； B 为前、后轮轮距， m ； d 为模型不确定性及干扰造成的集总扰动， $N \cdot m$ 。

[0014] 其中： $|d| < D$, D 为正常数。

[0015] S2.2, 基于所述S2.1, 采用TSM控制算法设计控制系统上层控制器：

[0016] 定义滑模变量：

$$[0017] \quad s = \gamma - \gamma_d + \frac{1}{2}(\beta - \beta_d)$$

[0018] 上层控制器输出为：

$$[0019] \quad u = u_1 + u_2$$

[0020] 其中：

$$[0021] \quad \begin{cases} u_1 = -\alpha[\operatorname{sgn}(s) + \frac{1}{2}\operatorname{sgn}(\dot{s})] \\ u_2 = -\left(\frac{B}{2}(F_{yfl} - F_{yfr})\sin\delta + a(F_{yfl} + F_{yfr})\cos\delta - b(F_{yrl} + F_{yrr}) + I_z[c(\beta - \beta_d) - \dot{\gamma}_d]\right) \end{cases}$$

[0022] 式中： γ 、 γ_d 分别为横摆角速度实际值及基于3自由度非线性整车参考模型的理想值， rad/s ； β 、 β_d 分别为质心侧偏角实际值及基于3自由度非线性整车参考模型的理想值， rad ； α 为螺旋滑模控制增益； u_1 为建模补偿前馈输出， u_2 为ATSM控制输出。

[0023] 更进一步，所述S3的具体过程为：

[0024] 螺旋滑模控制增益自适应律设计如下：

$$[0025] \quad \begin{cases} \dot{\alpha} = \omega \sqrt{\frac{\theta}{2}} \operatorname{sgn}[E(s, \dot{s}) - \mu]; & \alpha > \alpha_t \\ \lambda; & \alpha \leq \alpha_t \end{cases}$$

[0026] 式中： $E(y_1, y_2) = e^{k(s^2 + \dot{s}^2)}$, k 、 ω 、 θ 、 μ 、 λ 及 α_t 均为正常数。

[0027] 最后，所述S4的具体过程为：

[0028] 构造Lyapunov函数如下：

$$[0029] \quad V(s, \dot{s}, \alpha) = V_0(s, \dot{s}) + \frac{1}{2\theta}(\alpha - \alpha^*)^2$$

[0030] 其中：

$$[0031] \quad V_0(s, \dot{s}) = \alpha^2 s^2 + \beta |s|^{\frac{3}{2}} \operatorname{sgn}(s) \dot{s} + \alpha |s|^{\frac{1}{2}} \dot{s}^2 + \frac{1}{4} \dot{s}^4$$

[0032] 式中： β 、 α^* 均为正常数。

[0033] 本发明的有益效果为：

[0034] 本发明采用二阶滑模变结构算法中的螺旋滑模控制算法，控制器输出的是符号函数的积分值，可有效的抑制传统滑模控制算法中的抖振。同时通过对螺旋滑模控制增益进行自适应设计，当车辆出现较大横向偏差时，可迅速施加直接横摆力矩控制，纠正行驶姿态；当车辆出现较小横向偏差时，则施加较小直接横摆力矩控制，改善车辆操纵稳定性。综上，本发明可有效提高分布式驱动电动汽车横向稳定性控制精度，抑制控制系统抖振。

附图说明

- [0035] 图1是3自由度非线性整车参考模型；
 [0036] 图2是分层式分布式驱动电动汽车横向稳定性控制系统示意图。
 [0037] 图3是基于ATSM的分布式驱动电动汽车横向稳定性控制流程图；

具体实施方式

[0038] 下面结合附图,对基于ATSM的分布式驱动电动汽车横向稳定性控制方法作进一步的说明。

[0039] 基于ATSM的分布式驱动电动汽车横向稳定性控制方法,包括步骤:

[0040] S1,建立3自由度非线性整车模型作为理想参考模型,如图1所示,具体如下:

$$[0041] \begin{cases} \dot{\gamma} = \frac{a^2 k_1 + b^2 k_2}{I_z v_x} \gamma + \frac{a k_1 - b k_2}{I_z} \beta - \frac{a k_1}{I_z} \delta \\ \dot{\beta} = \left(\frac{a k_1 - b k_2}{m v_x^2} - 1 \right) \gamma + \frac{k_1 + k_2}{m v_x} \beta - \frac{k_1}{m v_x} \delta \\ \dot{v}_x = \gamma \beta v_x + a_x \end{cases} \quad (1)$$

[0042] 式中: γ 为理想横摆角速度,rad/s; β 理想质心侧偏角,rad; v_x 为理想纵向车速,m/s; m 为整车质量,kg; a 、 b 分别表示前、后轴轴距,m; k_1 、 k_2 分别为前后轴等效侧偏刚度; δ ($\delta = \delta_{sw}/i$, δ_{sw} 为方向盘转角, i 为转向系统传动比)为前轮转角,rad; a_x 量测纵向加速度。

[0043] S2,在分布式驱动电动汽车横向稳定性分层控制系统的框架下,基于TSM控制算法设计控制系统的上层控制器,如图2所示;

[0044] S2.1,建立分布式驱动电动汽车横摆动力学方程,即:

$$[0045] I_z \dot{\gamma} = M_z + \frac{B}{2} (F_{yfl} - F_{yfr}) \sin \delta + a (F_{yfl} + F_{yfr}) \cos \delta - b (F_{yrl} + F_{yrr}) + d \quad (2)$$

[0046] 式中: M_z 为直接横摆力矩(控制力矩),N·m; I_z 为车辆横摆惯量,kg·m²; F 表示轮胎力,N,由dugoff轮胎模型给出,下标 x 、 y 分别表示轮胎纵向及横向; $f1$ 、 fr 、 $r1$ 、 rr 分别表示左前轮、右前轮、左后轮及右后轮; a 、 b 分别表示前、后轴轴距,m; B 为前、后轮轮距,m; d 为模型不确定性及干扰造成的集总扰动,N·m。

[0047] S2.2,基于所述S2.1,,采用TSM控制算法设计控制系统上层控制器:

[0048] 定义滑模变量:

$$[0049] s = \gamma - \gamma_d + \frac{1}{2} (\beta - \beta_d) \quad (3)$$

[0050] 分别对滑模变量求一阶导及二阶导,并把式(1)代入,得:

$$[0051] \begin{aligned} \dot{s} = & \frac{1}{I_z} \left\{ M_z + \frac{B}{2} (F_{yfl} - F_{yfr}) \sin \delta + a (F_{yfl} + F_{yfr}) \cos \delta \right. \\ & \left. - b (F_{yrl} + F_{yrr}) + I_z [c(\dot{\beta} - \dot{\beta}_d) - \dot{\gamma}_d] + d \right\} \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned}
\ddot{s} = & \frac{1}{I_z} [\dot{M}_z + \frac{B}{2} (\dot{F}_{yfl} - \dot{F}_{yfr}) \sin \delta + \frac{B}{2} (\dot{F}_{yfl} - \dot{F}_{yfr}) \cos \delta \bullet \dot{\delta} \\
[0052] \quad & + a(\dot{F}_{yfl} + \dot{F}_{yfr}) \cos \delta - a(\dot{F}_{yfl} + \dot{F}_{yfr}) \sin \delta \bullet \dot{\delta} \\
& - b(\dot{F}_{yrl} + \dot{F}_{yrr}) + I_z [c(\ddot{\beta} - \ddot{\beta}_d) - \ddot{\gamma}_d] + \dot{d}] \quad (5)
\end{aligned}$$

[0053] 其中： $|d| < D$, D 为正常数。

[0054] 上层控制器输出为：

$$[0055] \quad M_z = u = u_1 + u_2 \quad (6)$$

[0056] 其中：

$$\begin{cases}
u_1 = -\alpha [\text{sgn}(s) + \frac{1}{2} \text{sgn}(\dot{s})] \\
[0057] \quad \begin{cases}
u_2 = -(\frac{B}{2} (\dot{F}_{yfl} - \dot{F}_{yfr}) \sin \delta + a(\dot{F}_{yfl} + \dot{F}_{yfr}) \cos \delta \\
- b(\dot{F}_{yrl} + \dot{F}_{yrr}) + I_z [c(\dot{\beta} - \dot{\beta}_d) - \dot{\gamma}_d])
\end{cases} \quad (7)
\end{cases}$$

[0058] 式中： γ 、 γ_d 分别为横向角速度实际值及基于3自由度非线性整车参考模型的理想值，rad/s； β 、 β_d 分别为质心侧偏角实际值及基于3自由度非线性整车参考模型的理想值，rad； α 为螺旋滑模控制增益； u_1 为建模补偿前馈输出， u_2 为ATSM控制输出。

[0059] S3,设计所述步骤S2中TSM控制增益的自适应律,如图3所示,具体如下：

[0060] 为使滑模变量及其导数在有限时间内收敛到0,需要对控制增益进行自适应控制。为此,本发明提出以下控制增益自适应律：

$$[0061] \quad \begin{cases}
\dot{\alpha} = \omega \sqrt{\frac{\theta}{2}} \text{sgn}[E(s, \dot{s}) - \mu]; & \alpha > \alpha_t \\
\lambda; & \alpha \leq \alpha_t
\end{cases} \quad (8)$$

[0062] 稳定性条件：

$$[0063] \quad \begin{cases}
\alpha > 2D \\
0 < \beta < \min(\frac{2\sqrt{2}\alpha}{3} (\frac{\alpha}{2} - D), 2\alpha^{\frac{3}{2}})
\end{cases} \quad (9)$$

[0064] 式中： $E(y_1, y_2) = e^{k(y_1^2 + y_2^2)}$, k 、 ω 、 θ 、 μ 、 λ 及 α_t 均为正常数。

[0065] S4,构造Lyapunov函数,对所设计控制方法进行稳定性分析。

[0066] 构造Lyapunov函数如下：

$$[0067] \quad V(s, \dot{s}, \alpha) = V_0(s, \dot{s}) + \frac{1}{2\theta} (\alpha - \alpha^*)^2 \quad (10)$$

[0068] 其中：

$$[0069] \quad V_0(s, \dot{s}) = \alpha^2 s^2 + \beta |s|^{\frac{3}{2}} \text{sgn}(s) \dot{s} + \alpha |s|^2 + \frac{1}{4} \dot{s}^4 \quad (11)$$

[0070] 式中： β 、 α^* 均为正常数。

[0071] 首先进行稳定性分析,即证明 $V_0(s, \dot{s})$ 在有限时间内收敛：

[0072] $V_0(s, \dot{s}) = sS^T AS + \frac{1}{4}s^4$ (12)

[0073] 式中: $S = \begin{bmatrix} |s|^{\frac{1}{2}} \operatorname{sgn}(s) & s \end{bmatrix}^T$, $A = \begin{bmatrix} \alpha^2 & \frac{\beta}{2} \\ \frac{\beta}{2} & \alpha \end{bmatrix}$ 。

[0074] 当满足 $0 < \beta < 2\alpha^{3/2}$, 有 $V_0(s, \dot{s}) \geq 0$ 。

[0075] 对 $V_0(s, \dot{s})$ 求导得:

[0076]
$$\begin{aligned} \dot{V}_0(s, \dot{s}) &= 2\alpha^2 s \dot{s} + \beta |s|^{\frac{3}{2}} \operatorname{sgn}(s) \dot{s} + \frac{3}{2} \beta |s|^{\frac{1}{2}} \dot{s}^2 + 2\alpha |s| \dot{s} s + s^3 \dot{s} \\ &= 2\alpha^2 s \dot{s} + \frac{3}{2} \beta |s|^{\frac{1}{2}} \dot{s}^2 + \beta |s|^{\frac{3}{2}} \operatorname{sgn}(s) [d^* - \alpha(\operatorname{sgn}(s) + \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(\dot{s}))] \\ &\quad + 2\alpha |s| \dot{s} [d^* - \alpha(\operatorname{sgn}(s) + \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(\dot{s}))] + s^3 [d^* - \alpha(\operatorname{sgn}(s) + \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(\dot{s}))] \end{aligned}$$
 (13)

[0077] 简化 $V_0(s, \dot{s})$ 得:

[0078]
$$\begin{aligned} \dot{V}_0(s, \dot{s}) &= -\alpha^2 |s| |\dot{s}| + \beta |s|^{\frac{3}{2}} \operatorname{sgn}(s) [d^* - \alpha(\operatorname{sgn}(s) + \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(\dot{s}))] \\ &\quad + \frac{3}{2} \beta |s|^{\frac{1}{2}} \dot{s}^2 + 2\alpha |s| \dot{s} d^* + s^3 [d^* - \alpha(\operatorname{sgn}(s) + \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(\dot{s}))] \end{aligned}$$
 (14)

[0079] 又:

[0080] $\dot{V}_0(s, \dot{s}) \leq -\beta |s|^{\frac{3}{2}} (\frac{1}{2}\alpha - D) - \alpha^2 |s| |\dot{s}| + \frac{3}{2} \beta |s|^{\frac{1}{2}} \dot{s}^2 + 2\alpha |s| |\dot{s}| D + (D - \frac{1}{2}\alpha) s^3$ (15)

[0081] 上式右边写成:

[0082] $-\beta |s|^{\frac{3}{2}} (\frac{1}{2}\alpha - D) - |s| S^{*T} B S^* = -\beta |s|^{\frac{3}{2}} (\frac{1}{2}\alpha - D) - |s| V_0^*$ (16)

[0083] 式中: $S^* = \begin{bmatrix} |s|^{\frac{1}{2}} & |s| \end{bmatrix}^T$, $B = \begin{bmatrix} \alpha(\alpha - 2D) & -\frac{3}{4}\beta \\ \frac{3}{4}\beta & \frac{\alpha}{2} - D \end{bmatrix}$ 。

[0084] 若上式满足 $\alpha > 2D$, $0 < \beta < \frac{2\sqrt{2\alpha}}{3} (\frac{\alpha}{2} - D)$, 则有:

[0085] $\dot{V}_0(s, \dot{s}) \leq -\beta |s|^{\frac{3}{2}} (\frac{1}{2}\alpha - D) - |s| V_0^* \leq 0$ 。

[0086] 又:

$$\begin{aligned}
 \dot{V}(s, \dot{s}, \alpha, \dot{\alpha}) &= V_0(s, \dot{s}) + \frac{1}{I_z \theta} (\alpha - \alpha^*) \dot{\alpha} \\
 [0087] \quad &\leq -\beta |s|^{\frac{3}{2}} \left(\frac{1}{2} \alpha - D \right) - |s| V_0^*(s, \dot{s}) - \frac{\omega}{\sqrt{2\theta}} |\alpha - \alpha^*| \\
 &\quad + \frac{\omega}{\sqrt{2\theta}} |\alpha - \alpha^*| + \frac{1}{\theta} (\alpha - \alpha^*) \dot{\alpha} \quad (17)
 \end{aligned}$$

[0088] 利用不等式 $(a^2 + b^2)^{\frac{1}{2}} \leq |a| + |b|$, 得:

$$[0089] \quad \dot{V}(s, \dot{s}, \alpha, \dot{\alpha}) \leq -\beta |s|^{\frac{3}{2}} \left(\frac{1}{2} \alpha - D \right) - \eta V_0^*(s, \dot{s}) + \frac{\omega}{\sqrt{2\theta}} |\alpha - \alpha^*| + \frac{1}{\theta} (\alpha - \alpha^*) \dot{\alpha} \quad (18)$$

[0090] 式中: $\eta = \min(|s|, \omega)$ 。

[0091] 采用自适应律的控制增益 α 是有界的, 这是因为, 当 $e^{k(s^2 + \dot{s}^2)} > \mu$, $0 \leq t \leq t_c$ 时, 有:

$$[0092] \quad \alpha = \alpha(0) + \omega \sqrt{\frac{\theta}{2}} \cdot t_c \quad (19)$$

[0093] 式中: t_c 为有限收敛时间, 故控制增益 α 是有界的; 而当 $e^{k(s^2 + \dot{s}^2)} < \mu$ 时, 增益 α 递减, 直到 $e^{k(s^2 + \dot{s}^2)} > \mu$ 重新满足。

[0094] 由以上有界性分析可知, 必存在一正数 α^* , 使得 $\alpha - \alpha^* < 0$ 恒成立, 因此有:

$$\begin{aligned}
 \dot{V}(s, \dot{s}, \alpha, \dot{\alpha}) &\leq -\beta |s|^{\frac{3}{2}} \left(\frac{1}{2} \alpha - D \right) - \eta V_0^*(s, \dot{s}) + \left(-\frac{\omega}{\sqrt{2\theta}} - \frac{1}{\theta} \alpha \right) |\alpha - \alpha^*| \\
 [0095] \quad &= -\beta |s|^{\frac{3}{2}} \left(\frac{1}{2} \alpha - D \right) - \eta V_0^*(s, \dot{s}) \\
 &\leq 0
 \end{aligned}$$

[0096] 故系统目标函数可在有限时间内收敛到零点附近。综上, 当满足:

$$[0097] \quad \begin{cases} \alpha > 2D \\ 0 < \beta < \min\left(\frac{2\sqrt{2}\alpha}{3} \left(\frac{\alpha}{2} - D\right), 2\alpha^{\frac{3}{2}}\right) \end{cases}$$

[0098] 所设计的控制器是稳定的。

[0099] 上文所列出一系列的详细说明仅仅是针对本发明的可行性实施方式的具体说明, 它们并非用以限制本发明的保护范围, 凡未脱离本发明技艺精神所作的等效实施方式或变更均应包含在本发明的保护范围之内。

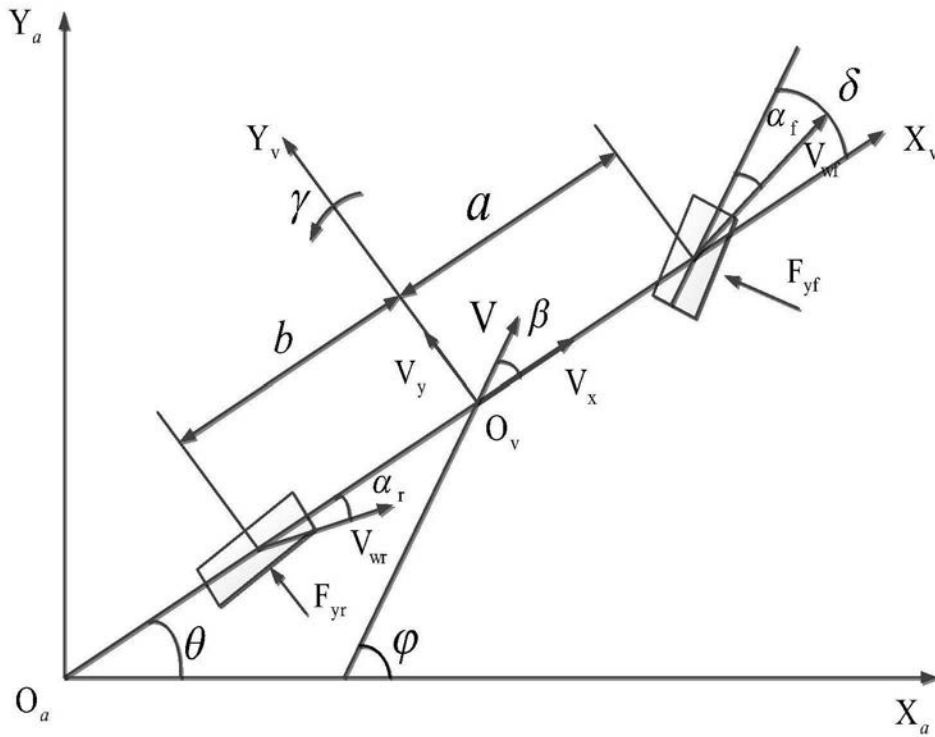


图1

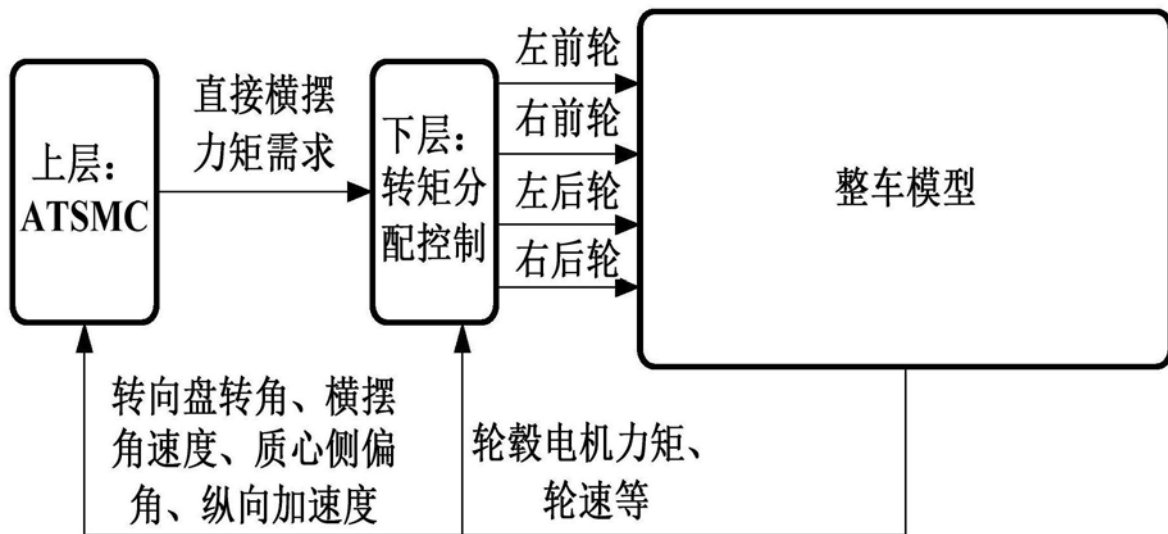


图2

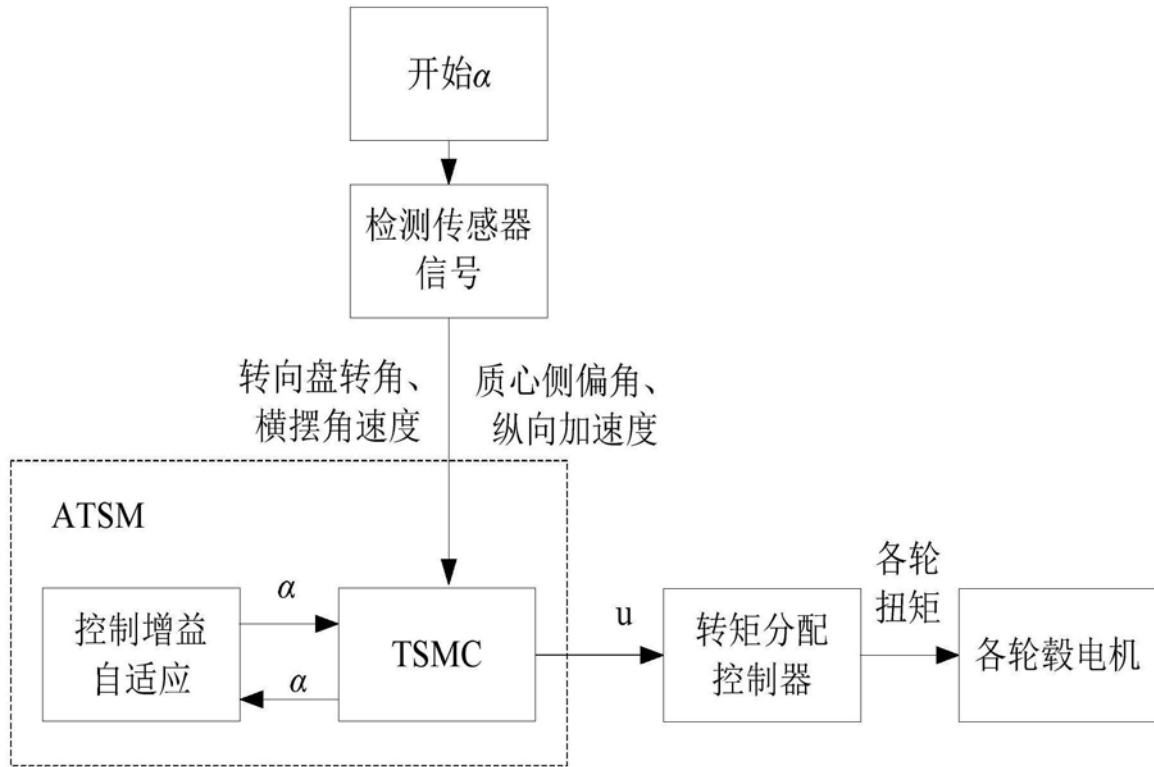


图3