

电机驱动驻车系统的非线性自抗扰控制

姚芳¹, 姜帆¹, 吴正斌^{2†}, 李贵强³, 武利强⁴

(1. 河北工业大学 省部共建电工装备可靠性与智能化国家重点实验室, 天津 300132; 2. 天津中科先进技术研究院有限公司, 天津 300392;
3. 中国科学院大学 深圳先进技术研究院, 广东 深圳 518055; 4. 北京科瑞远腾测控技术有限公司, 北京 100191)

摘要: 电机是电动汽车的动力源, 能快速启动, 并通过矢量控制技术精确控制输出转矩. 本文针对电动汽车电子驻车系统制动问题, 提出了一种采用自抗扰控制技术驱动电机实现驻车制动的有效方法. 为此分析了车辆在坡道上的纵向运动学模型, 结合电机数学模型和整车模型, 设计了电动汽车电子驻车非线性自抗扰控制器, 并搭建了闭环仿真模型. 仿真结果表明, 自抗扰控制系统响应性能明显优于PID控制, 最后通过实验, 验证所设计的控制方案对驻车过程内外扰动具有较强的鲁棒性, 能够实现驻车过程快速有效制动.

关键词: 电动汽车; 电子驻车; 自抗扰控制; 永磁同步电机

引用格式: 姚芳, 姜帆, 吴正斌, 等. 电机驱动驻车系统的非线性自抗扰控制. 控制理论与应用, 2020, 37(7): 1569 – 1577

DOI: 10.7641/CTA.2020.90249

Nonlinear active disturbance rejection control of motor driven parking system

YAO Fang¹, JIANG Fan¹, WU Zheng-bin^{2†}, LI Gui-qiang³, WU Li-qiang⁴

(1. State Key Laboratory of Reliability and Intelligence of Electrical Equipment, Hebei University of Technology, Tianjin 300132, China;
2. Tianjin Chinese-Academy-of-Sciences Institute of Advanced Technology Ltd., Tianjin 300392, China;
3. Shenzhen Institutes of Advanced Technology, University of Chinese Academy of Sciences, Shenzhen Guangdong 518055, China;
4. Beijing Cretek Measurement & Control Ltd., Beijing 100191, China)

Abstract: The motor is the power source of the electric vehicle, which can start quickly and control the output torque accurately by vector control technology. Aiming at the braking problem of the electric parking system of electric vehicles, This paper proposes an active disturbance rejection control technology to drive the motor to achieve parking. To this end, the longitudinal kinematics model of the vehicle on the slope is analyzed, combined with the mathematical model of the motor and the vehicle model, the nonlinear auto-disturbance controller of the electric vehicle electronic parking is designed, and the closed-loop simulation model is built. The simulation results show that the response performance of the active disturbance rejection control system is obviously better than that of PID control. Finally, through experiments, it is verified that the designed control scheme has a good response to the internal and external disturbances in the parking process, and can realize rapid and effective braking during parking.

Key words: electric car; electronic parking brake; active disturbance rejection control; permanent magnet synchronous motor

Citation: YAO Fang, JIANG Fan, WU Zhengbin, et al. Nonlinear active disturbance rejection control of motor driven parking system. *Control Theory & Applications*, 2020, 37(7): 1569 – 1577

1 引言

电子驻车是一种由电子控制方式实现停车制动的技术, 是一种主动安全的刹车模式, 美国TRW公司在原电子驻车制动系统(electrical park brake, EPB)基础上于2011年推出了改进型的EPBi, 将控制部分与整车控制单元集成, 驻车时根据接收到的各传感器信息,

通过开关及控制器局域网总线数据(controller area network, CAN)总线数据控制电机, 并经过传动系统作用于制动活塞, 产生所需的制动力^[1]; Bosch公司于2010年量产一种将电机驱动与制动卡钳相结合的自动驻车制动系统(automatic parking brake-Maley brake, APB-M)系统, 该系统用一根电缆交互数据, 控制两

收稿日期: 2019-04-15; 录用日期: 2020-01-13.

†通信作者. E-mail: zb.wu@siat.ac.cn; Tel.: +86 15122513103.

本文责任编辑: 夏元清.

天津市科委项目(16JCYBJC42200, 16YFZCGX00220)资助.

Supported by the Project of Tianjin Science and Technology Commission (16JCYBJC42200, 16YFZCGX00220).

个后轴制动卡钳上的电机,实现驻车制动^[2];国内电子驻车制动的研究也越来越受到关注.文献[3]中,讨论了EPB系统实现汽车坡道起步自动控制的可行性,提出基于角度传感器的坡道阻力计算方法,设计了坡道起步过程中驱动力与驻车制动力的协调控制策略.文献[4]中,采用比例积分微分控制(proportional integral derivative, PID)方法解决坡道起步过程中的驻车制动力释放滞后问题.文献[5]中,建立坡道起步的受力模型,分析气压式EPB工作原理,采用Bang-Bang控制策略实现坡道起步的气压控制目标.文献[6]中,建立了坡道起步的EPB气压控制模型,提出用逻辑门限实现目标控制策略.从坡道驻车的相关研究成果可见,坡道驻车需依靠控制制动系统来实现.坡道和车辆载荷的变化引起未知坡道阻力的变化,给EPB制动力的精确调节带来很大困难.

为解决上述问题,本文提出使用驱动电机实现电动汽车驻车制动.磁场定向控制技术不断发展,能够实现电机转矩的快速精准控制,保证输出转矩与车辆行驶阻力矩的匹配,采用控制驱动电机实现电子驻车成为可能,但驱动电机实现电动汽车驻车制动,不仅需考虑驱动电机的高阶、强耦合特性,还需考虑整车质量、坡度等条件参数的不确定性.电机控制采用滑膜控制、模糊控制、神经网络及自适应控制算法,提高系统的动态性能和稳态精度^[7],但无法解决响应快速性和超调性间的矛盾,难以应对未知扰动.

自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC)是一种无需建立精确电机模型的新型控制算法,它继承了PID控制的优点,改进了其快速超调的缺点,有强抗扰性和鲁棒性^[8].本文考虑坡道驻车过程中负载扰动和电机内部参数的动态变化,结合电机数学模型和车辆坡道纵向运动学模型,设计了电动汽车电子驻车过程永磁同步电机的自抗扰控制方案,搭建了电子驻车自抗扰电机控制器.相比PID控制,自抗扰控制可解决响应快速性和超调性间的矛盾,减少动态响应时间,并削弱因车辆不稳产生的抖振现象.

2 坡道电子驻车过程的非线性分析

2.1 永磁同步电机模型分析

永磁同步电机(permanent-magnet synchronous motor, PMSM)为高阶、非线性、强耦合的复杂系统,磁场定向控制通过Clark和Park变换对其进行解耦,将三相静止坐标系下电流 i_a, i_b, i_c 变换成两相旋转坐标系下电流 i_d, i_q ,简化了计算过程.以A轴为参考轴, PMSM等效物理模型如图1所示.

电子驻车过程持续时间短,对电机运行效率无要求,但对响应速度要求高,故采用最简单的 $i_d = 0$ 控制策略,则定子电流矢量始终存在于 q 轴, d 轴无分量. PMSM电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{3}{2} p_n i_q \lambda_m, \quad (1)$$

其中: p_n 为电机极对数; i_q 为定子电流 q 轴分量; λ_m 代表永磁体磁链.

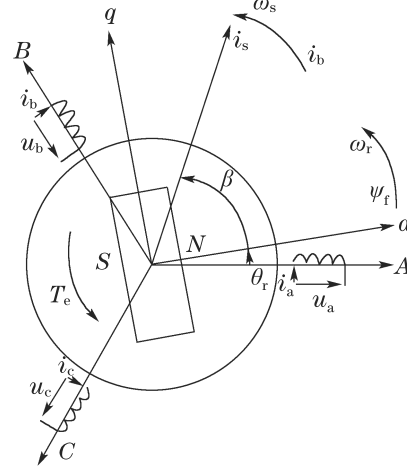


图1 PMSM等效物理模型

Fig. 1 Equivalent physical model of PMSM

PMSM运动方程为

$$T_e = \frac{J}{p_n} \dot{w}_r + \frac{B}{p_n} w_r + T_L, \quad (2)$$

其中: T_L 为负载转矩, J 为电机转动惯量, B 为阻尼系数, w_r 为电角转速.

由式(1)-(2)可得

$$\begin{cases} \dot{\theta}_r = w_r, \\ \dot{w}_r = \frac{3p_n \lambda_m}{2J} i_q - \frac{B}{J} w_r - \frac{p_n T_L}{J}. \end{cases} \quad (3)$$

式(3)为以交轴电流 i_q 为输入、电角度 θ_r 为输出的二阶系统(位置环),电角转速 w_r 受到负载转矩 T_L 、转动惯量 J 、定子电流 i_q 等因素共同作用,要提高系统的响应性能,就需克服控制对象非线性因素及不确定扰动因素的影响.

2.2 坡道电子驻车过程动力学分析

设车辆沿斜坡方向为 x 轴,垂直斜坡方向为 y 轴, z 轴垂直于 x, y 轴向外,车辆静止时绕 z 轴转动角度为 θ .电动汽车坡道受力情况如图2所示.

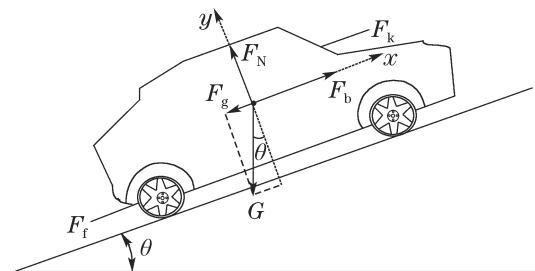


图2 电动汽车坡道驻车受力分析

Fig. 2 Force analysis of electric vehicle when parking on slope

图2中: θ 为道路坡道角($^\circ$); G 为车辆等效总重力, 由车辆质量 m_v 和车辆未知负载质量 m_e 引起, 为

$$G = (m_v + m_e)g,$$

g 为重力加速度(9.81 m/s^2); F_N 为坡道对车辆的支持力, 等于车辆等效总重力 G 在 y 轴分力 $G \cos \theta$; F_g 为坡道阻力, 即车辆等效总重力 G 沿 x 轴分力 $G \sin \theta$; F_f 为滚动阻力, 等于滚动阻力系数 A_d 与 F_N 之积; F_k 为空气阻力, 为

$$F_k = 0.5\rho_{\text{air}}AC_d v^2,$$

其中: ρ_{air} 为空气密度(kg/m^3), A 为车辆的迎风面积(m^2), C_d 为空气阻力系数. 坡道阻力 F_g 驱动下车辆溜坡, 同时产生加速阻力 F_a , $F_a = F_g - F_f - F_k$, 若不采取制动措施车辆会出现极其危险的加速溜坡现象^[9-10]. 传统车辆依靠制动卡钳摩擦力抵消车辆坡道阻力实现驻车功能, 本文采用电机驱动驻车方式, 通过调整电流 i_q 间接调整电机输出电磁转矩 T_e 和制动力 F_b , 制动力 F_b 与坡道阻力反向, 实现车在坡道制动功能.

2.2.1 制动过程动力学分析

为抑制溜坡、控制后溜距离 s 最小, 需施加与坡道阻力反向的车辆制动力 F_b , 动态补偿下滑加速阻力 F_a , 满足

$$F_a = (F_g - F_f - F_k) - F_b. \quad (4)$$

制动过程中 F_b 应大于 $F_g - F_f - F_k$, 使下滑加速阻力 F_a 为负值, 直至车辆速度 v 稳定为0^[11]. 制动过程车辆动力学方程为

$$F_a = \frac{\delta G}{g} \ddot{s}, \quad (5)$$

$$\dot{s} = 0.377 \frac{rn}{i_g i_0}, \quad (6)$$

其中: δ 为旋转整车质量换算系数; r 为车轮半径; i_g 为变速器传动比; i_0 为主减速器传动比; n 为电机转速, 与车辆速度比 $\frac{n}{v}$ 为 $\frac{i_g i_0}{0.377r}$. 由式(4)–(6)可得

$$F_b = G(\sin \theta - A_d \cos \theta) - \frac{0.071\rho_{\text{air}}AC_d r^2}{i_g^2 i_0^2} n^2 - \frac{0.377rG\delta}{i_g i_0 g} \dot{n}, \quad (7)$$

制动力 $F_b(i_q, n)$ 由电机提供, 表达式为

$$F_b(i_q, n) = \frac{T_e i_g i_0 \eta}{r}, \quad (8)$$

其中 η 为传动效率.

由式(5)–(6)可见, 制动过程是溜坡距离 s 的二阶系统; 由式(7)–(8)可见, 制动力 F_b 及电磁转矩 T_e 是转速 n 的非线性函数, 其中含 n^2 的非线性项由空气阻力所致, 一般很小; 由式(7)可见, 道路坡道角 θ 以三角函数形式约束坡道阻力和滚动阻力, 对制动力 F_b 有非线性

影响; 此外, 坡道起伏不平还会引起道路坡道角 θ 变化, 形成外部扰动. 因此, 电子驻车制动过程是有外部扰动干预的溜坡距离 s 的二阶非线性系统.

车辆坡道停稳后, 松开脚刹, 车辆会在坡道阻力 F_g 驱动下产生溜坡现象, 加速阻力 F_a 沿坡道向下; 起初制动力 F_b 快速增大, 克服坡道阻力 F_g 做功, 加速阻力 F_a 沿坡道向上, 车速开始下降; 随后制动力 F_b 缓慢降低, 加速阻力 F_a 逐渐减小为零, 车速稳定回零静止.

电机转速 n 由0开始增大时车辆开始溜坡, 当即刻起动电子驻车控制系统. 转速 n 先增后减, 直至为0. 转速 n 一旦为0, 驾驶员当即刻操控车辆进入机械制动或行车状态.

2.2.2 静止状态动力学分析

车辆驻车稳定后有 $F_b = F_g - F_f - F_k$. 假设: 1) 不计空气阻力 F_k 和滚动阻力 F_f ; 2) 道路坡道角 θ 足够小, 取 $\sin \theta = \theta$. 在此假设下, 制动力 F_b 与道路坡道角 θ 近似呈正比:

$$F_b = (m_v + m_e)g\theta. \quad (9)$$

电子驻车过程中, 电机内部损耗、逆变器等非线性因素为内扰, 道路坡道角 θ 、车辆负载 m_e 等变化为外扰. 当车辆未知负载 m_e 增大或道路坡道角 θ 变大, 通过调整交轴电流目标值 $i_{q\text{ref}}$ 间接调整 T_e 和 F_b , 使电机电角度观测量 θ_r 和电角转速观测量 w_r 经抖动后分别恢复到一稳定最小值和零值状态, 完成静止状态抗扰动控制.

3 坡道电子驻车自抗扰控制器设计

自抗扰控制器由跟踪微分器(tracking differentiator, TD)、扩张状态观测器(extended state observer, ESO)和非线性状态误差反馈控制律(nonlinear states error feed-back, NLSEF)配合反馈控制组成, 可估计影响系统输出的扰动, 并主动进行直接的扰动抑制, 满足驻车系统控制要求. 考虑坡道电子驻车过程的特点, 本文采用位置-电流双闭环控制, 内环采用一阶线性ADRC电流环, 外环采用二阶非线性ADRC位置环^[12].

3.1 位置环二阶非线性自抗扰控制器设计

根据式(3), 以电角度观测量 θ_r 、电角度目标值 θ_{ref} 和交轴电流目标值 $i_{q\text{ref}}$ 为状态量、输入量和输出量, 设计非线性自抗扰控制器(nonlinear active disturbance rejection control, NADRC). 其中: $-\frac{B}{J}\omega_r - \frac{p_n T_L}{J}$ 为综合了外扰和内扰的系统总扰动 N_{eso} , 是有界的; $\frac{3p_n \lambda_m}{2J}$ 为系统控制量增益 b . 根据动力学分析, 坡道电子驻车NADRC的控制目标为电角度观测量 θ_r 尽可能小及电角速度 w_r 为零.

3.1.1 电角度跟踪微分器设计

为减小电角度目标值 θ_{ref} 大幅度变化导致的超调,设计跟踪微分方程:

$$\begin{cases} \tau(k) = f_{\text{han}}(\theta_{\text{ref}} - \theta_{\text{rtd}}(k), \dot{\theta}_{\text{rtd}}(k), r_0, h_0), \\ \theta_{\text{rtd}}(k+1) = \theta_{\text{rtd}}(k) + h\dot{\theta}_{\text{rtd}}(k), \\ \dot{\theta}_{\text{rtd}}(k+1) = \dot{\theta}_{\text{rtd}}(k) + h\tau(k), \end{cases} \quad (10)$$

其中:电角度跟踪值 θ_{rtd} 为TD的输出, τ 为最速综合指数(过度函数), k 为跟踪步序号, h 为积分步长,最速综合函数 $f_{\text{han}}(x_1, x_2, r_0, h_0)$ ^[8]为

$$\begin{cases} y = x_1 + h_0x_2, \\ a_1 = \sqrt{r_0h_0^2(r_0h_0^2 + 8|y|)}, \\ a_2 = h_0x_2 + \frac{\text{sgn } y(a_1 - r_0h_0^2)}{2}, \\ s_y = \frac{\text{sgn}(y + r_0h_0^2) - \text{sgn}(y - r_0h_0^2)}{2}, \\ a = (h_0x_2 + y - a_2)s_y + a_2, \\ s_a = \frac{\text{sgn}(a + r_0h_0^2) - \text{sgn}(a - r_0h_0^2)}{2}, \\ f_{\text{han}} = -r_0\left(\frac{a}{d} - \text{sgn } a\right)s_a - r_0\text{sgn } a, \end{cases} \quad (11)$$

其中: h_0 为滤波因子, r_0 为速度因子.该过程实现了 θ_{rtd} 快速无超调的跟踪电角度目标值 θ_{ref} ,并输出其微分信号 $\dot{\theta}_{\text{rtd}}$.

3.1.2 电角度扩张状态观测器设计

ESO以电角度观测值 θ_r 和交轴电流目标值 $i_{q\text{ref}}$ 的扩张值 $b_0i_{q\text{ref}}$ 为输入,估计系统总扰动 N_{eso} 和ESO的输出 θ_{reso} :

$$\begin{cases} \varepsilon_1(k) = \theta_{\text{reso}}(k) - \theta_{\text{r}}(k), \\ \theta_{\text{reso}}(k+1) = \theta_{\text{reso}}(k) + h(\dot{\theta}_{\text{reso}}(k) - \beta_{01}\varepsilon_1(k)), \\ \dot{\theta}_{\text{reso}}(k+1) = \dot{\theta}_{\text{reso}}(k) + h(N_{\text{eso}}(k) - \beta_{02}\text{fal}(\varepsilon_1(k), 0.5, \delta) + bi_q(k)), \\ N_{\text{eso}}(k+1) = N_{\text{eso}}(k) - h\beta_{03}\text{fal}(\varepsilon_1(k), 0.25, \delta), \end{cases} \quad (12)$$

其中: ε_1 为误差信号; θ_{reso} 为ESO输出跟踪值; N_{eso} 为估计出的未知扰动; β_{01} , β_{02} 和 β_{03} 为控制参数; fal 为非线性最优综合控制函数:

$$\text{fal}(x, a, \delta) = \begin{cases} \delta^{\frac{x}{1-a}}, & |x| \leq \delta, \\ \text{sgn } x|x|^a, & |x| > \delta, \end{cases} \quad (13)$$

其中: δ 为线性段区间长度^[8]; N_{eso} 表征车辆道路坡道角 θ 及负载质量 m_e 等未知变化引起的综合扰动.

3.1.3 电角度非线性误差反馈控制设计

NLSEF对TD及ESO输出的电角度差值 e_1 和电角速度差值 e_2 按最速综合函数进行二阶非线性组合、设计控制量 u_0 ,NLSEF方程为

$$e_1(k+1) = \theta_{\text{rtd}}(k) - \theta_{\text{reso}}(k), \quad (14a)$$

$$e_2(k+1) = \dot{\theta}_{\text{rtd}}(k) - \dot{\theta}_{\text{reso}}(k), \quad (14b)$$

$$u_0(k+1) = f_{\text{han}}(e_1(k+1), ce_2(k+1), r, h_1). \quad (14c)$$

总扰动 N_{eso} 以交轴电流目标值 $i_{q\text{ref}}$ 为补偿控制量对 u_0 进行线性补偿,扰动补偿方程为

$$i_q(k+1) = \frac{u_0(k) - N_{\text{reso}}(k)}{b_0}, \quad (15)$$

其中 b_0 为补偿因子,尽可能整定为 b 值.

3.1.4 坡道电子驻车二阶NADRC方案设计

考虑系统内部扰动、外部扰动、模型不确定性等因素影响,设计外环位置环的二阶非线性自抗扰控制器—NADRC,结构如图3所示.

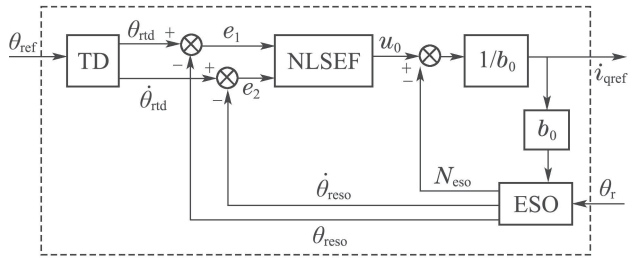


图3 位置环二阶NADRC控制结构

Fig. 3 Second-order nonlinear ADRC structure of the position loop

3.2 电流环一阶线性自抗扰控制设计

驻车控制中,当车辆未知负载 m_e 或道路坡道角 θ 变化,如果电流环不能及时调节电磁转矩 T_e ,车速将无法快速回零,对系统控制性能产生很大影响.采用 $i_d = 0$ 的磁场定向矢量电机控制技术,得出 d - q 轴电流状态方程为

$$\begin{cases} \dot{i}_d = \frac{u_d}{L_d} - \frac{Ri_d}{L_d} + \frac{L_q i_q p_n w_r}{L_d}, \\ \dot{i}_q = \frac{u_q}{L_q} - \frac{Ri_q}{L_q} - \frac{L_d i_d p_n w_r}{L_q} - \frac{p_n w_r \lambda_m}{L_q}, \end{cases} \quad (16)$$

其中: $-\frac{Ri_d}{L_d} + \frac{L_q i_q p_n w_r}{L_d}$, $-\frac{Ri_q}{L_q} - \frac{L_d i_d p_n w_r}{L_q} - \frac{p_n w_r \lambda_m}{L_q}$

分别为 d 轴和 q 轴总扰动, $\frac{1}{L_d}$, $\frac{1}{L_q}$ 分别为 d 轴和 q 轴控制增益, u_d , u_q 分别为 d 轴和 q 轴控制量.

根据式(16),以交直流电流观测值 $i_{d,q}$ 、交直流电流目标值 $i_{d,q\text{ref}}$ 和交直流电压目标值 $u_{d,q\text{ref}}$ 为状态量、输入量和输出量,设计线性自抗扰控制器(linear active disturbance rejection control, LADRC),如图4所示.

在图4中, w_c 为比例器的带宽,限幅器的幅值为 $[-400 \text{ V}, 400 \text{ V}]$, i_{eso} 为线性观测器(linear extended state observer, LESO)的电流估计值,状态矩阵 A 、输

入矩阵 B 和跟踪矩阵 C 设计为^[8]

$$A = \begin{bmatrix} -2w_0 & 1 \\ -w_0^2 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} b_0^* & 2w_0 \\ 0 & w_0^2 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (17)$$

其中 w_0 为观测器带宽。

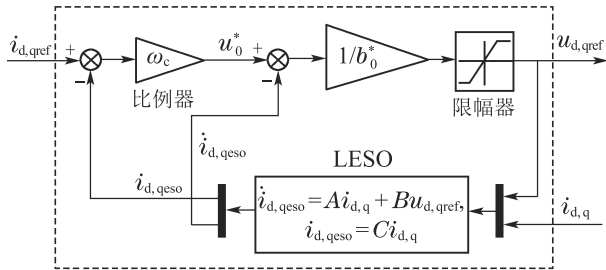


图 4 电流环一阶LADRC控制结构

Fig. 4 First-order linear ADRC structure of current loop

电流环一阶LADRC可等效为PD控制,其输出交直流电压目标值 $u_{d,qref}$ 经逆变器控制交直流电流观测值 $i_{d,q}$, 同时作为LESO的输入. 交直流电流观测值的扰动为LESO输出 $i_{d,qeso}$ 的导数, 用于扰动的实时补偿. 适当选取控制参数 b_0^*, w_0, ω_c 及采样周期 h , 整定参数减少, 调试方便, 提高控制准确度。

4 电子驻车自抗扰仿真及试验验证

本文搭建了PMSM自抗扰控制的Simulink仿真模型和实车试验系统, 对比所设计的PMSM自抗扰控制器和PID控制器在电子驻车过程的应用效果. 仿真和

试验涉及的车辆参数包括: 车身质量为800 kg, 车轮型号为145/70R12, 车轮主减速器传动比为10, 最大载重200 kg.

4.1 PMSM自抗扰仿真研究

4.1.1 电子驻车自抗扰仿真设计

电子驻车的PMSM自抗扰控制仿真模型如图5虚框所示。

PMSM仿真参数如下: 额定相电压 $U_n = 220 \text{ V}$, 额定相电流 $I_n = 5.01 \text{ A}$, 额定功率 $P_N = 3 \text{ kW}$, 额定转速 $n = 3000 \text{ r/min}$, 额定频率 $f_n = 150 \text{ Hz}$, 交轴电感 $L_q = 2.65\text{E}-2 \text{ mH}$, 直轴电感 $L_d = 1.4\text{E}-2 \text{ mH}$, 定子电阻 $R = 1.8622 \text{ } \Omega$, 永磁体磁链为 $\lambda_m = 0.330 \text{ V}\cdot\text{s}$, 极对数 $p_n = 3$; 转动惯量为 $J = 0.003 \text{ kg}\cdot\text{cm}^2$, 阻尼系数为 $B = 0.095 \text{ N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}$, 驻车坡度 $\theta = 5^\circ$, 为车辆负载添加平均值为0、方差为2及采样时间为0.1 ms的随机扰动信号; 算得电机负载转矩 $T_L \in (68 \text{ N}\cdot\text{m}, 85 \text{ N}\cdot\text{m})$. 据此考虑负载转矩取 $T_L (68 \text{ N}\cdot\text{m}, 75 \text{ N}\cdot\text{m}, 80 \text{ N}\cdot\text{m}, 85 \text{ N}\cdot\text{m})$, 设计电子驻车自抗扰正交仿真方案, 如表1所示。

表 1 电子驻车自抗扰正交仿真方案

Table 1 Orthogonal simulation scheme of PMSM with the auto disturbance rejection control in the process of electronic parking

| 试验方案 | 68 N·m | 75 N·m | 80 N·m | 85 N·m |
|------|---------|---------|---------|---------|
| ADRC | ADRC-68 | ADRC-75 | ADRC-80 | ADRC-85 |
| PID | PID-68 | PID-75 | PID-80 | PID-85 |

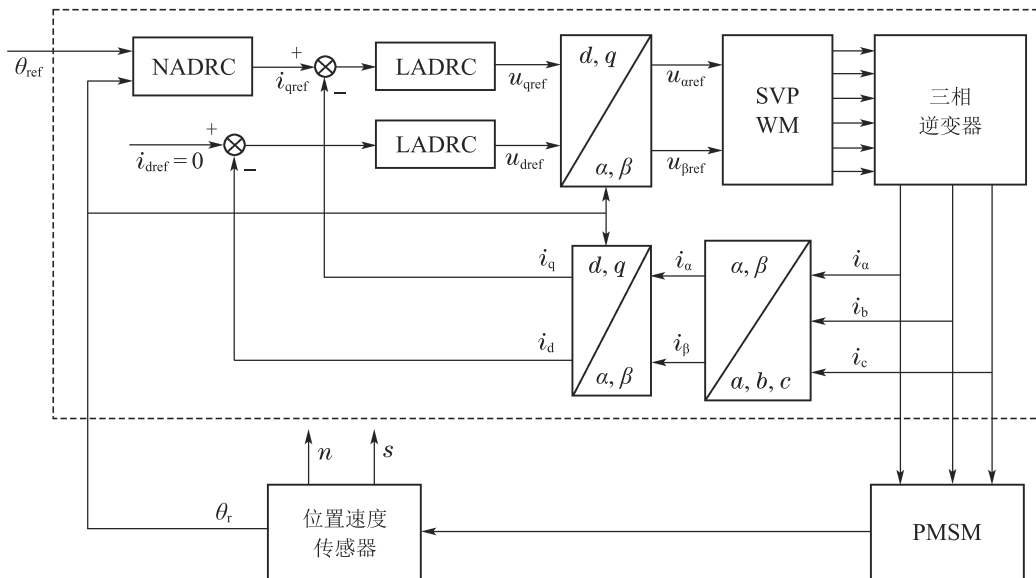


图 5 PMSM自抗扰控制仿真模型

Fig. 5 Simulation model of PMSM with the active disturbance rejection control

4.1.2 电子驻车过程仿真结果及其分析

电子驻车过程电机定子三相电流和电磁转矩、

转速及后溜距离分别如图6-9所示。

由图6可见, 相比PID控制, ADRC下电子驻车过

程电机定子三相电流暂态持续时间短. 电机定子三相电流主要为自适应调节的 q 轴电流分量, 产生电子驻车过程动态的电磁转矩 T_e 及制动力 F_b , 直至驻车达到静止状态. 此时, 定转子相对位置不变, 定子三相电流 i_a, i_b, i_c 恒定, 提供补偿坡道阻力 F_g 的电磁制动力 F_b .

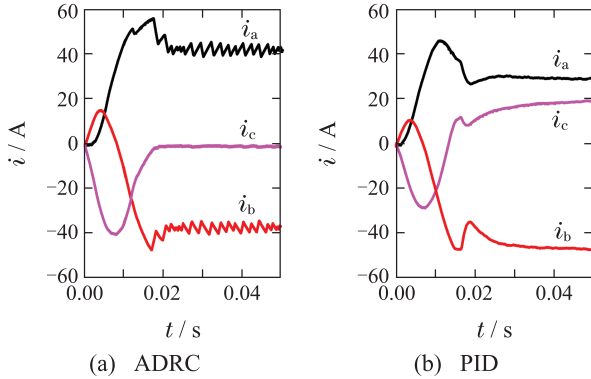


图6 68 N·m负载下电子驻车过程电机三相定子电流

Fig. 6 3-P stator current of PMSM in the process of electronic parking process under 68 N·m load

由图7可见, ADRC方式下, 电磁转矩 T_e 波形波动大, 反应快速, 则车辆制动力 F_b 变化快速, 实时抵消车辆随机扰动引起的车速变化能力强.

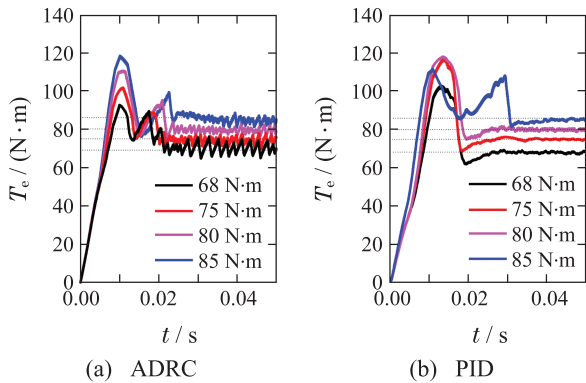


图7 不同仿真方案时电子驻车过程电磁转矩

Fig. 7 Electromagnetic torque during electronic parking process under different simulation schemes

由图8不同负载下电子驻车过程转速可见, 相比PID控制, ADRC控制下电机转速超调明显降低, 车辆后溜最大转速减少, 车辆扰动引起的车速变化能被快速抵消, 振荡得到有效抑制, 且响应速度加快, 提高了驻车控制性能.

由图9可见, 相比PID控制, 相同负载下ADRC控制时车辆的后溜最大距离 s_{max} 短, 且接近稳定时车辆震荡小, 平衡性能好.

图6-9的仿真结果均表明, ADRC控制比PID控制响应速度更快、平稳性更优及后溜距离更小, 更能满足车辆坡道驻车要求.

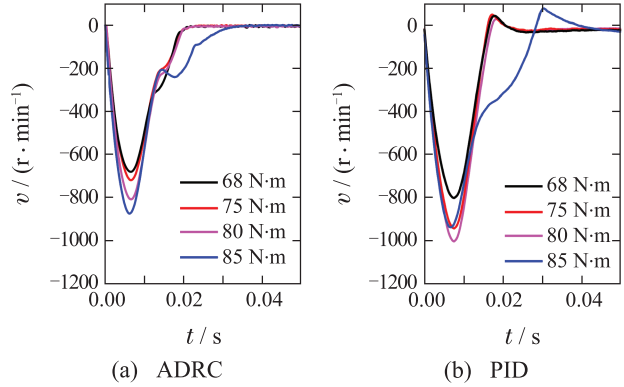


图8 不同仿真方案时电子驻车过程转速

Fig. 8 Motor speed during electronic parking process under different simulation schemes

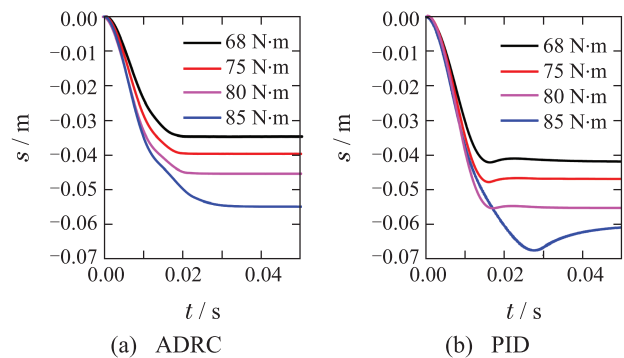


图9 不同仿真方案时电子驻车后溜距离

Fig. 9 Slip distance during electronic parking process under different simulation schemes

4.1.3 ADRC与PID抗扰效果对比分析

根据电机转速及后溜距离仿真波形, 取电机转速小于4 r/min为稳定状态, 总结出转速曲线性态参数、车辆最大后溜距离如表2所示.

表2 不同仿真方案时电子驻车过程的最大负转速、溜坡时间、最大超调转速和最大后溜距离

Table 2 Maximum negative vehicle speed, slip time, maximum overshoot speed and maximum slip distance during electronic parking process under different simulation schemes

| 试验方案 | 最大负转速/ (r·min ⁻¹) | 溜坡 时间/s | 最大超调转速/ (r·min ⁻¹) | 最大后溜 距离/m |
|---------|----------------------------------|------------|-----------------------------------|--------------|
| ADRC-68 | -607.9 | 0.020 | 0.52 | 0.035 |
| PID-68 | -797.5 | 0.022 | 62.4 | 0.042 |
| ADRC-75 | -727.5 | 0.022 | 0.28 | 0.039 |
| PID-75 | -918.4 | 0.023 | 66.4 | 0.047 |
| ADRC-80 | -802.4 | 0.025 | 0.40 | 0.045 |
| PID-80 | -1015.5 | 0.038 | 41.8 | 0.054 |
| ADRC-85 | -872.3 | 0.035 | 1.4 | 0.055 |
| PID-85 | -949.4 | >0.05 | 129.3 | 0.068 |

由表2可见, ADRC控制方式下最大负转速为PID控制下的76%~91%; 溜坡时间为PID控制下的66%~95%; ADRC最大超调转速近似为0, 而PID控制下有较高的转速超调值; ADRC算法下最大后溜距离为PID控制下的82%~83%.

4.1.4 PID和ADRC参数整定过程

1) PID控制器设计和参数整定.

根据电机系统的标称模型确定PID参数:

$$i_q = K_p e + K_d \dot{e} + K_i \int_0^t e dt, \quad (18)$$

其中: 误差 $e = \theta_{ref} - \theta_r$, K_p , K_i , K_d 分别为比例、积分和微分系数. 由车速的超调量、衰减比、时间常数和振荡频率, 基于闭环齐格勒-尼克尔斯方法^[8]整定控制器参数, PID控制器参数 $\{K_p, K_i, K_d\}$ 最优整定值为 $\{0.18, 30, 0.01\}$.

2) ADRC参数整定.

本文的ADRC控制器采用了非线性组合函数 $f_{han}()$, r_0 , h_0 , β_{01} , β_{02} , β_{03} , h , b_0 , r_1 , h_1 和 c 为控制器参数. 其中: r_0 由过渡过程快慢和系统承受能力决定; β_{01} , β_{02} 和 β_{03} 由系统采样周期决定; 可简化处理让 h_0 与 h 一致. 系统真正需整定的参数为补偿因子 b_0 、控制量增益 r_1 、阻尼系数 h_1 和精度因子 c , 一般 r_1 大到一定程度即可, b_0 根据控制对象中 b 大小进行设置, 越接近 b 越好. 本文整定顺序为TD→ESO→NLSEF, 首先让 θ_{rtd} 快速无超调的跟踪输入信号 θ_{ref} 并输出其微分信号 $\dot{\theta}_{rtd}$, 再通过ESO输出 θ_{reso} 和 $\dot{\theta}_{reso}$ 与输入的一致性进行参数整定, 再经过小幅度微调得到理想控制效果. ADRC控制器参数 $\{b_0, h_1, r_1, c\}$ 的最优整定值为 $\{1, 0.5, 2.5, 20\}$.

4.1.5 驻车效果对比

定义车辆单位负载后溜距离为后溜距离值比输出转矩负载值, 如表3所示.

表3 单位负载转矩后溜距离

Table 3 Slip distance after unit load torque

| 试验方案 | 68 (N·m) | 75 (N·m) | 80 (N·m) | 85 (N·m) |
|------|----------|----------|----------|----------|
| ADRC | 0.00051 | 0.00052 | 0.00056 | 0.00065 |
| PID | 0.00062 | 0.00063 | 0.00068 | 0.00080 |

由表3可见, 相比PID控制, 相同负载下ADRC控制时单位负载后溜距离明显更小; 随着负载增大ADRC控制时单位负载后溜距离增量的增势更弱.

综上仿真分析, ADRC控制比PID控制, 在系统稳定性、响应速度和后溜距离方面全面显著提升, 电子驻车过程的抗扰性能优势显著.

4.2 基于自抗扰算法的电子驻车实车试验研究

4.2.1 电子驻车实车验证试验设计

将自抗扰控制器安装于低速电动试验车辆, 前后轮距1.5 m, 路面坡道角 θ 为 10° , 前轮轴线初始位置1, 2, 3间距均为0.4 m, 前轮轴线初始位置3距离平整路面与坡道交界点1 m, 初始位置如图10所示.



图10 试验车辆及前轮3个轴线初始位置

Fig. 10 Experiment vehicle and 3 initial positions of its front wheel axis

试验车辆前后轮轴心分别在坡道和平整路面上时, 车身倾角不等于坡道角, 可模拟负载扰动. 为对比ADRC和PID控制的抗扰效果, 设计电子驻车实车试验方案, 如表4所示.

表4 电子驻车实车试验方案

Table 4 Design of electronic parking orthogonal simulation scheme

| 试验方案 | 位置1 | 位置2 | 位置3 |
|------|--------|---------|----------|
| ADRC | ADRC-I | ADRC-II | ADRC-III |
| PID | PID-I | PID-II | PID-III |

试验方案ADRC-I和PID-I, 电子驻车过程前轮轴心初始于位置1, 后溜过程中前后轮均在坡道上, 车身倾角等于坡道角、等值负载转矩基本不变. 试验方案ADRC-II和PID-II, 电子驻车过程前轮轴心初始于位置2, 后溜过程中前轮保持在坡道上、后轮由坡道溜至平整路面, 车身倾角变小、等值负载转矩减小. 试验方案ADRC-III和PID-III, 电子驻车过程前轮轴心初始于位置3, 后溜过程中前轮保持在坡道上、后轮保持在平整路面上、远离交界点, 车身倾角变小、等值负载转矩减小.

实验中, 电机控制系统的主控芯片采用TI公司的TMS320F28069. 系统中, 交轴电流环和直轴电流环采用相同的参数. 参数整定后, 各参数如下: PI电流环 $\{K_p, K_i\}$ 的最优整定值为 $\{16000, 3200\}$, PID

位置环 $\{K_p, K_i, K_d\}$ 的最优整定值为 $\{2100, 12000, 20\}$. ADRC电流环 $\{h, b_0, w_0, w_c\}$ 的最优整定值为 $\{1000, 12, 35, 85\}$, ADRC位置环 $\{r_0, \beta_{01}, \beta_{02}, \beta_{03}, b_0, c\}$ 的最优整定值为 $\{25, 1000, 10000, 500, 35, 50\}$.

4.2.2 电子驻车实车验证试验结果及分析

图11-12分别为3种ADRC试验方案和3种PID试验方案时电子驻车过程的车速; 图13为ADRC与PID共6种试验方案时电子驻车过程的车辆后溜距离; 表5列出6种试验方案时电子驻车过程的负转速最大值、溜坡时间和后溜最大距离.

由图11-13及表5可见, 车身倾角引起的外部扰动对车辆后溜距离有影响, ADRC控制下负转速最大值、溜坡时间和最大后溜距离分别为PID控制下的79%~89%, 89%~100%和83%~84%.

综上试验结果分析, ADRC控制比PID控制, 在响应速度和后溜距离方面全面显著提升, 电子驻车过程的抗扰性能优势显著.

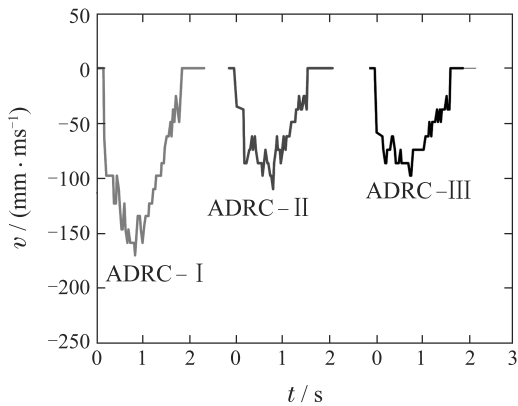


图 11 3种ADRC实车试验方案时电子驻车过程车速

Fig. 11 Vehicle speed during electronic parking process under 3 ADRC vehicle experiment schemes

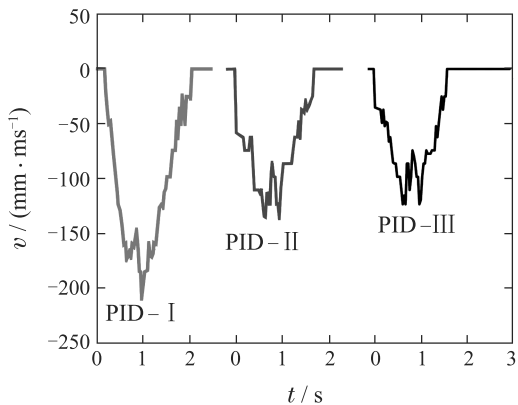


图 12 3种PID实车试验方案时电子驻车过程车速

Fig. 12 Vehicle speed during electronic parking process under 3 PID vehicle experiment schemes

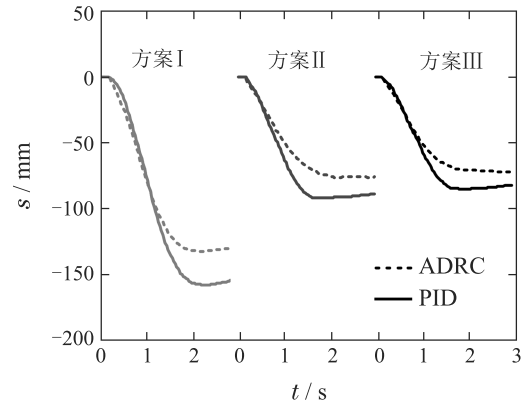


图 13 不同实车试验方案时电子驻车后溜距离

Fig. 13 Slip distance during electronic parking process under different vehicle experiment schemes

表 5 不同试验方案时电子驻车过程的负转速最大值、溜坡时间和最大后溜距离

Table 5 Maximum negative vehicle speed, slip time and maximum slip distance during electronic parking process under different vehicle experiment schemes

| 试验方案 | 最大负转速/ ($r \cdot \min^{-1}$) | 溜坡 时间/s | 最大后溜 距离/m |
|----------|-----------------------------------|------------|--------------|
| ADRC-I | -171 | 1.80 | 0.133 |
| PID-I | -208 | 2.01 | 0.159 |
| ADRC-II | -110 | 1.50 | 0.077 |
| PID-II | -123 | 1.65 | 0.093 |
| ADRC-III | -98 | 1.75 | 0.072 |
| PID-III | -123 | 1.75 | 0.086 |

5 结语

本文针对坡道电子驻车过程车辆的非线性动力特征和非线性扰动复杂的特点, 以及PID控制用于PMSM调速时“速度调节”和“超调量抑制”之间不可协调的矛盾, 将自抗扰控制技术植入到坡道电子驻车过程的PMSM控制策略, 主要成果与结论包括:

1) 分析PMSM数学模型, 确定了一阶电流内环、二阶位置外环的PMSM控制策略; 对车辆坡道电子驻车的制动过程和静止状态进行非线性动力学及扰动分析, 将自抗扰控制技术融于电机控制策略, 完成了二阶位置环NADRC和一阶电流环LADRC的设计, 形成基于自抗扰控制的坡道电子驻车PMSM控制策略进行非线性抗扰控制.

2) 仿真对比研究了ADRC和PID控制下坡道电子驻车过程的转速性态参数和车辆最大后溜距离, 实车试验对比研究了ADRC和PID控制下坡道电子驻车的负转速最大值、溜坡时间和最大后溜距离.

结果均表明采用ADRC技术的坡道电子驻车比采用PID技术的性能更优. 表现为最大超调转速和最大负转速均更低, 抖振得以抑制, 说明驻车过程稳定性更优; 溜坡时间和后溜距离均更短, 说明驻车更快、后溜得到更有效抑制; 单位负载转矩的最大后溜距离更小, 说明基于ADRC控制的电子驻车制动效率更高.

参考文献:

- [1] CHEON J S, JEON J W, JUNG H M, et al. Main design factors and unified software structure for cable puller and caliper integrated type electric parking brakes. *SAE International Journal of Passenger Cars-Mechanical Systems*, 2009, 2(2): 12 – 23.
- [2] LEI Ming. Bosch develops an automatic parking system to create a braking system for the Chinese market. *Transportation*, 2009(4): 93 – 93.
(雷鸣. 博世研发出自动驻车系统为中国市场量身打造制动系统. 交通运输, 2009(4): 93 – 93.)
- [3] YAN Jiawei. *Vehicle intelligence parking brake and hill-start assist control system research*. Jilin: Jilin University, 2015.
(闫佳伟. 汽车智能驻车与辅助起步控制系统研究. 吉林: 吉林大学, 2015.)
- [4] LIU X, YU H, YU J, et al. Combined speed and current terminal sliding mode control with nonlinear disturbance observer for PMSM drive. *IEEE Access*, 2018, 4(99): 29594 – 29601.
- [5] WANG Tongxu, MA Hongyan, NIE Muhan. The research of PMSM BP neural network PID control in elevator. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2015, 30(S1): 43 – 47.
(王同旭, 马鸿雁, 聂沐晗. 电梯用永磁同步电机BP神经网络PID调速控制方法的研究. 电工技术学报, 2015, 30(S1): 43 – 47.)
- [6] CUI Jiangrui, LI Qing, ZHANG Bo, et al. Permanent magnet synchronous motor of variable universe adaptive fuzzy PID control. *Proceedings of the CSEE*, 2013, 33(S1): 190 – 194.
(崔家瑞, 李擎, 张波, 等. 永磁同步电机变论域自适应模糊PID控制. 中国电机工程学报, 2013, 33(S1): 190 – 194.)
- [7] WANG Chengyuan, XIA Jiakuan, YANG Junyou. *Modern Control Technology of Motor*. Beijing: Machinery Industry Press, 2006.
(王成元, 夏加宽, 杨俊友. 电机现代控制技术. 北京: 机械工业出版社, 2006.)
- [8] HAN Jingqing. *Auto Disturbances Rejection Control Technique*. Beijing: National Defense Industry Press, 2008.
(韩京清. 自抗扰控制技术. 北京: 国防工业出版社, 2008.)
- [9] LI B, ZHANG J, DU H, et al. Two-layer structure based adaptive estimation for vehicle mass and road slope under longitudinal motion. *Measurement*, 2017, 95: 439 – 455.
- [10] ZHANG Jihui, XIE Hui, YAN Ying. GPRS based driving cycle self-learning for electric vehicle. *Journal of Tianjin University (Science and Technology)*, 2010, 43(4): 283 – 286.
(庄继晖, 谢辉, 严英. 基于GPRS的电动汽车道路行驶工况自主学习. 天津大学学报: 自然科学版, 2010, 43(4): 283 – 286.)
- [11] LIU Li, CHEN Xueyong, WANG Xiaoyuan. Design on the motor driving system of pure electric light vehicles. *Journal of Tianjin University: Science and Technology*, 2016, 49(6): 659 – 665.
(刘力, 陈学永, 王晓远. 纯电动轻型车辆电机驱动系统设计. 天津大学学报: 自然科学与工程技术版, 2016, 49(6): 659 – 665.)
- [12] LI Jie, QI Xiaohui, WAN Hui, et al. Active disturbance rejection control: Theoretical results summary and future researches. *Control Theory & Applications*, 2017, 34(3): 281 – 295.
(李杰, 齐晓慧, 万慧, 等. 自抗扰控制: 研究成果总结与展望. 控制理论与应用, 2017, 34(3): 281 – 295.)
- [13] DORF R, BISHOP R. *Modern Control Systems*. Twelfth Edition. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2015.
(DORF R, BISHOP R. 现代控制系统. 第12版. 北京: 电子工业出版社, 2015.)

作者简介:

- 姚芳** 教授, 硕士生导师, 目前研究方向为电工装备可靠性, E-mail: yaofang@hebut.edu.cn;
- 姜帆** 硕士研究生, 目前研究方向为电动汽车永磁同步电机控制, E-mail: 18642542768@163.com;
- 吴正斌** 教授, 博士生导师, 目前研究方向为电动汽车能量转换与优化控制, E-mail: zb.wu@siat.ac.cn;
- 李贵强** 博士研究生, 目前研究方向为电动汽车动力系统控制, E-mail: gq.li@siat.ac.cn;
- 武利强** 博士, 目前研究方向为自抗扰算法工业应用, E-mail: liq-wu@163.com.