

文章编号:1001-7372(2018)11-0214-13

## 基于小波控制的电动汽车稳定性研究

贺伊琳, 马建, 赵轩, 唐自强, 赵丹, 张一西

(长安大学 汽车学院, 陕西 西安 710064)

**摘要:**针对前轮独立驱动电动汽车,研究一种基于小波控制器的驱动稳定性控制系统。为提高车辆对开路面的行驶稳定性,根据驱动轮等转矩分配控制策略,提出基于神经网络PID的驱动轮滑移率相近为目标控制策略。针对矢量控制中的电流控制,提出基于离散小波变换的电流控制器。通过CarSim/Simulink建立前轮独立驱动电动汽车联合仿真平台,进行不同工况整车性能仿真与分析,并基于A&D5435快速原型开发平台进行实车试验。仿真与试验结果表明:基于小波控制器的驱动控制系统不仅提高了车辆对开路面行驶稳定性,而且具有更平滑、更快速的转矩响应;对开路面工况下,提出的控制策略左侧、右侧驱动轮速度仿真结果与试验结果最大偏差分别为3.43%和3.56%;等转矩分配控制策略下,左侧、右侧驱动轮速度仿真结果与试验结果最大偏差分别为3.86%和3.25%,表明了试验与仿真的一致性;对开路面仿真工况下,相比于驱动轮等转矩分配控制策略,基于神经网络PID的驱动轮滑移率相近为目标控制策略的车辆峰值质心侧偏角降低了79.57%,侧向跑偏距离降低了73.39%。

**关键词:**汽车工程;稳定性控制;小波控制器;电动汽车;前轮独立驱动;神经网络PID

中图分类号:U469.72

文献标志码:A

## Research on Wavelet Control Based Stability of the Electric Vehicle

HE Yi-lin, MA Jian, ZHAO Xuan, TANG Zi-qiang, ZHAO Dan, ZHANG Yi-xi

(School of Automobile, Chang'an University, Xi'an 710064, Shaanxi, China)

**Abstract:** The drive stability control system based on wavelet controller was studied for the front-wheel-independent-drive electric vehicle. With the equal torque allocation control strategy of drive wheel, the near slip rate control strategy based on PID neural network (PIDNN) was proposed for improving the driving stability on the split road. A new controller based on discrete wavelet transform was studied using vector control. Through the co-simulation platform of CarSim/Simulink for the front-wheel-independent-drive electric vehicle, vehicle performance was analyzed and compared under different road conditions. With A&D5435, a vehicle test was also carried out. The simulation and test results show that the drive stability control system based on wavelet controller not only improves the stability on split road, but also provides smoother and more rapid torque response. On the split road, the maximum deviation of the left and right drive wheel between the simulation result and test result are 3.43% and 3.56%, respectively, with the designed control strategy, and 3.86% and 3.25%, respectively, with the equal torque allocation control strategy. Therefore, the test results are consistent with the simulation results. Compared

收稿日期:2018-03-21

基金项目:国家自然科学基金项目(51507013);中国博士后科学基金项目(2017M613034);

陕西省博士后科学基金项目(2017BSHEDZZ36)

作者简介:贺伊琳(1989-),女,陕西西安人,工程师,工学博士研究生,E-mail:heyilin@chd.edu.cn。

通讯作者:马建(1957-),男,陕西西安人,教授,博士研究生导师,工学博士,E-mail:majian@chd.edu.cn。

with the equal torque allocation control strategy, the peak side slip angle is reduced by 79.57% and the lateral deviation distance is reduced by 73.39% using the near slip rate control strategy of drive wheel based on PIDNN.

**Key words:** automotive engineering; stability control; wavelet controller; electric vehicle; front-wheel-independent-drive; PIDNN

## 0 引言

分布式驱动电动汽车各驱动轮的驱动转矩与转速能够独立控制,每个驱动电机既是驱动单元也是信息反馈单元,能够实时反馈驱动轮转矩和转速<sup>[1]</sup>。因此相比传统的集中式驱动电动汽车,通过制定合理的驱动控制策略,分布式驱动电动汽车的行驶稳定性更容易提高。通过电子差速控制策略得出每个驱动轮的需求转矩作为车辆稳定性的控制目标,对下层控制器进行设计,是提高车辆稳定性的有效方法。当前针对分布式驱动电动汽车电子差速策略研究较多,大多基于机械差速器近似等转矩分配的原理,文献[2]~[4]中提出驱动轮等转矩分配电子差速策略,文献[5]、[6]中提出驱动轮等驱动力分配电子差速策略。基于理想阿克曼转向原理,文献[7]~[13]中提出转向时驱动轮转速满足阿克曼转向原理为目标的电子差速策略。当前提出的电子差速控制策略实现了良好附着路面下车辆的转向差速与行驶稳定性,然而,针对对开路面行驶时的车辆稳定性控制研究较少。

由于内置式永磁同步电机(IPMSM)弱磁扩速性能更优,因此当前车用电机大多使用IPMSM。矢量控制通过坐标变换,实现励磁电流和转矩电流的独立控制,获得类似直流电机的控制性能。当前矢量控制中励磁电流和转矩电流控制器广泛使用传统PI控制或PID控制。然而传统的PI控制器和PID控制器的性能很容易受到电机参数、电机负荷和电机温度等因素影响,同时当系统模型未知时,难以确定控制器的参数<sup>[14-15]</sup>。小波变换能够同时将稳态、非稳态和周期、非周期的信号分解为时域和频域<sup>[16]</sup>。相比传统PI控制器、PID控制器以及其他自适应智能控制器,小波控制器具有不依靠系统精确数学模型、能够处理广泛的非线性函数和基于正交小波和尺度函数的滤波器组结构的优点<sup>[14]</sup>。因此越来越多的传统PI控制器和PID控制器被小波控制器所取代<sup>[7-8]</sup>。文献[7]、[8]中提出了基于小波控制的电机速度控制器。文献[15]、[16]中针对IPMSM提出基于小波神经网络的速度控制器。文

献[14]中针对IPMSM,提出了基于神经-小波参数自调整的小波多分辨率PID速度控制器。文献[17]中针对IPMSM,提出了基于小波多分辨率PID速度控制器。文献[18]中针对混合动力电动汽车电池储能系统的环境温度,提出了基于小波多分辨率PID温度控制器。文献[19]中针对无刷直流电机,提出了基于小波多分辨率PID速度控制器。文献[20]中针对感应电机,提出了基于模糊逻辑参数自调整的小波多分辨率PID控制器。文献[21]中针对开关磁阻电机,提出了基于小波神经网络转矩控制策略。可见目前对基于小波控制方法的电机速度环控制器研究较多,而车用IPMSM采用较多的控制方法为转矩控制,在基于小波控制方法控制电动汽车驱动电机从而提高车辆行驶稳定性方面的应用较少。

因此为了充分发挥分布式驱动电动汽车驱动轮转速与转矩独立可控的优势,基于提高车辆对开路路面行驶时稳定性目标要求,结合小波控制器的优点,本文针对前轮独立驱动电动汽车,在驱动轮等转矩分配控制策略的基础上,提出基于小波控制器的驱动控制系统。首先提出了基于神经网络PID(PIDNN)的驱动轮滑移率相近目标的控制策略;接着针对IPMSM的 $d/q$ 轴电流控制器,提出一种新的基于离散小波变换的电流控制器实现电机转矩控制。最后基于MATLAB/Simulink和CarSim软件环境建立了分布式驱动汽车联合仿真平台,基于A&D5435建立分布式驱动电动汽车快速原型开发平台,在对开路面工况下仿真分析并试验验证提出的小波控制下的前轮独立驱动电动汽车行驶稳定性策略的优劣。

## 1 分布式驱动电动汽车结构

根据驱动电机安装位置不同,分布式驱动电动汽车可以分为轮边驱动式与轮毂驱动式;根据驱动轮数目不同,又可以分为两轮独立驱动与四轮独立驱动。图1为本文研究的前轮独立驱动电动汽车结构示意,驱动电机通过固定档速比减速器、半轴将动力传递至前轴左、右车轮。每个电机驱动单元由IPMSM本体、DC/AC逆变器、电机控制器(MCU)

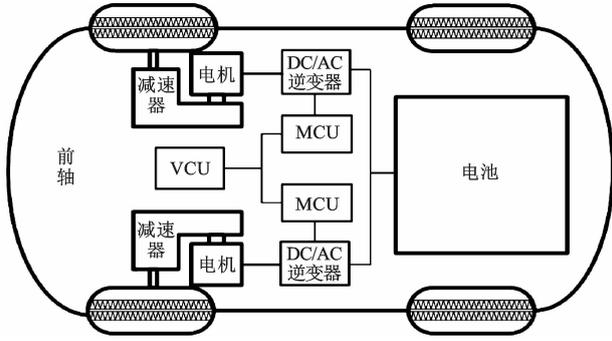


图1 前轮独立驱动电动汽车结构

Fig.1 Structure of Front-wheel-independent-drive Electric Vehicle

和电池组构成。整车控制器(VCU)采集车辆状态信息与驾驶员操作信息,通过CAN总线给电机控制器(MCU)发送转矩指令。相比传统的集中式驱动电动汽车,分布式驱动电动汽车具有更高效的驱动系统,利于整车布置,动力学响应更加快速,可实现复杂控制算法,同时驱动电机既是执行单元又是

信息反馈单元,能以最小硬件需求实现牵引力控制、制动防抱死控制、车辆横摆稳定性控制及平顺性控制等优点<sup>[22]</sup>。

## 2 基于小波控制器的前轮独立驱动电动汽车驱动控制系统

本文针对前轮独立驱动电动汽车,提出基于小波控制器的驱动控制系统,如图2所示。整车控制器(VCU)采集驾驶人操作信息(方向盘转角、制动踏板开度和加速踏板开度),并根据驾驶人需求驱动力矩解析方法,获得驾驶人需求驱动力矩 $T$ ,根据基于神经网络PID的驱动轮滑移率相近为目标控制策略,产生左、右驱动轮电机需求转矩( $T_1$ 与 $T_2$ )。电机控制单元(MCU)通过基于小波控制器的电流闭环矢量控制策略和空间矢量脉宽调制(SVPWM)技术实现IPMSM驱动控制。IPMSM输出的扭矩通过减速器输出到左、右驱动轮。

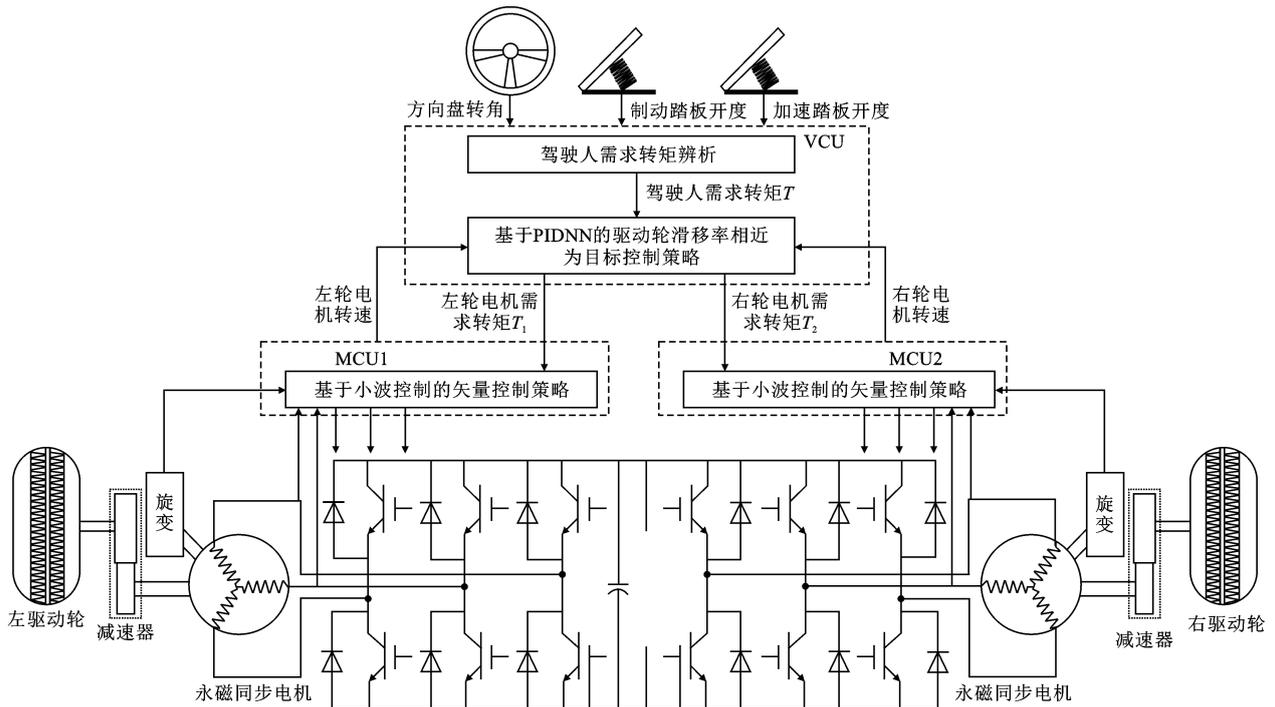


图2 基于小波控制器的驱动控制系统结构

Fig.2 Block Diagram of Drive Control System Based on Wavelet Controller

## 3 基于PIDNN的驱动轮滑移率相近目标控制策略

### 3.1 基于PIDNN的驱动轮滑移率相近目标控制策略模型

结合分布式驱动电动汽车各驱动轮转矩与转速独立可控的优点,针对提高前轮独立驱动电动汽车

的行驶性能,在基于驱动轮等转矩分配控制策略的基础上,提出图3所示的基于PIDNN的驱动轮滑移率相近目标控制策略。该控制策略中,首先根据驾驶人需求转矩 $T$ ,对左、右侧驱动轮转矩进行平均分配。同时根据左、右驱动轮反馈转速以及车速信息,计算左、右驱动轮当前滑移率 $S_1$ 和 $S_2$ 。以车辆左驱动轮为例,驱动滑移率 $S_1$ 为

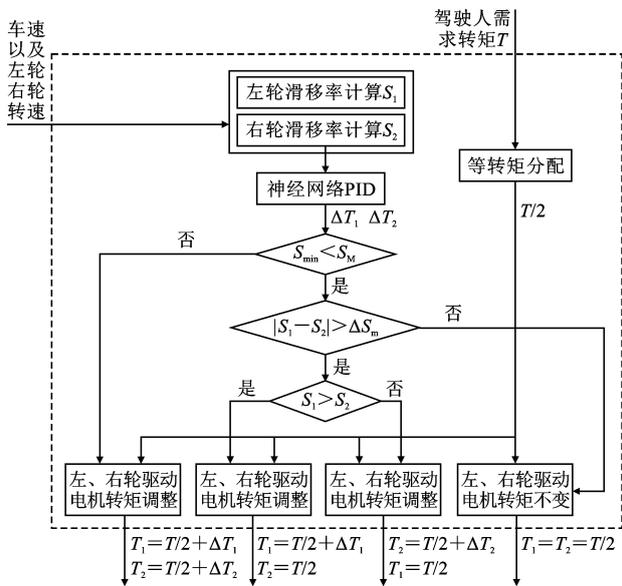


图 3 基于 PIDNN 的驱动轮滑移率相近目标控制策略

Fig. 3 Near Slip Rate of Driving Wheel Control Strategy Based on PIDNN

$$S_1 = 1 - \frac{v_M}{\omega_{left} R_{left}} \quad (1)$$

式中:  $v_M$  为车辆质心速度;  $\omega_{left}$  为左轮转速, 可以由驱动电机转速获得;  $R_{left}$  为左轮滚动半径。

根据计算的左、右驱动轮滑移率数值, 判断当前左、右驱动轮滑移率是否相近以及驱动轮滑移率是否同时过大, 即左、右驱动轮滑移率之差是否大于  $\Delta S_m$  以及较小一侧滑移率  $S_{min}$  是否大于滑移率阈值  $S_M$ 。当两侧车轮滑移率同时过大, 则同时对两侧驱动轮转矩进行调节。当滑移率小于阈值, 如果两侧驱动轮滑移率不相近, 则对滑移率较大的一侧驱动轮转矩进行调节, 而保持较小滑移率的驱动轮转矩; 如果两侧驱动轮滑移率相近, 此时两侧驱动轮转矩均为  $T/2$ 。

如图 3 所示, 当左、右两侧车轮滑移率较小值  $S_{min}$  大于滑移率阈值  $S_M$ , 则根据神经网络 PID 算法模块输出两侧驱动轮的调节转矩  $\Delta T_1$  与  $\Delta T_2$ , 同时对左、右轮驱动电机转矩进行调节, 当左、右两侧车轮滑移率较小值  $S_{min}$  不超过滑移率阈值  $S_M$ , 若左侧驱动轮滑移率  $S_1$  大于右侧驱动轮滑移率  $S_2$  且滑移率之差超过设定的滑移率之差阈值  $\Delta S_m$ , 此时根据驱动轮滑移率相近的控制目标, 经左轮驱动电机转矩调整模块, 最终输出左侧电机需求转矩  $T_1$ , 同时根据本文的控制策略, 右侧电机需求转矩不需调整, 仍然保持为  $T/2$ ; 若左、右两侧驱动轮滑移率之差不超过  $\Delta S_m$ , 此时左侧驱动电机需求转矩  $T_1$  与右侧驱动电机需求转矩  $T_2$  均为  $T/2$ 。其中驱动电机转

矩调整模块的调整方法为

$$T_\gamma = \frac{T}{2} + \Delta T_\gamma \quad \gamma=1,2 \quad (2)$$

### 3.2 PIDNN 算法

PIDNN 分为输入层、隐含层与输出层, 如图 4 所示, 输入层有 2 个神经元, 分别对应系统给定值和反馈值, 输出特性为带限幅的比例输出。隐含层包含 3 个神经元, 分别实现数字 PID 的比例、积分、微分功能。输出层包含 1 个神经元, 用于接收隐含层的计算结果并对其相加。相邻 2 层神经元之间通过一定的权值进行连接, 权值代表了上一层对于下一层影响的强弱<sup>[23]</sup>。图 4 中  $x_i$  为系统输入;  $x_{oi}$  为输入层的输出;  $w_{ij}$  为输入层与隐含层连接权值;  $h_i$  为隐含层的输入;  $h_{oi}$  为隐含层输出;  $w_{jm}$  为隐含层与输出层连接权值;  $u$  为输出层的输入;  $u_o$  为输出层的输出;  $y$  为控制输出;  $i=1,2; j=1,2,3$ 。

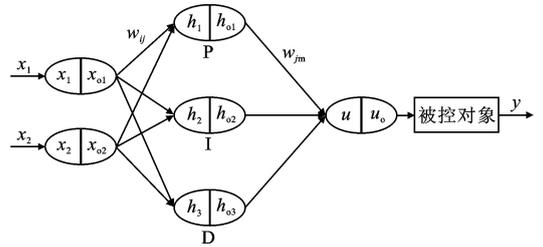


图 4 PIDNN 结构

Fig. 4 Structure of PIDNN

输入层为

$$x_{oi}(k) = x_i(k) \quad (3)$$

式中:  $k$  为采样数据值的编号。

图 4 和式(3)中,  $x_1$  为系统给定, 本文中为左、右侧驱动轮滑移率之差的阈值  $\Delta S_m$ ,  $x_2$  为系统输出反馈, 本文中为左、右侧驱动轮滑移率之差,  $u_o$  为输出的电机调节转矩  $\Delta T_\gamma$ 。

隐含层计算方法为

$$h_j(k) = \sum_{i=1}^2 w_{ij} x_{oi}(k) \quad (4)$$

$$h_{o1}(k) = \begin{cases} 1 & h_1(k) \geq 1 \\ h_1(k) & -1 < h_1(k) < 1 \\ -1 & h_1(k) \leq -1 \end{cases} \quad (5)$$

$$h_{o2}(k) = \begin{cases} 1 & [h_2(k) + h_{o2}(k-1)] \geq 1 \\ h_2(k) + h_{o2}(k-1) & -1 < [h_2(k) + h_{o2}(k-1)] < 1 \\ -1 & [h_2(k) + h_{o2}(k-1)] \leq -1 \end{cases} \quad (6)$$

$$h_{o3}(k) = \begin{cases} 1 & [h_3(k) - h_3(k-1)] \geq 1 \\ [h_3(k) - h_3(k-1)] & -1 < [h_3(k) - h_3(k-1)] < 1 \\ -1 & [h_3(k) - h_3(k-1)] \leq -1 \end{cases} \quad (7)$$

输出层为上一层神经元与其对应的连接权值乘

积之和,表示为

$$u(k) = \sum_{j=1}^3 \omega_{jm} h_j(k) \quad (8)$$

$$u_o(k) = \begin{cases} 1 & u(k) \geq 1 \\ u(k) & -1 < u(k) < 1 \\ -1 & u(k) \leq -1 \end{cases} \quad (9)$$

连接权值是神经网络学习算法中最重要的部分,通常神经元连接权值的初值选取随机数,根据给定的期望输出与实际输出之间的误差信号,从神经网络的输出层向输入层按照误差信号反向传播(BP)依次计算权值。当最终给定值与实际输出值之间的误差小于一定的范围,即学习结束。对于神经网络PID控制系统,以误差的均方值作为考量系统性能的指标,由于其中不含不确定的参数和扰动,因此可以用于系统参数在线整定<sup>[24]</sup>。系统性能指标  $J$  为

$$J = \frac{1}{e} \sum_{k=1}^e [x_1(k) - y(k)]^2 \quad (10)$$

式中:  $e$  为采样点个数。

根据最速下降法,得神经元权值为

$$\omega_{jm}(k+1) = \omega_{jm}(k) - \eta_2 \frac{\partial J}{\partial \omega_{jm}} \quad (11)$$

$$\omega_{ij}(k+1) = \omega_{ij}(k) - \eta_1 \frac{\partial J}{\partial \omega_{ij}} \quad (12)$$

式中:  $\eta_1, \eta_2$  为学习速率,其大小决定了权值修正速度;  $\frac{\partial J}{\partial \omega_{jm}}, \frac{\partial J}{\partial \omega_{ij}}$  为  $J$  的梯度方向。

通过对被控系统和隐含层的近似计算得到如下关系

$$\frac{\partial y}{\partial u_o} \approx \frac{y(k) - y(k-1)}{u_o(k) - u_o(k-1)} \quad (13)$$

$$\frac{\partial h_{oj}}{\partial h_j} \approx \frac{h_{oj}(k) - h_{oj}(k-1)}{h_j(k) - h_j(k-1)} \quad (14)$$

最终得出输出层到隐含层以及输入层到隐含层的权值修正梯度为

$$\frac{\partial J}{\partial \omega_{jm}} = -\frac{2}{e} \sum_{k=1}^e [x_1(k) - y(k)] \cdot \frac{y(k) - y(k-1)}{u_o(k) - u_o(k-1)} h_{oj} \quad (15)$$

$$\frac{\partial J}{\partial \omega_{ij}} = -\frac{2}{e} \sum_{k=1}^e [x_1(k) - y(k)] \cdot \frac{y(k) - y(k-1)}{u_o(k) - u_o(k-1)} \omega_{jm} \frac{h_{oj}(k) - h_{oj}(k-1)}{h_j(k) - h_j(k-1)} x_i \quad (16)$$

然而标准的最速下降法往往存在收敛速度慢,收敛过程中易出现震荡等现象,可通过增加动量项和采用可变的学习速率来改进标准的最速下降法。

### 3.3 PIDNN 权值初始值设置

神经网络连接权值的初始值决定网络学习的起始点与它的收敛方向,合适的连接权值初值能够加速收敛,避免结果陷入局部最小状态。为保证系统的稳定性和收敛性,根据PID控制器特点,隐含层的输入应当为系统输入和系统输出的差值,因此输入层到隐含层的连接权值为  $\omega_{1j} = 1, \omega_{2j} = -1$ 。隐含层到输出层连接权值即为  $K_P, K_I$  和  $K_D$ ,因此使用原系统中的PID参数作为连接权值的初始参数。在实际使用中,往往不具备已经整定好的PID参数,因此可以采用随机数做为初始参数,采用离线训练的方式对神经网络进行训练,获得初始PID参数。

## 4 基于小波控制器的 IPMSM 矢量控制策略

### 4.1 IPMSM 数学模型与矢量控制策略

两相旋转( $d-q$ )坐标系下,IPMSM电压方程可以表示为

$$\left. \begin{aligned} u_d &= R_s i_d + P \Psi_d - \omega \Psi_q \\ u_q &= R_s i_q + P \Psi_q + \omega \Psi_d \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

式中:  $i_d$  为  $d$  轴电流;  $i_q$  为  $q$  轴电流;  $u_d$  为  $d$  轴电压;  $u_q$  为  $q$  轴电压;  $\Psi_d$  为  $d$  轴磁链;  $\Psi_q$  为  $q$  轴磁链;  $\omega$  为电角度;  $P$  为微分算子;  $R_s$  为定子相电阻。

由于IPMSM转子磁通为恒值, $d-q$ 坐标系下磁链方程为

$$\left. \begin{aligned} \Psi_d &= L_{sd} i_d + \Psi_r \\ \Psi_q &= L_{sq} i_q \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

式中:  $L_{sd}$  为定子绕组的  $d$  轴电感;  $L_{sq}$  为定子绕组的  $q$  轴电感;  $\Psi_r$  为转子磁链。

电磁转矩方程可以表示为

$$T_e = \frac{3}{2} p [\Psi_r i_q + (L_{sd} - L_{sq}) i_d i_q] \quad (19)$$

电机运动方程为

$$T_e = J_m p \omega + \xi \frac{\omega}{p} + T_L \quad (20)$$

式中:  $J_m$  为电机转动惯量;  $\xi$  为阻尼系数;  $T_L$  为负载转矩;  $p$  为电机极对数。

IPMSM运行过程中受到逆变器输出电压和电机电流的限制,如图5所示,当电机工作于高速区,此时电子压降可以忽略不计,电机工作点满足<sup>[25]</sup>

$$\left. \begin{aligned} i_d^2 + i_q^2 &= i_{smax}^2 \\ (L_{sq} i_q)^2 + (L_{sd} i_d + \Psi_r)^2 &\leq u_{max}^2 = \left( \frac{U_{dc}}{\sqrt{3}} \right)^2 \end{aligned} \right\} \quad (21)$$



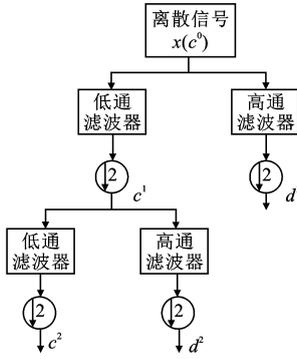


图7 离散小波变换两级分解算法

Fig. 7 Block Diagram of Two-level Decomposition

Algorithm for Discrete Wavelet Transform

$$d^1[n] = \sum_{k=0}^{(N/2)-1} x[k] \bar{g}[n-2k] \quad (27)$$

式中： $n$ 为离散电流偏差信号中信号值的编号。

一级分解的近似信号  $c^1$  继续通过低通滤波器  $\bar{h}$ 、高通滤波器  $\bar{g}$  以及 2 下采样操作，得到信号的 DWT 二级分解近似部分  $c^2$  与细节部分  $d^2$ ，二级分解为<sup>[14,19]</sup>

$$c^2[n] = \sum_{k=0}^{(N/4)-1} x[k] \bar{h}[n-2k] \quad (28)$$

$$d^2[n] = \sum_{k=0}^{(N/4)-1} x[k] \bar{g}[n-2k] \quad (29)$$

这个分解过程可以一直进行下去，直到达到预定的分解级数。 $x$  经过 DWT 的  $S$  级分解后，分解的结果为 1 组不同频率成分信号且满足<sup>[19]</sup>

$$x = d^1 + d^2 + \dots + d^S + c^S \quad (30)$$

式中： $S$  为正整数，且  $S=1, 2, \dots, \log_2(N)$ ； $d^1$  为高频信号； $d^2 \sim d^S$  为中频信号； $c^S$  为低频信号。

通常的电流 PID 控制器中，比例系数  $K_P$  作用于电流偏差上，积分系数  $K_I$  作用于电流偏差积分上，微分系数  $K_D$  作用于电流偏差微分上，分别可以得到比例偏差、积分偏差和微分偏差。从偏差信号的频率信息看，比例和积分项往往捕获偏差信号的低频信息，而微分项捕获偏差信号的高频信息<sup>[19]</sup>。对于偏差信号的离散小波变换结果而言，同样也得到了偏差信号的不同频率段信息。因此根据两者频率信息等效原则，如图 8(图 8 中  $i_{ref}$  为目标电流， $i_l$  为实际电流， $e_l$  为电流偏差信号)构建基于离散小波变换的  $d$  轴和  $q$  轴电流控制器为

$$v_{lref} = K_{d^1_l} e_{d^1_l} + K_{d^2_l} e_{d^2_l} + \dots + K_{d^S_l} e_{d^S_l} + K_{c^S_l} e_{c^S_l} \quad l=d, q \quad (31)$$

式中： $v_{lref}$  为电流控制器输出； $K_{d^1_l}$  为高频偏差信号  $e_{d^1_l}$  增益系数； $K_{d^2_l}$  为中频偏差信号  $e_{d^2_l}$  增益系数，

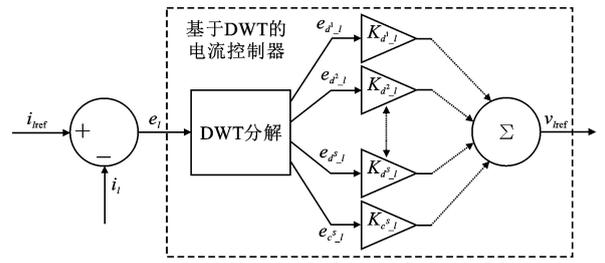


图8 基于离散小波变换的电流控制器

Fig. 8 Current Controller Based on Discrete Wavelet Transform

$i=2, 3, \dots, S$ ;  $K_{d^j_l}$  为低频偏差信号  $e_{d^j_l}$  增益系数。

电机驱动控制系统中，电流指令和系统干扰是信号的低频部分，通过增加信号低频部分的增益系数，有助于提高系统的抗干扰能力。信号中频部分的增益系数与系统阻尼有关，该值的增加有助于提高系统的瞬态和稳态响应。传感器噪声属于高频信号，因此可以通过减小信号高频部分的增益系数来减小噪声对系统的干扰<sup>[14]</sup>。

4.3 分解级数选择与小波函数选择

在基于离散小波变换的电流控制器实施过程中，根据香农熵准则对离散小波变换的最佳分解级数进行选择<sup>[7-8,14]</sup>。离散电流偏差信号  $x = \{x[0], x[1], \dots, x[N-1]\}$  的熵  $H(x)$  定义为

$$H(x) = - \sum_{n=0}^{N-1} |x[n]|^2 \lg(|x[n]|^2) \quad (32)$$

由式(32)计算每级分解后的信号熵值，当  $z$  级分解后的信号熵值  $H(x)_z$  大于等于信号  $z-1$  级分解后的信号熵值  $H(x)_{z-1}$  时，即

$$H(x)_z \geq H(x)_{z-1} \quad (33)$$

电流偏差信号的离散小波变换最优分解级数为  $z-1$  级。

考虑到小波控制器中使用的小波函数类型不同，控制器的性能也会不同<sup>[19]</sup>。本文根据最小描述长度(MDL)准则，选择最优小波函数和最佳保留分解系数的数目<sup>[14,17,26]</sup>。

假设小波函数库为  $B = \{B_1, B_2, B_s, \dots, B_M\}$ ，基于小波函数库中的  $B_s$  小波函数，信号  $f$  可表示为<sup>[27]</sup>

$$f = W_s \alpha_s^{(r)} \quad (34)$$

式中： $W_s$  为  $B_s$  的正交矩阵； $\alpha_s^{(r)}$  为只含有  $r$  个非零系数的信号  $f$  小波分解系数矢量。

从数据压缩的角度， $r$  应越小越好，然而从减小估计信号与真实信号之间差异的角度， $r$  应尽可能大，通过 MDL 准则能够有效解决这对矛盾<sup>[27]</sup>。

MDL 函数  $M_{DL}$  定义为<sup>[27]</sup>

$$M_{DL}(r, s) = \min \left\{ \frac{3}{2} k \lg(N) + \frac{N}{2} \lg \|\tilde{\alpha}_s - \alpha_s^{(r)}\|^2 \right\} \quad (35)$$

$$0 \leq r < N; 1 \leq s \leq M$$

式中:  $M$  为小波函数库中小波函数的总数量;  $s$  为小波函数库中小波函数的编号;  $\tilde{\alpha}_s = W_s^T f$ , 为基于小波函数  $B_s$  的信号  $f$  小波分解系数矢量;  $\alpha_s^{(r)} = \Theta^{(r)} \tilde{\alpha}_s$ , 为只含有  $r$  个非零系数的信号  $f$  小波分解系数矢量, 其中  $\Theta^{(r)}$  运算表示保留  $\tilde{\alpha}_s$  中  $r$  个绝对值较大的元素, 并使得其他元素为 0。

MDL 函数的第 1 项为罚函数, 随着保留的小波分解系数  $r$  增加而线性增加, 第 2 项为  $\tilde{\alpha}_s$  和  $\alpha_s$  能量差的 对数, 随着  $r$  增加而减少<sup>[27]</sup>。当 MDL 数值最小时, 即认为当前保留的小波分解系数  $r$  最佳, 通过对比函数库中不同小波函数的 MDL 值, 即可选择最优的小波函数。基于  $d$  轴和  $q$  轴离散电流偏差信号, 构建  $M=22$  的小波函数库, 包括 Daubechies 族中 10 个小波, Coiflets 中的 5 个小波, Symlets 中的 7 个小波。综上, 本文首先根据香农熵准则, 对不同小波函数下的电流偏差信号最佳分解级数进行选择, 然后基于 MDL 准则对最优小波函数进行选择。针对  $d$  轴和  $q$  轴离散电流偏差信号, 选择的最优小波函数为“db4”, 分解级数为 2 级。

## 5 仿真与试验分析

### 5.1 基于 CarSim/Simulink 前轮独立驱动电动汽车联合仿真平台

为了验证本文制定的基于小波控制器的稳定性控制系统有效性, 结合 CarSim 和 MATLAB/Simulink 软件建模的优势, 搭建如图 9 所示的前轮独立驱动电动汽车联合仿真平台架构。联合仿真平台分为两大部分, 整车模型部分与驱动控制系统部分, 两部分之间通过 CarSim 软件输入与输出参数接口模块建立信号连接, 其中整车模型部分基于 CarSim 模型建立, 驱动控制系统部分包括整车需求转矩辨析模型、基于 PIDNN 的驱动轮滑移率相近为目标的控制策略模型、基于小波控制器的 IPMSM 驱动系统模型和减速器模型。

CarSim 软件中包含不同车辆类型数据、驾驶人输入数据和车辆行驶环境数据, 仿真过程既可以采用软件自带的数据库, 也可以采用自己建立的数据。由于本文研究的对象是前轮独立驱动的分布式电动汽车, 而 CarSim 软件的车辆类型数据只包含传统燃油车, 因此本文选择一款前轮驱动燃油汽车的车

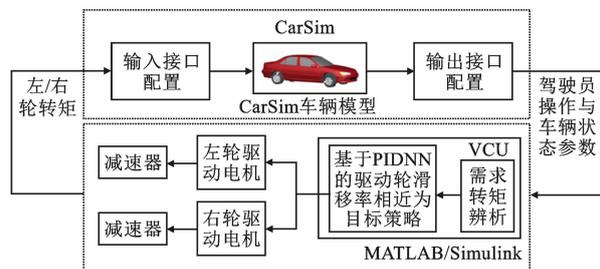


图 9 联合仿真平台架构

Fig. 9 Platform of CarSim/Simulink Co-simulation

辆模型(B\_class Hatchback 车辆模型), 将车辆动力传动系统中的差速器类型修改为 External Differential, 从而构建出前轮独立驱动的分布式电动汽车整车模型。实现 CarSim/Simulink 联合仿真的前提是对 CarSim 输入与输出参数接口进行正确的配置<sup>[28]</sup>。本文的联合仿真平台输入接口参数与输出接口参数配置如表 1 所示。

表 1 CarSim 输入与输出接口参数配置

Table 1 Input and Output Interfaces of Parameters for CarSim

类别	参数名称	参数含义
输入参数	$I_L$	前轴左轮转矩
	$I_R$	前轴右轮转矩
输出参数	$T_n$	加速踏板开度
	$V_{L1}$	前轴左轮纵向速度
	$V_{R1}$	前轴右轮纵向速度
	$V_{SM}$	车身质心纵向速度

### 5.2 高附着系数路面仿真

根据图 9 联合仿真平台架构, 进行不同路面直线行驶仿真试验前, 需要基于 CarSim 建立驾驶人模型数据和不同路面模型数据, 相关的模型数据仿真参数设置如表 2 所示, 且忽略驱动轮电机的输出特性差异。

表 2 仿真参数设置

Table 2 Simulation Parameters Setting

测试工况	初始速度/ ( $\text{km} \cdot \text{h}^{-1}$ )	车辆加速 踏板开度	路面 特性	路面附着系数
高附着系数 路面仿真	10	阶跃至 0.15	平坦	0.7
对开路面仿真	30	0.5	平坦	左轮 初始 0.7, 3 m 处变为 0.2
				右轮 0.7

为了对比基于小波控制器的矢量控制策略在提高车辆行驶性能方面的优劣, 本文也对采用 PID 电流控制器的矢量控制策略的行驶性能进行了仿真分析。采用齐格勒-尼科尔斯(Ziegler-Nichols)准则对

PID控制器的增益参数进行了优化设计以得到公正的性能对比。如图10所示,车辆在高附着系数路面直线行驶,加速踏板开度阶跃至0.15,根据基于神经网络PID的驱动轮滑移率相近目标控制策略,此时左、右侧驱动轮的需求转矩相同,如图10(a)为左侧驱动轮转矩仿真曲线,图10(b)为 $d/q$ 轴电流仿真曲线,仿真结果如表3所示。由图10及表3可见:0.02 s时,驱动轮需求转矩阶跃至100 N·m,采用PID电流控制策略,驱动轮转矩出现较大超调(8.8 N·m),并且需要耗费更长的时间达到稳态驱动轮转矩(0.030 5 s/99.23 N·m),而采用本文提出的基于小波控制器的控制策略,能够更快地达到稳态转矩(0.030 3 s/99.31 N·m),并且稳态转矩偏差更小,可见基于小波控制器的矢量控制策略具有更平滑、更快速的转矩响应。

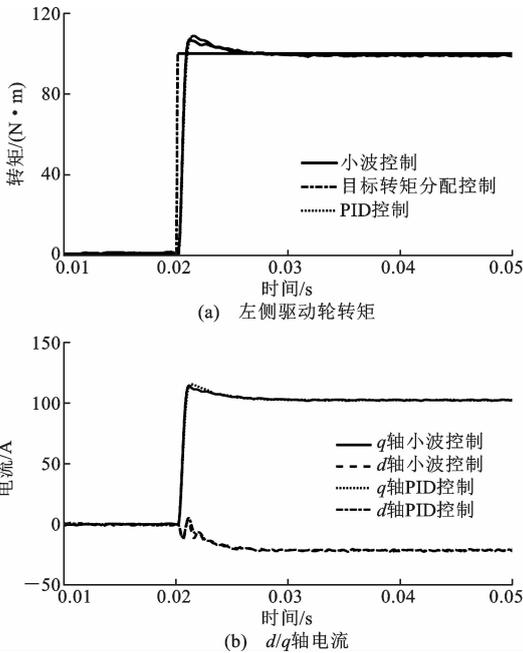


图10 高附着系数路面仿真

Fig. 10 Simulation of High Adhesion Coefficient Road

表3 高附着系数路面仿真结果

Table 3 Simulation Result of High Adhesion Coefficient Road

仿真模型	目标转矩/(N·m)	超调量/%	稳态误差/(N·m)	稳态时间/s
小波控制	100	6.9	0.69	0.030 3
PID控制	100	8.8	0.77	0.030 5

5.3 对开路面仿真

为了验证本文提出的基于小波控制器的驱动控制系统对开路面行驶稳定性,仿真分析了采用驱动轮等转矩分配控制策略的驱动控制系统以及采用基于PID控制器的驱动轮滑移率相近目标控

制策略的驱动控制系统下的稳定性。仿真参数设置如表2所示,仿真曲线如图11所示,仿真结果如表4所示。

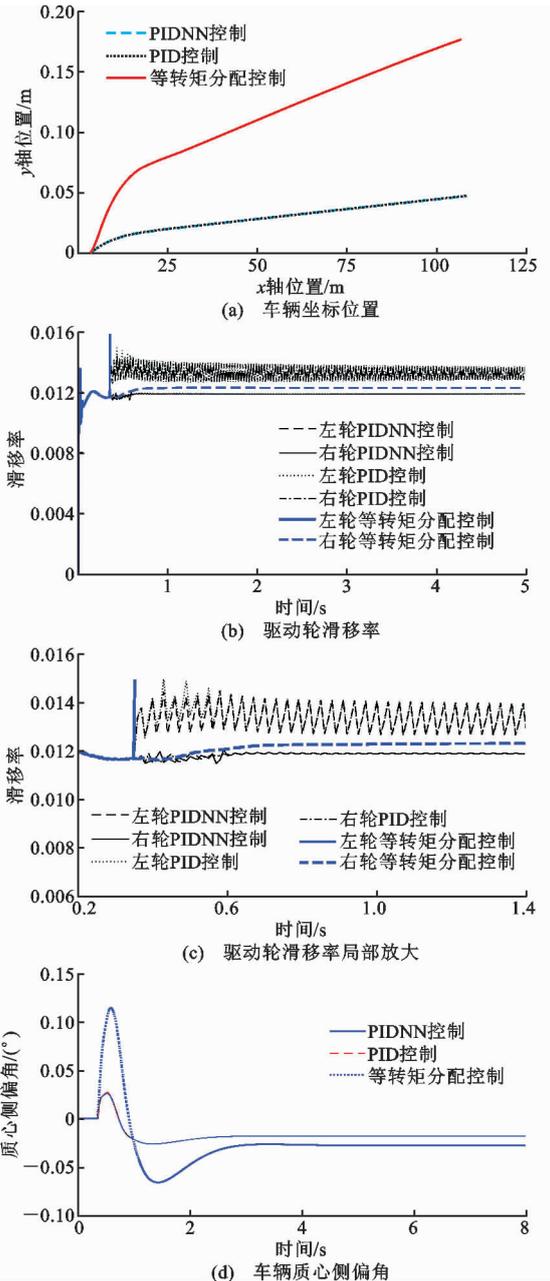


图11 对开路面仿真

Fig. 11 Simulation on  $\mu$ -split Road

表4 仿真结果对比

Table 4 Comparison of Simulation Results

项目	等转矩分配控制	PIDNN控制	PID控制	
车辆峰值质心侧偏角/(°)	0.114 8	0.026 1	0.027 3	
8 s末车辆质心侧偏角/(°)	-0.027 7	-0.018 3	-0.018 3	
8 s末车辆位置	x轴位置/m	106.530	108.176	108.164
	y轴位置/m	0.177 0	0.047 1	0.047 1

根据仿真参数的设置,左、右驱动轮的路面附着系数初始值均为 0.7,左轮的路面附着系数在 3 m 处变为 0.2。从 0~0.336 s 的过程中车辆两侧驱动轮均行驶于良好路面上,由图 11(a)可以看出,0~0.336 s 期间,分别采用驱动轮等转矩分配控制策略、本文提出的基于 PIDNN 的驱动轮滑移率相近为目标控制策略以及基于 PID 控制器的驱动轮滑移率相近为目标控制策略的车辆行驶轨迹相同,车辆均只在  $x$  方向行驶了 3 m,且图 11(b)、(c)中这 3 种控制策略下的两侧驱动轮滑移率相等,均处于稳定区域。从图 11(d)可以看出,该时间段内车辆质心侧偏角为 0。因此可见在良好附着系数路面下,本文提出的控制策略与驱动轮等转矩分配控制策略对车辆稳定性的影响不大。

由于左轮所处路面的附着系数从 3 m 处开始降为 0.2,因此 0.336 s 后,车辆进入对开路面行驶,由图 11(b)~(d)可知,此时分布式驱动电动汽车的左侧驱动轮滑移率和车辆质心侧偏角均突然发生改变。对于采用驱动轮等转矩分配控制策略的分布式驱动汽车,左侧驱动轮滑移率迅速增加,此时车辆已处于极度不稳定工况。而对于本文提出的基于小波控制器的驱动控制系统,在本文制定的驱动轮滑移率相近为目标的控制策略下,左侧驱动轮滑移率先增大,然后根据滑移率相近的控制目标,左侧驱动轮滑移率出现波动变化,并且相比采用普通 PID 控制器的驱动轮滑移率相近为目标控制策略,采用基于 PIDNN 控制器的驱动轮滑移率相近为目标控制策略时,车辆左侧驱动轮峰值滑移率降低,达到稳定波动状态更快,由此可见相比普通 PID 控制器, PIDNN 控制器的稳定性控制效果更优。

从图 11(a)、(d)可以看出,车辆进入对开路面后,相比采用驱动轮等转矩分配控制策略,采用驱动轮滑移率相近为目标控制策略能够有效降低车辆直线行驶时侧向跑偏现象,且随着仿真时间的推移,跑偏降低的幅度也越来越大。相比驱动轮等转矩分配控制策略的峰值质心侧偏角( $0.1148^\circ$ ),采用本文提出的基于 PIDNN 控制器的驱动轮滑移率相近为目标控制策略时,峰值质心侧偏角降低了 79.57%,采用基于 PID 控制器的驱动轮滑移率相近为目标控制策略时,峰值质心侧偏角降低了 76.22%。在 8 s 末,采用 PIDNN 和 PID 控制的驱动轮滑移率相近为目标控制策略的车辆质心侧偏角均为  $-0.0183^\circ$ ,

车辆的  $y$  轴位置均为 0.047 1 m,相比驱动轮等转矩分配控制策略,车辆的质心侧偏角和侧向跑偏幅度分别降低了 33.94% 和 73.39%。

综合表明:对开路面行驶时,采用提出的小波控制方法,相比采用驱动轮等转矩分配控制策略,基于神经网络 PID 的驱动轮滑移率相近目标控制策略有效降低了车辆侧向跑偏程度,提高了车辆对开路面行驶稳定性。

#### 5.4 试验分析

通过利用 A&D5435 半实物仿真系统和 MATLAB/Simulink 的代码自动生成技术,搭建了前轮独立驱动电动汽车半实物仿真试验平台,如图 12 所示,以验证本文提出的基于小波控制器的驱动稳定性控制策略的优劣,其中采用 VBOX 车速传感器与磁阻式旋转变压器分别采集车速及左、右驱动轮的转速信号,以获取驱动轮滑移率,独立驱动电动汽车基本参数如表 5 所示。基于 MATLAB/Simulink 的 Real-time Workshop 技术,将本文提出的基于 PIDNN 的驱动轮滑移率相近目标控制策略模型和基于小波控制器的 IPMSM 空间矢量控制策略模型编译下载到 A&D5435 中,A&D5435 采集加速踏板开度以及驱动电机转子角度等信号,同时 A&D5435 还能对试验过程中车辆信息进行动态显示、记录和保存。

本文进行了车辆对开路面行驶试验,试验过程中加速踏板始终保持 50% 开度,在车速为  $20 \text{ km} \cdot \text{h}^{-1}$  时,车辆进入对开路面行驶,分别采用基于等转矩分配策略和本文提出的控制策略时驱动轮速度信号如图 13 所示。由图 13 可知,试验结果与仿真结果相差很小,表明试验结果与仿真结果的一致性。图 13(a)结果表明,良好路面行驶时,两侧驱动轮速度相差不大,当车辆进入对开路面行驶时,右侧驱动轮转速迅速增加,左侧驱动轮速度试验结果与仿真结果最大偏差为 3.86%,右侧驱动轮速度试验结果与仿真结果最大偏差为 3.25%。由图 13(b)可知,相比于等转矩分配控制策略,本文提出的控制策略下驱动轮速度在进入对开路面后,驱动轮滑移率相近目标的控制策略能够使得低附着系数路面的驱动轮速度保持稳定,不出现过度滑移,其中左侧驱动轮速度试验结果与仿真结果最大偏差为 3.43%,右侧驱动轮速度试验结果与仿真结果最大偏差为 3.56%。

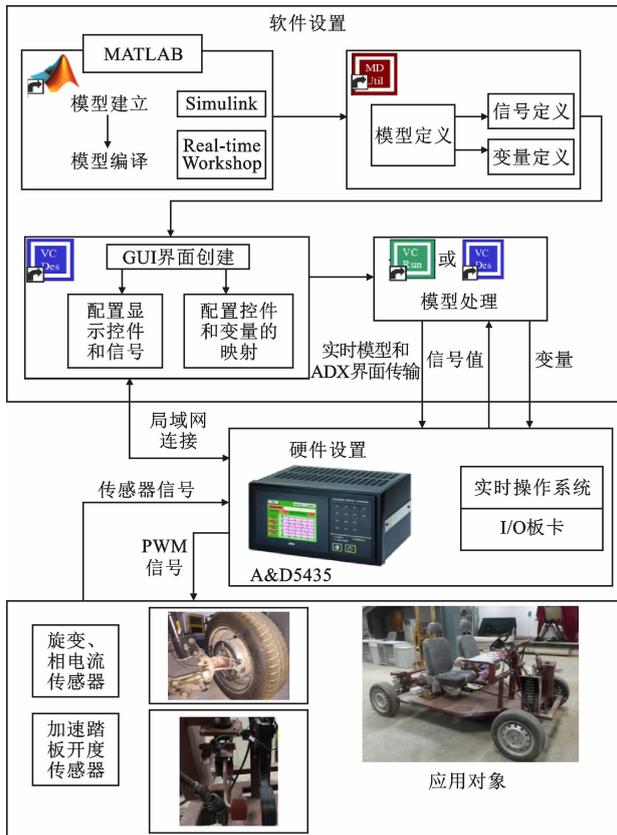


图 12 试验平台

Fig. 12 Experiment Platform

表 5 整车基本参数

Table 5 Parameters of Vehicle

整备质量/kg	轴距/mm	前轮距/mm	后轮距/mm	电机额定转矩/(N·m)	电机额定转速/(r·min <sup>-1</sup> )	电机峰值扭矩/(N·m)	电机峰值扭矩转速/(r·min <sup>-1</sup> )
840	2 070	1 510	1 500	55	455	126	909

## 6 结 语

(1) 针对前轮独立驱动电动汽车, 提出基于小波控制器的驱动稳定性控制系统。首先在驱动轮等转矩分配控制策略的基础上, 提出一种基于 PIDNN 的驱动轮滑移率相近为目标控制策略模型, 针对内置式永磁同步电机矢量控制中的电流控制器, 提出一种新的基于离散小波变换的电流控制器。结合 CarSim 和 MATLAB/Simulink 仿真建模的优势, 建立了基于 CarSim/Simulink 的前轮独立驱动电动汽车联合仿真平台, 对比仿真分析了不同路面行驶时车辆的性能。

(2) 高附着系数路面仿真结果表明, 相比基于 PID 的电流控制器, 本文提出的基于 DWT 的电流控制器能够提高电机转矩响应速度, 降低稳态转矩

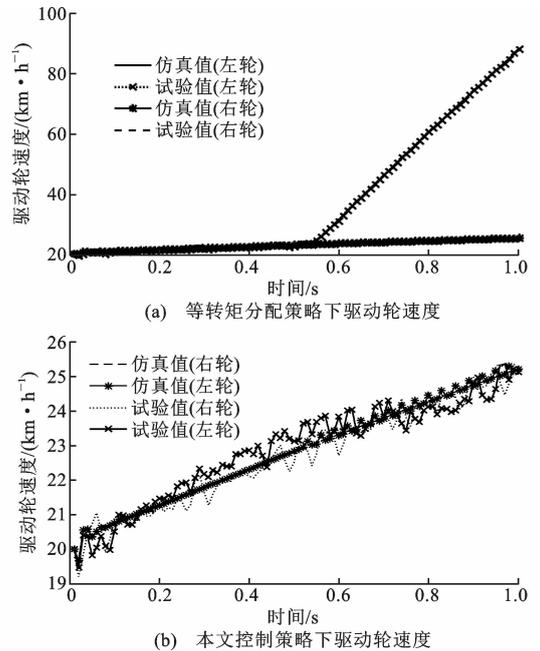


图 13 试验结果与仿真结果对比

Fig. 13 Comparison of Experimental Results and Simulation Results

偏差。对开路面仿真结果表明, 相比驱动轮等转矩分配控制策略, 基于提出的小波控制器, 采用驱动轮滑移率相近为目标的控制策略能够有效降低车辆直线行驶时的侧向跑偏距离和质心侧偏角, 其中采用基于 PIDNN 控制器的驱动轮滑移率相近为目标控制策略的车辆峰值质心侧偏角降低了 79.57%, 采用基于 PID 控制器的驱动轮滑移率相近为目标控制策略的车辆峰值质心侧偏角降低了 76.22%, 8 s 末, 采用驱动轮滑移率相近为目标控制策略后, 车辆的质心侧偏角和侧向跑偏距离分别降低了 33.94% 和 73.39%。

(3) 基于 A&D5435 搭建了前轮独立驱动电动汽车快速原型开发试验平台, 将基于小波控制器的控制策略模型下载到 A&D5435 中, 进行了对开路面行驶试验, 验证了仿真结果与实车试验结果的一致性。其中对于本文提出的控制策略和等转矩分配策略, 左侧驱动轮速度仿真结果与试验结果最大偏差分别为 3.43% 和 3.86%, 右侧驱动轮速度仿真结果与试验结果最大偏差分别为 3.56% 和 3.25%。

(4) 提出的基于小波控制器的控制策略能够应用于前轮独立驱动电动汽车上, 提高车辆对开路面行驶时的稳定性。

(5) 本文研究的前轮独立驱动电动汽车对开路面行驶稳定性, 未考虑车辆在弯道行驶存在横向运动时车轮垂直载荷的转移情况, 因此, 基于横向与垂

向的耦合控制研究对车辆行驶稳定性的影响是未来的重要研究内容。

### 参考文献:

### References:

- [1] 张利鹏,李亮,祁炳楠,等. 分布式驱动电动汽车转矩自适应驱动防滑控制[J]. 机械工程学报, 2013, 49(14): 106-113.  
ZHANG Li-peng, LI Liang, QI Bing-nan, et al. Torque Adaptive Traction Control for Distributed Drive Electric Vehicle [J]. Journal of Mechanical Engineering, 2013, 49 (14): 106-113.
- [2] PALACKY P, BRANDSTETTER P, CHLEBIS P, et al. Control Algorithms of Propulsion Unit with Induction Motors for Electric Vehicle [J]. Advances In Electrical and Computer Engineering, 2014, 14 (2): 69-76.
- [3] 靳立强,王庆年,周雪虎,等. 电动轮驱动汽车电子差速控制策略及仿真[J]. 吉林大学学报:工学版, 2008, 38(2): 1-6.  
JIN Li-qiang, WANG Qing-nian, ZHOU Xue-hu, et al. Control Strategy and Simulation for Electronic Differential of Vehicle with Motorized Wheels [J]. Journal of Jilin University: Engineering and Technology Edition, 2008, 38 (2): 1-6.
- [4] 靳立强,王庆年,张缓缓,等. 电动轮驱动电动汽车差速技术研究[J]. 汽车工程, 2007(8): 700-704.  
JIN Li-qiang, WANG Qing-nian, ZHANG Huan-huan, et al. A Study on Differential Technology of In-wheel Motor Drive EV [J]. Automotive Engineering, 2007, 29 (8): 700-704.
- [5] CASTELLI-DEZZA F, GALMARINI G, GOBBI M, et al. Design and Realization of a Quadricycle for Urban Mobility [C] // IEEE. 2014 Ninth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies. New York: IEEE, 2014: 1-8.
- [6] MAURI M, DEZZA F C, CARMELI M S, et al. Design and Realization of High Efficiency Fun-to-drive urban LEV [C] // ICCEP. 2013 4th International Conference on Clean Electrical Power. Reston: ICCEP, 2013: 557-563.
- [7] DAYA J L F, SANJEEVIKUMAR P, BLAABJERG F, et al. Implementation of Wavelet-based Robust Differential Control for Electric Vehicle Application [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30 (12): 6510-6513.
- [8] DAYA F J L, SANJEEVIKUMAR P, BLAABJERG F, et al. Analysis of Wavelet Controller for Robustness in Electronic Differential of Electric Vehicles: An Investigation and Numerical Developments [J]. Electric Power Components and Systems, 2016, 44 (7): 763-773.
- [9] HARTANI K, MERAH A, DRAOU A. Stability Enhancement of Four-in-wheel Motor-driven Electric Vehicles Using an Electric Differential System [J]. Journal of Power Electron, 2015, 15 (5): 1244-1255.
- [10] DRAOU U, AZEDDIN E. A Simplified Sliding Mode Controlled Electronic Differential for an Electric Vehicle with Two Independent Wheel Drives [J]. Energy and Power Engineering, 2013, 5 (6): 136-142.
- [11] SAMPAIO R C B, HERNANDES A C, FERNANDES V D M, et al. A New Control Architecture for Robust Controllers in Rear Electric Traction Passenger HEVs [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2012, 61 (8): 3441-3453.
- [12] 翟丽,董守全,罗开宇. 四轮电机独立驱动车辆转向电子差速控制[J]. 北京理工大学学报, 2010, 30(8): 901-905.  
ZHAI Li, DONG Shou-quan, LUO Kai-yu. Electronic Differential Speed Steering Control for Four In-wheel Motors Independent Drive Vehicle [J]. Transactions of Beijing Institute of Technology, 2010, 30 (8): 901-905.
- [13] NASRI A, HAZZAB A, BOUSSERHANE I K, et al. Fuzzy Logic Speed Control Stability Improvement of Lightweight Electric Vehicle Drive [J]. Journal of Electrical Engineering & Technology, 2010, 5 (1): 129-139.
- [14] KHAN M A S K, RAHMAN M A. A Novel Neuro-wavelet-based Self-tuned Wavelet Controller for IPM Motor Drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2010, 46 (3): 1194-1203.
- [15] KHAN M A, UDDIN M N, RAHMAN M A. A Novel Wavelet Neural Network Based Robust Control of Interior Permanent Magnet Motor Drives [C] // IEEE. Proceedings of the 2011 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. New York: IEEE, 2011: 1-8.
- [16] KHAN M A, UDDIN M N, RAHMAN M A. A Novel Wavelet-neural-network-based Robust Controller for IPM Motor Drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2013, 49 (5): 2341-2351.
- [17] KHAN M A S K, RAHMAN M A. Implementation of a New Wavelet Controller for Interior Permanent-magnet Motor Drives [J]. IEEE Transactions on In-

- dustry Applications, 2008, 44 (6): 1957-1965.
- [18] KHAN M A S K, RAHMAN M A. Implementation of Wavelet-based Controller for Battery Storage System of Hybrid Electric Vehicles [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47 (5): 2241-2249.
- [19] PARVEZ S, ZHIQIANG G. A Wavelet-based Multi-resolution PID Controller [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41 (2): 537-543.
- [20] PADMANABAN S, DAYA J L F, BLAABJERG F, et al. Numerical Implementation of Wavelet and Fuzzy Transform IFOC for Three-phase Induction Motor [J]. Engineering Science and Technology, an International Journal, 2016, 19 (1): 96-100.
- [21] 任全平. 采用小波神经网络方法建立开关磁阻电机转矩控制模型[D]. 天津: 河北工业大学, 2014.  
REN Quan-ping. Modeling for Switched Reluctance Motor Torque Control Model Based on Wavelet Neural Network [D]. Tianjin: Hebei University of Technology, 2014.
- [22] 马浩军, 朱绍鹏, 俞小莉, 等. 考虑侧倾运动的电动汽车电子差速控制[J]. 浙江大学学报: 工学版, 2016, 50 (3): 566-573.  
MA Hao-jun, ZHU Zhao-peng, YU Xiao-li, et al. Electronic Differential Control Considering Rolling Movement for Electric Vehicles [J]. Journal of Zhejiang University: Engineering Science, 2016, 19 (1): 96-100.
- [23] 舒怀林. PID神经网络及其控制系统[M]. 北京: 国防工业出版社, 2006.  
SHU Huai-lin. PID Neural Network and Control System [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2006.
- [24] 李爽, 王志新, 王国强, 等. 三电平海上风电柔性直  
流输电变流器的PID神经网络滑模控制[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(4): 20-28.  
LI Shuang, WANG Zhi-xin, WANG Guo-qiang, et al. PID Neural Network Sliding-mode Controller for Three-level off shore Wind Power VSC-HVDC Converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32 (4): 20-28.
- [25] 朱磊, 温旭辉, 赵峰, 等. 永磁同步电机弱磁失控制机制及其应对策略[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31 (18): 67-72.  
ZHU Lei, WEN Xun-hui, ZHAO Feng, et al. Control Policies to Prevent PMSMs from Losing Control Under Field-weakening Operation [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31 (18): 67-72.
- [26] PADMANABAN S, DAYA F J L, BLAABJERG F, et al. Wavelet-fuzzy Speed Indirect Field Oriented Controller for Three-phase AC Motor Drive-Investigation and Implementation [J]. Engineering Science and Technology, An International Journal, 2016, 19 (3): 1099-1107.
- [27] SAITO N. Simultaneous Noise Suppression and Signal Compression Using a Library of Orthonormal Bases and the minimum Description Length Criterion [J]. The International Society for Optical Engineering, 1994, 4: 299-324.
- [28] 邱斌斌, 朱绍鹏, 马浩军, 等. 电动车辆驱动控制系统仿真测试平台设计[J]. 浙江大学学报: 工学版, 2015, 49(6): 1154-1159.  
QIU Bin-bin, ZHU Shao-peng, MA Hao-jun, et al. Design on Simulation and Test Platform of Electric Vehicle's Drive Control System [J]. Journal of Zhejiang University: Engineering Science, 2015, 49 (6): 1154-1159.