

DOI: 10.13718/j.cnki.xdzk.2020.04.015

基于离散小波变换的前轮独立驱动电动汽车 等功率分配电子差速系统研究

余 曼, 赵炜华, 郑 颖, 吴 玲, 李郁菡

西安航空学院 车辆工程学院, 西安 710077

摘要: 针对永磁同步电机及电动汽车电子差速控制系统存在的问题, 以前轮独立驱动电动汽车为研究对象, 建立了一种基于离散小波变换的驱动轮等功率分配电子差速控制策略。基于永磁同步电机数学模型, 设计了基于离散小波变换的电流控制器, 并建立了驱动轮等功率分配电子差速控制策略, 为了验证所提出控制策略的有效性, 基于 Matlab/Simulink 和 Carsim 联合仿真平台, 建立了基于离散小波变换的等功率分配电子差速控制策略模型, 并与传统 PID 电流控制器及驱动轮等转矩分配策略进行对比, 仿真结果表明, 相比于 PID 电流控制器, 基于离散小波变换的电流控制器具有更快的响应速度和较好的鲁棒性, 与驱动轮等转矩分配策略相比, 基于等功率分配的电子差速控制策略能够实现转矩间的不等分配, 降低驱动轮滑转率, 有效提高了车辆行驶稳定性与安全性。

关键词: 电子差速; 独立驱动; 等功率分配; 离散小波变换; 矢量控制

中图分类号: U469.72

文献标志码: A

文章编号: 1673-9868(2020)04-0112-15

随着汽车工业的迅速发展, 随之带来的环境污染和交通拥堵问题引起了各界的高度重视, 电动汽车作为解决该问题的重要途径, 近年来得到了快速发展^[1]。根据电动汽车动力源结构形式, 可以将其分为单一动力源集中式驱动和多动力源分布式驱动^[2-3]。集中式驱动电动汽车中机械差速器的基本功能是防止车辆不同行驶工况下驱动轮过度滑移或滑转^[4-6], 而分布式驱动电动汽车采用电子差速系统, 能够实现类似机械差速器的基本功能, 同时提高轮胎使用寿命和车辆行驶稳定性。根据是否以驱动轮滑转率为电子差速策略控制目标, 电子差速控制策略可分为以下 3 种基本类型。

1) 自适应电子差速策略: 文献[7-12]提出驱动轮等转矩分配电子差速策略, 文献[13-14]提出驱动轮等驱动力分配电子差速策略。通过模仿机械差速器的同轴驱动轮驱动力矩近似相等分配的原则, 自适应电子差速策略能够实现电子差速系统的基本功能, 但降低了差速行驶操纵稳定性。

2) 直接滑转率控制电子差速策略: 文献[15]以后轮驱动电动汽车为研究对象, 提出了以驱动轮滑转率相同为目标的基于转矩控制的电子差速控制策略。与文献[15]类似, 文献[16]以轮边电驱动铰接式矿用车为研究对象, 基于相同的控制目标建立了电子差速控制策略, 并通过仿真分析表明提出的控制策略优于等转矩分配控制。然而, 车辆实际转向过程中, 由于纵、侧向加速度的变化, 轮胎载荷在四轮间会发生转移, 使得同轴两轮的滑转率并不完全一致。文献[17-18]将车辆转向时轮胎载荷转移、向心力及轮胎侧偏角的影响考虑在内, 分别提出了基于门限值和基于滑模控制的电子差速控制策略, 然而该控制策略基于阿克曼转

收稿日期: 2019-06-04

基金项目: 国家自然科学基金项目(51507013); 陕西省重点产业创新链(群)项目(2018ZDCXL-GY-05-03-01, 2019ZDLGY15-01, 2019ZDLGY15-02); 交通部重点实验室开放基金项目(300102220503, 300102229507); 西安航空学院校级科研项目(2018KY1225)。

作者简介: 余 曼(1988-), 女, 工程师, 博士, 主要从事电动汽车及其控制技术的研究。

向原理来计算驱动轮滑转率, 但阿克曼转向原理是理想的车轮转速关系, 适用范围较低。

3) 间接滑转率控制电子差速策略: 文献[4-5, 19-31]以阿克曼转向原理为目标, 提出了转向电子差速控制策略, 然而阿克曼转向原理只考虑了水平方向的运动, 车辆实际转向过程复杂, 并不完全遵循阿克曼转向原理, 因此, 该电子差速控制策略仅适用于低速、小转角的情况, 具有一定的局限性。同时, 间接滑转率控制和直接滑转率控制电子差速策略都只对转向差速问题进行了研究, 忽略了不平路面直线行驶工况下的差速问题。

内置式永磁同步电机(IPMSM)的磁极位于转子内部, 使得它具有更高的效率、更高的磁阻转矩和较小的等效气隙^[32-34], 使得 IPMSM 在电动汽车、航空航天和机器人等高性能驱动领域得到广泛应用^[33]。矢量控制通过 Clark 变换和 Park 变换, 将定子电流转化为励磁电流和转矩电流的分量, 能够将三相交流磁场系统转变为一个旋转体上的直流磁场系统, 最终使得 IPMSM 具备与直流电机类似的性能^[32]。常见的矢量电流控制器主要有基于 PI 和 PID 控制两种, PI/PID 控制器具有计算简单, 参数易正定的优点, 但是控制器要求建立精确的数学模型, 且容易受到电机模型参数及周围环境等因素的影响, 使得其控制精度及鲁棒性下降^[33, 35]。小波变换作为一种新的变换分析方法, 是空间(时间)和频率的局部变换, 与傅里叶变换相比, 小波变换能够通过任意伸缩和平移等运算功能对函数或信号进行多尺度(多分辨率)的细化分析, 是进行信号时频分析和处理的理想工具^[32-33, 36]。与传统的 PI/PID 控制器相比, 小波变换不需要建立精确的系统数学模型^[33, 36], 且能够对信号进行由粗到细的逐步观察, 因此, 更加适用于电机控制系统。近年来, 小波变换也得到了广泛的应用^[4-5, 32-40]。文献[4-5]提出了基于小波控制器的电动汽车电子差速控制策略。文献[32, 35]以 IPMSM 为研究对象, 结合小波变换与神经网络算法, 设计了一种新的 IPMSM 电机速度控制器。文献[36]以混合动力电动汽车为研究对象, 针对其电池储能系统环境温度存在的问题, 结合 PID 控制与小波变换, 提出了一种混合动力电动汽车电池温度控制器方案。文献[38-40]将模糊逻辑与小波变换及 PID 控制进行结合, 提出了一种感应电机控制器方案。

综上, 针对现有电动汽车电子差速控制策略鲁棒性差和使用范围存在局限性等问题, 本文研究以前轮独立驱动电动汽车为研究对象, 首先, 结合驱动轮等转矩分配存在的缺陷, 建立了驱动轮等功率分配电子差速控制策略; 其次, 基于离散小波变换对 IPMSM 电机的电流进行了控制; 最后, 为了验证所提出控制策略的有效性, 基于 Matlab/Simulink 和 Carsim 联合仿真平台, 建立了基于离散小波变换的前轮独立驱动电动汽车等功率分配电子差速控制策略模型, 并在不同行驶工况下进行了仿真验证。

1 前轮独立驱动汽车电子差速策略模型

1.1 电子差速分析

根据图 1, 车轮滚动距离 S_1 和轮心平面行驶距离 S_2 由下式计算得到:

$$\begin{cases} S_1 = \int \omega R dt \\ S_2 = \int v dt \end{cases} \quad (1)$$

式中: ω 为车轮转速, r/min; R 为车轮有效半径, m; v 为轮心速度, km/h。当 $S_1 < S_2$ 时, 车轮处于滑移状态, $S_1 > S_2$ 时处于滑转状态。若 S_1 与 S_2 相差较大, 则会产生轮胎过度滑移或者滑转, 导致车辆操纵稳定性下降、轮胎磨损、寿命降低。因此, 为了解决前轮独立驱动电动汽车在转弯行驶或在不同附着系数路面行驶时的差速问题, 本文对前轮独立驱动电动汽车电子差速控制策略进行了研究。

1.2 驱动轮等功率分配电子差速策略模型

双电机前轮驱动汽车行驶过程中车身、车轮以及地面所受力和力矩情况(省略垂直方向作用力)如图 1 所示。任意时刻车轮行驶动力学方程可以表示为

$$\begin{cases} I \frac{d\omega}{dt} = M_R - FR \\ F = M_{\text{wheel}} \frac{d(v - \omega R)}{dt} \end{cases} \quad (2)$$

式中: I 为车轮转动惯量, $\text{kg} \cdot \text{m}^2$; M_R 为车轮驱动转矩, $\text{N} \cdot \text{m}$; M_{wheel} 为车轮质量, kg ; F 为车轮与车身之间作用力, N .

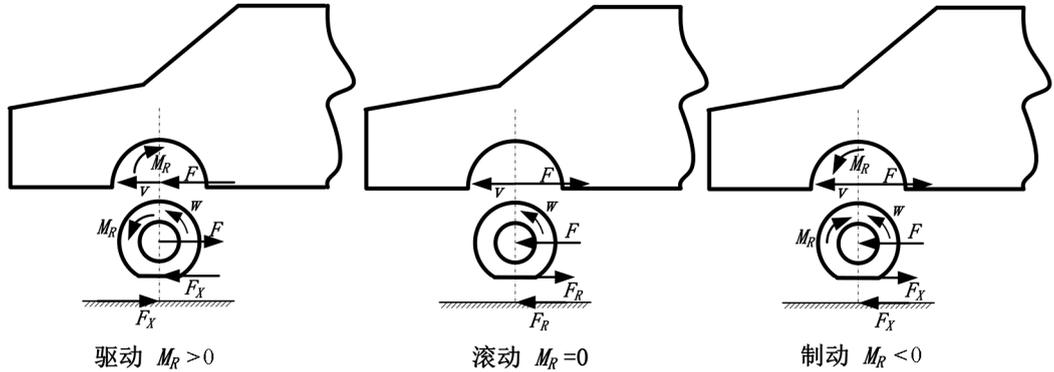


图 1 车身、车轮和路面受力(省略垂直方向作用力)

由式(2)可知,当车轮转速 ω 与轮心速度 v 不协调时,便会产生相互作用力 F 自适应调节车轮转速 ω . 因此,为了减小或消除由于车速与轮速不协调引起的附加在车辆质心上的力矩,针对传统的前轮独立驱动电动汽车等转矩电子差速控制策略^[6-11,40-42]无法解决低附着系数路面出现滑转的问题,建立了一种新的驱动轮等功率分配电子差速控制策略,其原理如图 2.

电子差速策略首先对驾驶员需求转矩 T 进行等转矩分配,接着根据左、右驱动轮电机反馈转速(ω_1 和 ω_2)和初始平均分配转矩 $T/2$,计算出左、右轮驱动电机需求功率 P_1 与 P_2 ;然后依据驱动电机等功率分配原则,根据平均分配的功率 $(P_1 + P_2)/2$ 与实时反馈的左、右轮电机转速(ω_1 与 ω_2),在满足整车驾驶员需求力矩 T 的约束下,对左、右轮驱动电机转矩进行调整,输出两侧驱动电机实际需求转矩 T_1 与 T_2 ,计算方法如式(3)与式(4)所示.

$$\frac{(P_1 + P_2)}{2} = T_{jj}\omega_j \quad j = 1, 2 \tag{3}$$

$$T_j = T \frac{T_{jj}}{\sum_{jj=1} T_{jj}} \quad j = 1, 2 \tag{4}$$

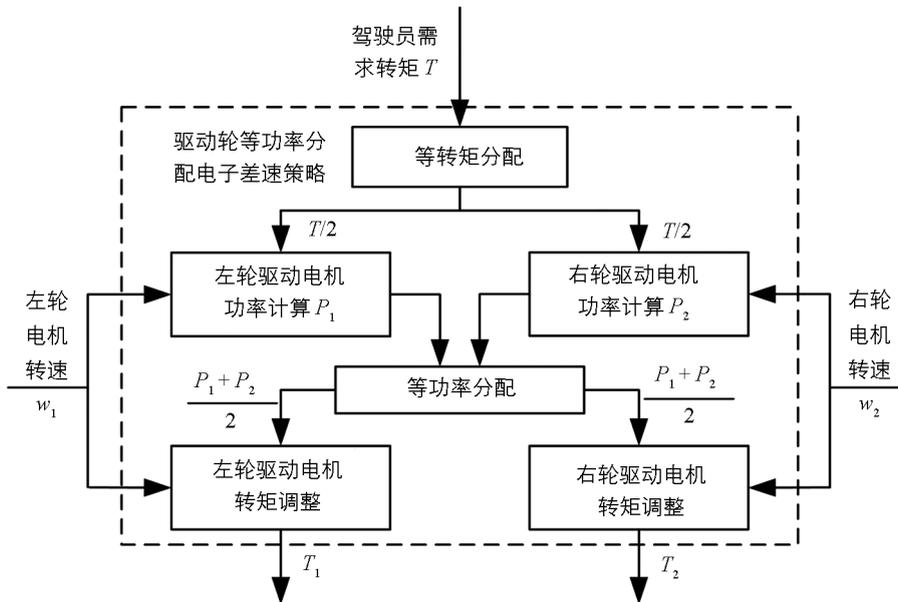


图 2 等功率分配的电子差速策略

2 基于离散小波控制的前轮独立驱动电动汽车电子差速控制系统

如图 3 所示为前轮独立驱动电动汽车电子差速控制系统结构图. 首先, 根据由 VCU 得到的方向盘转角信息、制动及加速踏板开度信息, 基于驾驶员需求驱动力矩解析方法^[43], 得到需求转矩 T , 然后, 以等功率分配为目标, 将得到的需求转矩 T 分别分配给左、右驱动轮(T_1 与 T_2). 最后, 电机作为执行器, 通过离散小波变换来控制 IPMSM 电机的电流, 从而控制电机转矩, 最终达到电子差速的目的.

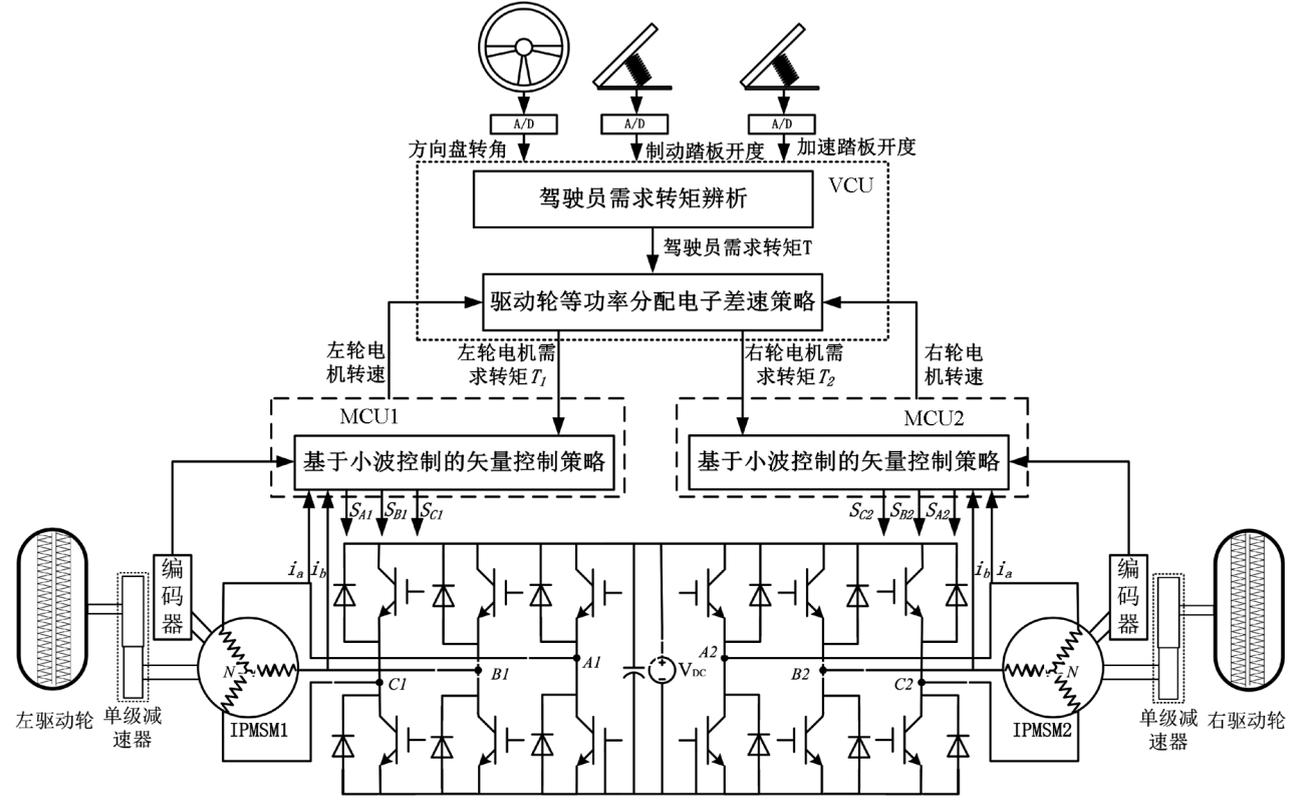


图 3 基于小波控制器的电子差速系统框图

3 基于小波控制器的 IPMSM 矢量控制策略

3.1 内置式永磁同步电机模型

$d-q$ 坐标系下, 内置式永磁同步电机电压方程为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + p\psi_d - \omega\psi_q \\ u_q = R_s i_q + p\psi_q + \omega\psi_d \end{cases} \quad (5)$$

式中: u_d, u_q 分别表示 d 轴电压和 q 轴电压; ψ_d, ψ_q 分别表示 d 轴和 q 轴磁链; ω 为电角度; P 为微分算子.

$d-q$ 坐标系下磁链方程为

$$\begin{aligned} \psi_d &= L_{sd} i_d + \psi_r \\ \psi_q &= L_{sq} i_q \end{aligned} \quad (6)$$

式中: L_{sd}, L_{sq} 分别为定子绕组的 d 轴和 q 轴电感; ψ_r 为转子磁链.

电磁转矩由下式得到:

$$T_e = \frac{3}{2} p_n (\psi_r i_q + (L_{sd} - L_{sq}) i_d i_q) \quad (7)$$

电机运动方程为

$$T_e = \frac{J}{p_n} p\omega + B \frac{\omega}{p_n} + T_L \quad (8)$$

式(7)和式(8)中: J 为电机转动惯量; B 为阻尼系数; T_L 为负载转矩; p_n 为电机极对数。

IPMSM 驱动控制策略中, d 轴电流 i_d 通常设置为 0, 此时 IPMSM 磁阻转矩为 0。然而, 电感 $L_{sq} > L_{sd}$, 为了重复发挥磁阻转矩的作用, 当转速小于电机额定转速时, 采用最大转矩电流比进行控制(MT-PA), 此时 i_d 为^[32]

$$i_d = \frac{\psi_r}{2(L_{sq} - L_{sd})} - \sqrt{\frac{\psi_r^2}{4(L_{sq} - L_{sd})^2} + i_q^2} \quad (9)$$

将式(9)带入式(7)中, 得 i_q 和 T_e 之间的关系为^[35]:

$$T_e = \frac{3}{2} p_n \left(\frac{\psi_r i_q}{2} + (L_{sq} - L_{sd}) \sqrt{\frac{i_q^2 \psi_r^2}{4(L_{sq} - L_{sd})^2} + i_q^4} \right) \quad (10)$$

当转速大于电机额定转速时, 采用弱磁控制(FW), 忽略定子绕组的电压降, 此时 i_d 为^[32]

$$i_d = -\frac{\psi_r}{L_{sd}} + \frac{1}{L_{sd}} \sqrt{\frac{(V'_m)^2}{\omega^2} - L_{sq}^2 i_q^2} \quad (11)$$

式(11)中, V'_m 为忽略定子绕组电压降后的最大电压值, 定义为

$$V'_m = \sqrt{v_{d0}^2 + v_{q0}^2} \quad (12)$$

式(12)中, $v_{d0} = -\omega L_{sq} i_q$, $v_{q0} = \omega L_{sd} i_d + \omega \psi_r$ 。

如图 4 所示, 为 IPMSM 最大转矩电流比控制(MTPA)与弱磁控制(FW)的基本原理图。首先, 基于驾驶员需求转矩 T , 电机控制器分别产生相应的 d 、 q 轴目标电流(i_{dref} , i_{qref}), 输入给电流控制器, 接着, 电流控制器通过比较实际电流(i_d , i_q)与目标电流(i_{dref} , i_{qref})的差值, 得到 d 、 q 轴目标电压(v_{dref} , v_{qref}), 并基于反 Park 变换, 得到 α - β 坐标系下的目标电压(v_{aref} , $v_{\beta ref}$), 最终, 基于电压空间矢量脉宽调制(SVPWM), 驱动 IPMSM 电机。

大多数文献采用传统的 PI/PID 控制器作为 d 、 q 轴电流控制器, 由于小波控制器具有更优的处理非线性系统的能力, 在此, 选择离散小波变换(DWT)对 IPMSM 的电流进行控制。

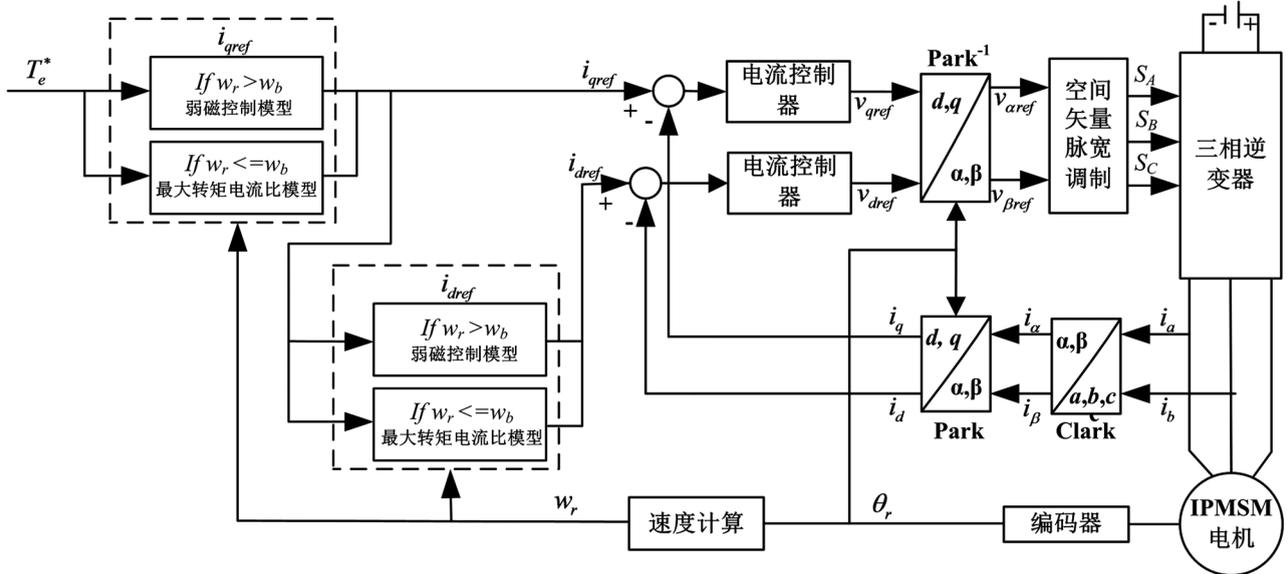


图 4 IPMSM 矢量控制框图

3.2 离散小波变换与多分辨率分析

小波变换能够通过任意伸缩和平移等运算功能对函数或信号进行多尺度(多分辨率)的细化分析^[38,43]。信号 $f(t)$ 的离散小波变换为

$$WT_{f(t)}(a, b) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t)\psi_{a,b}(t)dx \tag{13}$$

式中, $\psi_{a,b}(t)$ 为离散小波函数; a 为离散尺度因子; b 为离散平移因子。

正交小波分析能够使 $WT_{f(t)}(a, b)$ 完整重构原始信号 $f(t)$, 即通过对小波函数、尺度因子和平移因子进行特殊选择, 得到一个时频定位特性良好的小波函数

$$\psi_{j,k}(t) = 2^{\frac{j}{2}}\psi(2^jx - k); (j, k) \in Z \times Z \tag{14}$$

在 $L^2(R)$ 中构成正交基, 满足这种特性的 $\psi(t)$ 便称为正交小波。

1986 年, Mallat 和 Meyer 提出了多分辨率分析方法, 解决了正交小波难得到的问题。多分辨率分析按照标准的正交基(尺度函数空间和小波函数空间, 尺度函数空间表述信号低频信息, 小波函数空间表述信号高频信息)对信号 $f(t)$ 进行表述^[33]。信号 $f(t)$ 的 N 级离散小波级数表述可以定义为^[37]

$$f(t) = \sum_k c_{N,k}\varphi_{N,k}(t) + \sum_{m=1}^N \sum_k d_{m,k}\psi_{m,k}(t) \tag{15}$$

其中

$$c_{m,k} = \sum_k f(t)\overline{\varphi_{m,k}(t)} \tag{16}$$

$$d_{m,k} = \sum_k f(t)\overline{\psi_{m,k}(t)} \tag{17}$$

式(14-16)中, $\overline{\varphi(t)}$ 与 $\overline{\psi(t)}$ 分别为尺度函数 $\varphi(t)$ 与小波函数 $\psi(t)$ 的共轭。

定义离散电流偏差信号为

$$x = \{x[0], x[1], \dots, x[N-1]\} = c^0$$

如图 5 所示, 针对偏差信号的离散小波变换主要包括低通滤波、高通滤波、下采样 3 个步骤, 由此得到电流偏差信号的离散小波变换的一级分解近似部分与细节部分 c^1, d^1 ^[33-34, 39, 44]:

$$c^1[n] = \sum_{k=0}^{N/2-1} x[k]\overline{h}[n-2k] \tag{18}$$

$$d^1[n] = \sum_{k=0}^{N/2-1} x[k]\overline{g}[n-2k] \tag{19}$$

接着, c^1 继续重复上述步骤, 分别得到电流偏差信号离散小波变换的二级分解近似部分与细节部分 c^2, d^2 ^[33-34, 39, 44]:

$$c^2[n] = \sum_{k=0}^{N/4-1} x[k]\overline{h}[n-2k] \tag{20}$$

$$d^2[n] = \sum_{k=0}^{N/4-1} x[k]\overline{g}[n-2k] \tag{21}$$

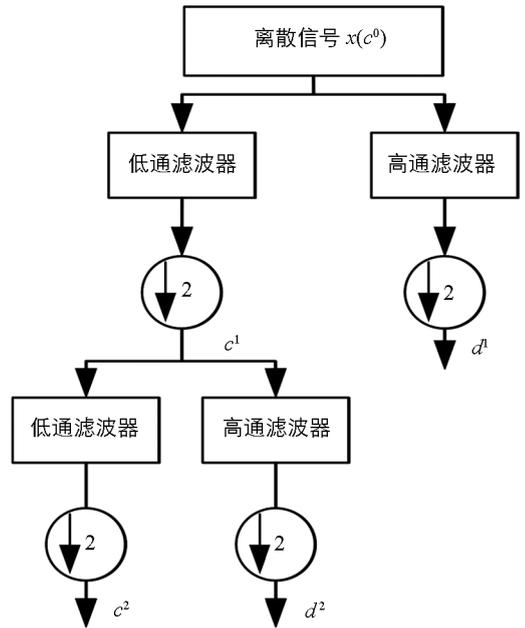


图 5 离散小波变换两级分解算法框图

当达到设定的分解级数时, 该分解过程停止, 最终, 得到经过 S 级分解后的离散信号为^[37]

$$x = d^1 + d^2 + \dots + d^S + c^S \tag{22}$$

式中: $S=1, 2, \dots, \log_2 N$; $d^i (i=1$ 表示高频信号, $i=2 \dots S$ 表示中频信号); c^S 表示低频信号。

基于 PID 的电机电流控制策略中, PID 控制的比例、积分、微分参数分别作用于电流的偏差、偏差积分、偏差微分上, 最终, 对应得到电流的比例偏差、积分偏差、微分偏差, 其中比例与积分作用于低频信号, 微分作用于高频信号^[37, 45]。同样, 通过对 IPMSM 电流偏差信号进行离散小波变换, 也能够分别得到高、中、低频段信号。因此, 基于离散小波变换的 d, q 轴电流控制器如图 6 所示, 具体表达式为

$$v_{lref} = K_{d^1_l}e_{d^1_l} + K_{d^2_l}e_{d^2_l} + \dots + K_{d^S_l}e_{d^S_l} + K_{c^S_l}e_{c^S_l} \quad l = d, q \tag{23}$$

式(23)和图 6 中, i_{lref} 为目标电流; i_l 为实际电流; e_l 为电流偏差信号; v_{lref} 为电流控制器输出; $K_{d^1-l}, K_{d^2-l}, K_{c^s-l}$ 分别为高频、中频、低频偏差信号, 对应的偏差信号系数为 $e_{d^1-l}, e_{d^2-l}, e_{c^s-l}$.

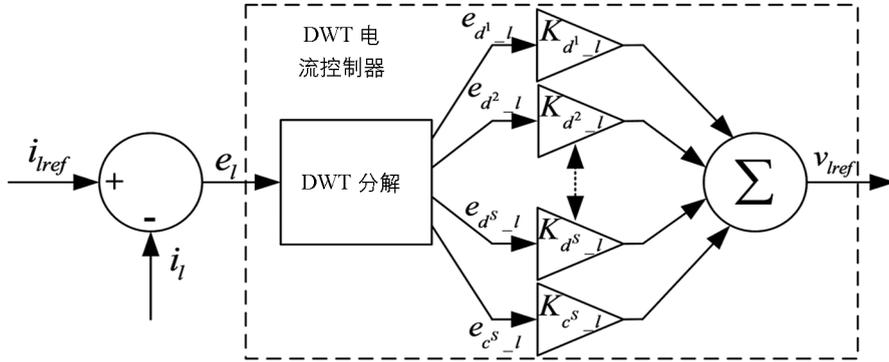


图 6 基于离散小波变换的电流控制器

3.3 分解级数与小波函数类型

小波函数的类型和分解级数的选择对离散小波变换至关重要, 分解级数决定了小波控制器增益的数目, 在此, 基于香农熵(Shannon entropy)原则, 得到最佳分解级数^[4-5,33,46], 定义离散电流偏差信号的熵为

$$H(x) = - \sum_{n=0}^{N-1} |x[n]|^2 \log |x[n]|^2 \quad (24)$$

由此, 可得到信号经过每级分解后的熵值, 当满足以下条件时, 可得到最优分解级数为 $p-1$

$$H(x)_p \geq H(x)_{p-1} \quad (25)$$

一般根据要解决问题的需求及信号本身的特性对小波函数类型进行选择^[34]. 在此, 基于最小描述长度(MDL)准则确定最佳小波函数类型, 得到最佳保留分解系数的个数^[33,40,46-48].

定义小波函数库为 $B = \{B_1, B_2, \dots, B_M\}$, 由此可得到信号 f 的表达式为^[47]

$$f = W_n \alpha_n^{(k)} \quad (26)$$

式中: $\alpha_n^{(k)}$ 表示分解系数矢量, k 表示其包含系数的个数; W_n 表示正交矩阵, 其列向量为 B_n , n 表示小波函数库中小波函数的编号.

理论上来说, k 值越小, 数据量越少, 计算则越简单, k 值越大, 则对真实信号的描述越详细, 误差越小^[46], 在此, 基于 MDL 准则对 k 值进行选择:

$$MDL(k, n) = \min \left\{ \frac{3}{2} k \log N + \frac{N}{2} \log \|\tilde{\alpha}_n - \alpha_n^{(k)}\|^2 \right\} \\ 0 \leq k < N; 1 \leq n \leq M \quad (27)$$

式中: N 表示信号的长度; M 表示小波函数库中小波函数的总数量; k 表示信号 f 的小波分解系数矢量中非零系数的数目; $\tilde{\alpha}_n = W_n^T f$ 为基于小波函数 B_n 的信号 f 小波分解系数矢量; $\alpha_n^{(k)} = \Theta^{(k)} \tilde{\alpha}_n$ 表示经过 $\Theta^{(k)}$ 运算后, 得到只包括 k 个非零系数的信号 f 小波分解系数矢量.

式(27)中, 第一项为罚函数, 与分解系数 k 成正比关系, 第二项为 $\tilde{\alpha}_n$ 和 α_n 能量差的对数, 与分解系数 k 成反比关系^[46]. 在此, 将使得 MDL 达到最小值时的 k 值作为最佳保留小波分解系数的个数, 同时, 根据得到的 MDL 值查找其在小波函数库中对应的函数类型, 即为最佳的小波函数类型.

3.4 基于离散小波变换的电流控制器

在此, 选择的小波函数库总量 $M=22$, 其中 10 个来自于 Daubechies 族, 7 个为 Symlets 族, 5 个来自 Coiflets 族, 分别基于香农熵与 MDL 准则, 得到最优小波函数类型为“db4”, 最优分解级数个数为 2, 最终构建的基于离散小波变换的 d, q 轴电流控制器分别为

$$v_{dref} = K_{d^1-d} e_{d^1-d} + K_{d^2-d} e_{d^2-d} + K_{c^s-d} e_{c^s-d} \quad (28)$$

$$v_{qref} = K_{d^1-q} e_{d^1-q} + K_{d^2-q} e_{d^2-q} + K_{c^s-q} e_{c^s-q} \quad (29)$$

在电机控制系统中, 电流信号属于低频信号, 传感器噪声属于高频信号, 通过减小高频信号对应系数可以降低传感器噪声引起的控制误差, 通过增加低频信号对应系数则可以提高控制系统抗外界扰动的能力, 提高控制系统的鲁棒性^[33].

4 基于 Matlab/Simulink 和 Carsim 的联合仿真模型建立

为了验证本文建立的控制策略的有效性, 基于 Matlab/Simulink 和 Carsim 联合仿真平台, 建立前轮独立驱动电动汽车电子差速控制策略基本结构, 如图 7 所示.

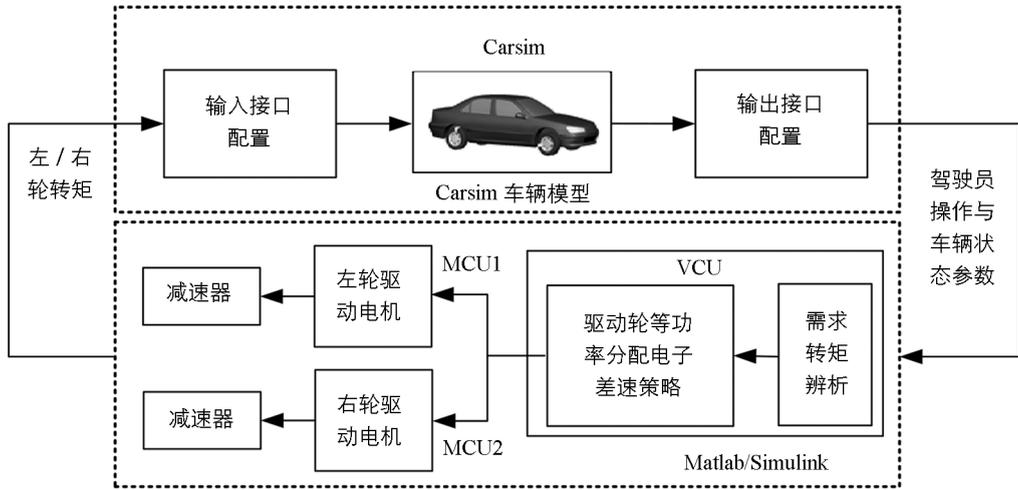


图 7 双电机前轮独立驱动电动汽车电子差速控制策略结构

在此, 以 Carsim 中的 B-class 型车辆作为参考模型, 车辆具体参数如表 1 所示, 同时, 在进行联合仿真前, 需要对 Carsim 的输入与输出参数进行选择, 其具体的输入输出参数如表 2 所示.

表 1 车辆参数

| 参 数 | 数 值 | 参 数 | 数 值 |
|------------------|-------|---|-------|
| 整车质量(m)/kg | 1 350 | 质心高度(h_g)/m | 0.54 |
| 前轴到质心距离(a)/m | 1.04 | 绕 Z 轴转动惯量(I_z)/(kg · m ²) | 1 343 |
| 后轴到质心距离(b)/m | 1.56 | 车轮有效半径(r_e)/m | 0.304 |
| 轮距(B_w)/m | 1.481 | | |

表 2 Carsim 输入与输出参数

| 类 别 | 参数名称 | 参数含义 |
|------|-----------------|----------|
| 输入参数 | IMP_MY_OUT_D1_L | 前轴左轮转矩 |
| | IMP_MY_OUT_D1_R | 前轴右轮转矩 |
| 输出参数 | Throttle | 加速踏板开度 |
| | Steer_SW | 方向盘转角 |
| | Vx_L1 | 左前轮纵向速度 |
| | Vx_R1 | 右前轮纵向速度 |
| | Vx_SM | 车身质心纵向速度 |

5 仿真分析

为了验证基于离散小波控制器的前轮独立驱动汽车电子差速系统性能, 基于 Matlab/Simulink 和 Carsim 联合仿真平台, 进行了不同行驶工况下整车性能仿真分析.

5.1 直线行驶性能仿真分析

为了更详细地分析基于离散小波电流控制器的电子差速控制策略的性能,在此,同时对基于 PID 电流控制器的电子差速控制策略进行仿真。

5.1.1 加速踏板阶跃输入

图 8 为初始车速 30 km/h 时,直线行驶工况下,加速踏板角阶跃输入时的仿真结果,具体仿真结果特征参数如表 3 所示.仿真过程中,车辆处于水平路面直线行驶,左、右驱动轮电机转速相同,根据驱动轮等功率分配电子差速策略可知,仿真过程中左、右驱动轮目标转矩始终保持相同,且在 0.1 s 时阶跃至 169.95 N·m.图 8(a)为仿真过程中两种不同电子差速系统的驱动轮转矩仿真对比曲线,从图 8(b)驱动轮转矩局部放大中可以看出,电子差速系统采用 PID 电流控制器时,驱动轮转矩超调量(3.03 N·m)远大于采用离散小波变换电流控制器,且达到稳态转矩(170.41 N·m)的时间也更长(0.101 9 s).而基于小波控制器的电子差速系统,能够更好地跟随目标转矩,驱动轮转矩超调较小(1.15 N·m),达到稳态驱动轮转矩(170.13 N·m)的时间也更短(0.101 5 s).

表 3 直线行驶工况仿真结果

| 项 目 | 0.1 s 加速踏板阶跃输入 | | 0.5 s 加速踏板阶跃输入 | |
|------------|----------------|---------|----------------|---------|
| | PID | WT | PID | WT |
| 目标转矩/(N·m) | 169.95 | 169.95 | 281.75 | 281.75 |
| 超调量/% | 1.783 9 | 0.500 5 | 0.36 | 0.15 |
| 稳态误差/(N·m) | 0.46 | 0.18 | 0.25 | 0.11 |
| 稳态时间/s | 0.101 9 | 0.101 5 | 0.500 9 | 0.501 1 |

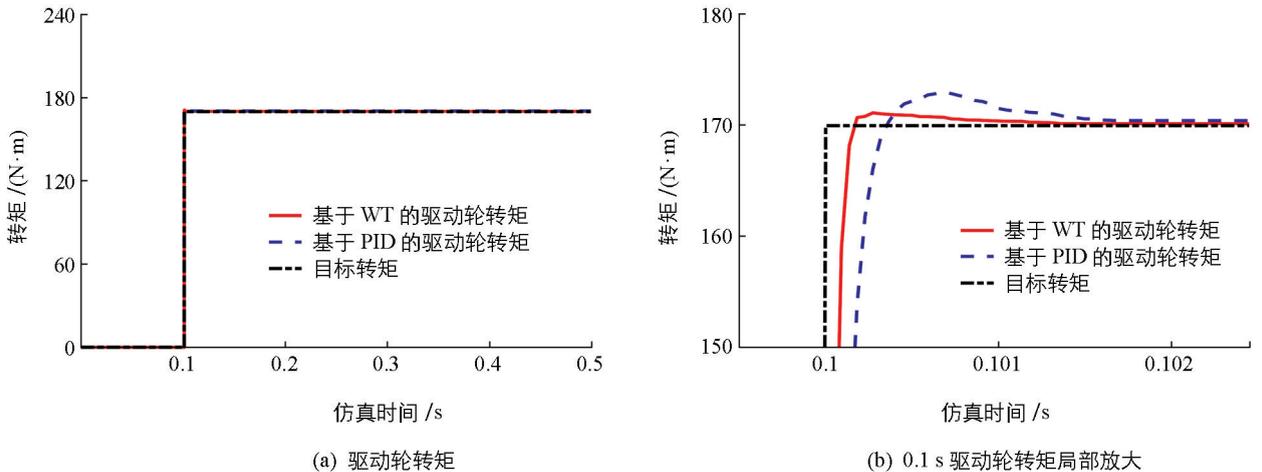


图 8 加速踏板阶跃输入仿真对比

5.1.2 加速踏板连续阶跃输入

图 9 为水平路面直线行驶时,车辆初始速度为 30 km/h,加速踏板连续阶跃输入下的仿真曲线,仿真结果如表 3 所示,仿真过程中,左、右驱动轮目标转矩相同,且在 0.5 s 时阶跃至 169.95 N·m(30%开度),1 s 时阶跃至 281.75 N·m(50%开度).图 9(a)为仿真过程中两种不同电子差速系统的驱动轮转矩仿真对比曲线,对应的驱动电机 A 相电流仿真曲线如图 9(b)所示,图 9(c)为 0.5 s 阶跃至 281.75 N·m(50%开度)时驱动轮转矩局部放大仿真曲线.从图 9(c)中可以看出,相比采用 PID 电流控制器的电子差速系统,采用基于小波控制的电子差速系统时,车辆的驱动轮转矩超调较小(0.43 N·m),更快地达到稳态驱动轮转矩(281.86 N·m),且稳态转矩误差更小.可见加速踏板连续阶跃输入时,相比标准的 PID 电流控制器,基于小波控制器的电子差速系统车辆的驱动轮转矩响应更加平滑、更加迅速。

根据前轮独立驱动电动汽车直线行驶时,不同加速踏板输入工况下的仿真曲线与表 3 的仿真结果,可以看出,相比采用标准 PID 电流控制器的电子差速系统,基于小波控制器的电子差速系统展现出更小的转矩超调、更快的转矩响应,更小的稳态转矩误差,从而验证了基于小波控制器的电子差速系统的有效性、鲁棒性与更平滑控制性能。

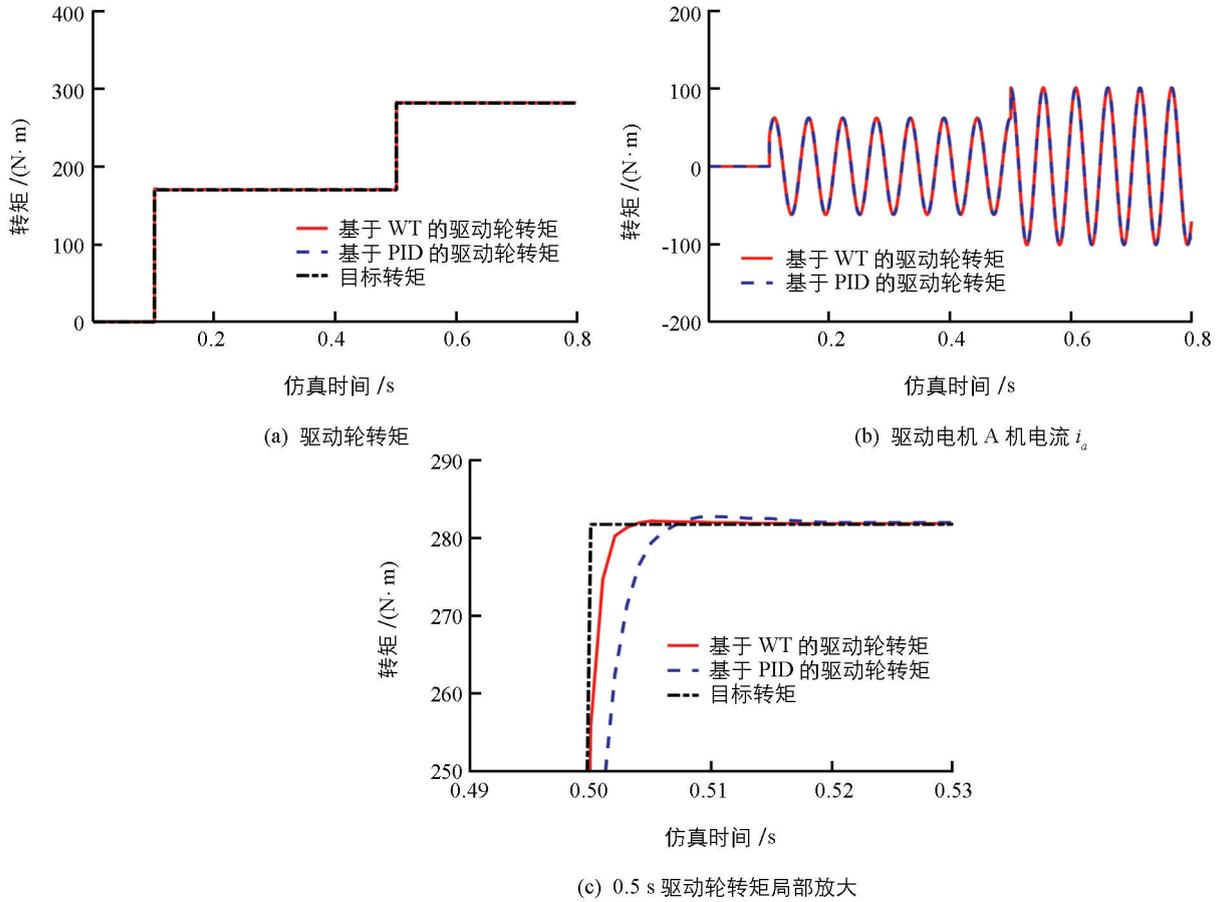


图 9 加速踏板连续阶跃输入仿真对比

5.2 差速行驶性能仿真分析

为了对比基于小波控制器的电子差速系统和采用本文建立的驱动轮等功率分配电子差速策略时车辆的差速行驶性能, 同时仿真分析了基于小波控制器的电子差速系统采用驱动轮等转矩分配电子差速策略时车辆的差速行驶性能, 以及采用黏性限滑机械差速器的集中式驱动车辆的差速行驶性能. 通过验证驱动轮滑转率是否处于稳定区域, 即可验证差速行驶的可行性^[49-50]. 基于联合仿真平台, 基于 Carsim 建立驾驶员模型与道路环境模型, 仿真参数设置如表 4.

表 4 仿真参数设置

| 项目 | 初始速度/($\text{km} \cdot \text{h}^{-1}$) | 加速踏板开度 | 路面特性/附着系数 |
|----------|--|--------|-----------|
| 阶跃转向 | 60 | 0.2 | 平坦/0.8 |
| 不平路面直线行驶 | 20 | 0.2 | 不平/0.8 |

5.2.1 转向行驶工况

图 10 为初始速度为 60 km/h, 驾驶员保持 20% 加速踏板开度, 方向盘阶跃输入, 分别采用等功率分配、等转矩分配电子差速策略的基于小波控制器电子差速系统汽车以及采用黏性限滑机械差速器的集中式驱动汽车仿真对比曲线. 表 5 为 3 s 时阶跃工况仿真结果对比. 如图 10(a) 方向盘转角仿真曲线所示, 仿真时间从 0 至 1 s, 车辆保持直线行驶, 此时从图 10(b) 驱动轮转矩仿真曲线和图 10(c) 驱动轮滑转率仿真曲线中可见, 分别采用两种不同电子差速策略的分布式驱动汽车与采用黏性限滑机械差速器的集中式驱动汽车的左右驱动轮转矩和驱动轮滑转率均相等.

1 s 末时刻, 方向盘转角开始阶跃至 150°, 如图 10(b) 所示, 采用等转矩分配电子差速策略的分布式驱动汽车左右驱动轮转矩始终保持为 115.26 N·m; 而采用等功率分配电子差速策略的分布式驱动汽车, 左右驱动轮转矩发生不等分配, 左驱动轮为 114.84 N·m, 右驱动轮转矩为 115.68 N·m, 相比黏性限滑机

械差速器的驱动轮转矩差异, 基于小波控制器的电子差速系统采用等功率分配电子差速策略时, 驱动轮转矩差异较小.

1~3 s 时间内的驱动轮滑转率如图 10(c)所示, 可见转向时无论是采用黏性限滑机械差速器的集中式驱动汽车, 还是采用两种不同电子差速策略的分布式驱动汽车, 各驱动轮滑转率都迅速增大, 且外侧驱动轮(左轮)滑转率大于内侧驱动轮(右轮)滑转率, 但仿真过程中各驱动轮的滑转率均处于稳定区域, 没有出现过度滑移与滑转. 由此可见, 分布式驱动汽车电子差速系统分别采用等转矩和等功率分配电子差速策略, 转向时能够依靠车轮和车身或者车架之间的相互作用力, 实现自适应差速功能. 然而相比等转矩分配电子差速策略, 采用等功率分配电子差速策略的车辆转向时, 驱动轮转矩产生不等分配, 转向差速性能更接近于黏性限滑差速器的差速行驶性能, 同时降低了滑转率较大一侧驱动轮的滑转率, 其中 3 s 时, 相比等转矩分配电子差速策略的车辆左侧驱动轮滑转率, 等功率分配电子差速策略的车辆左侧驱动轮滑转率降低了 0.34%, 黏性限滑机械差速器的车辆左侧驱动轮滑转率降低了 2.53%.

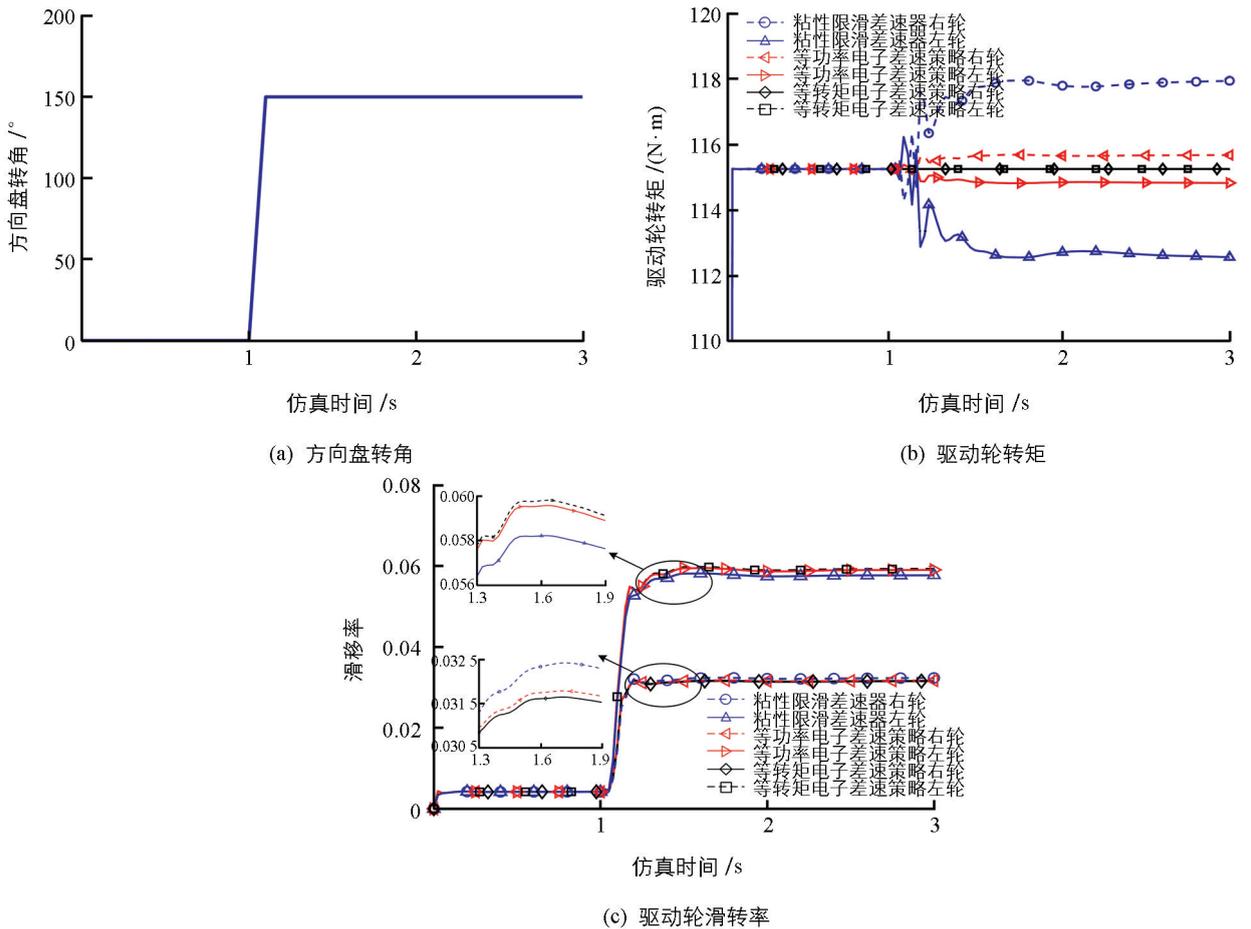


图 10 阶跃工况仿真对比

表 5 3 s 时阶跃工况仿真结果

| 项 目 | 等转矩 | 等功率 | 黏性限滑差速器 |
|--------------|--------|--------|---------|
| 左驱动轮转矩/(N·m) | 115.26 | 114.84 | 112.58 |
| 右驱动轮转矩/(N·m) | 115.26 | 115.68 | 117.94 |
| 左驱动轮滑转率/% | 5.93 | 5.91 | 5.78 |
| 右驱动轮滑转率/% | 3.16 | 3.17 | 3.24 |

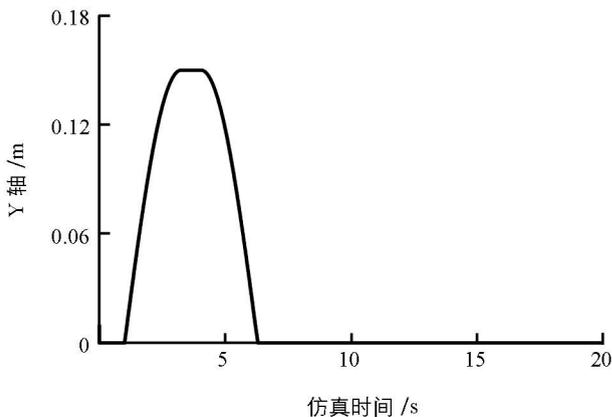
5.2.2 不平路面直线行驶工况

图 11 为不平路面直线行驶时仿真对比曲线, 表 6 为 1.05 s 时不平路面行驶工况仿真结果对比. 仿真

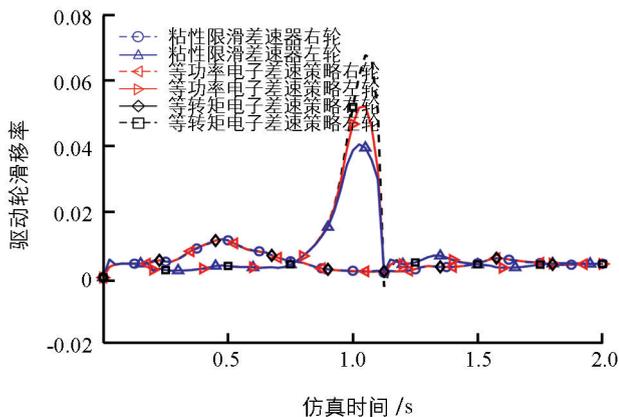
过程中, 左侧驱动轮处于不平路面行驶, 不平路面纵剖面如图 11(a)所示, 右侧驱动轮处于水平道路行驶。从图 11(b)驱动轮滑转率和图 11(c)驱动轮速度仿真曲线仿真中可以看出, 车辆行驶于不平路面时, 分别采用两种电子差速策略的分布式驱动汽车能够采用黏性限滑机械差速器的集中式驱动汽车一样, 实现差速行驶, 且驱动轮滑转率均处于稳定区域, 没有出现过度滑移或者滑转。

如图 11(c)驱动轮速度仿真曲线和图 11(d)驱动轮转矩仿真曲线所示, 等功率分配电子差速策略车辆的驱动轮转矩也出现不均等分配, 且驱动轮转矩变化趋势与黏性限滑差速器车辆的驱动轮转矩变化趋势相同, 而等转矩分配电子差速策略车辆的驱动轮转矩始终保持不变, 验证了本文建立的基于小波控制器的电子差速系统的有效性。

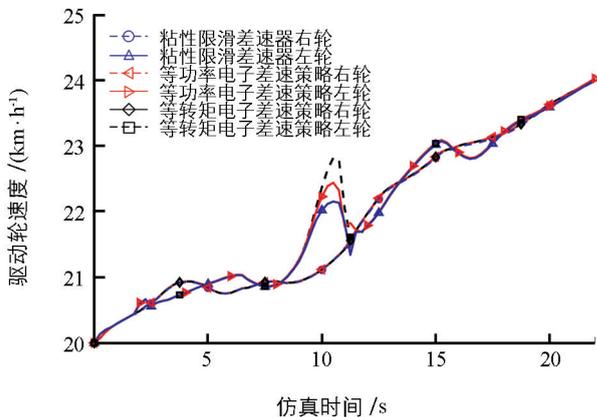
1.02 s 到 1.07 s 仿真时间过程中, 驱动轮速度、转矩和滑转率仿真曲线如图 11(b)–11(d)所示, 此时左驱动轮速度始终大于右驱动轮速度, 同时等功率分配电子差速策略车辆的左侧电机驱动转矩始终大于等转矩分配电子差速策略车辆的左侧驱动电机转矩, 对应驱动轮滑转率仿真曲线如图 11(b)所示, 其中 1.05 s 时, 相比等转矩分配电子差速策略车辆的左侧驱动轮滑转率, 等功率分配电子差速策略车辆的左侧驱动轮滑转率降低了 22.86%, 采用黏性限滑机械差速器车辆的左侧驱动轮滑转率降低了 41%, 有效提高了不平路面行驶时, 车辆的差速行驶性能与轮胎寿命。



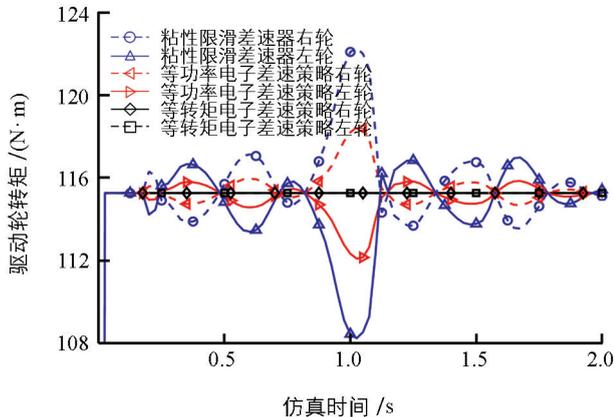
(a) 左驱动轮路面纵剖面



(b) 驱动轮滑移率



(c) 驱动轮转速



(d) 驱动轮转矩

图 11 不平路面仿真对比

表 6 1.05 s 时不平路面仿真结果

| 项 目 | 等转矩 | 等功率 | 黏性限滑差速器 |
|----------------|--------|--------|---------|
| 左驱动轮转矩/(N · m) | 115.26 | 112.14 | 108.52 |
| 右驱动轮转矩/(N · m) | 115.26 | 118.38 | 122.00 |
| 左驱动轮滑转率/% | 6.78 | 5.23 | 4.00 |
| 右驱动轮滑转率/% | 0.18 | 0.19 | 0.20 |

6 结 论

1) 本文以前轮独立驱动电动汽车为研究对象,建立了一种基于离散小波变换的等功率分配电子差速控制策略.首先,针对传统驱动轮等转矩分配存在的缺陷,建立了一种新的驱动轮等功率分配电子差速控制策略模型,然后,针对传统 PI/PID 控制存在的问题,采用离散小波变换,设计了一种 IPMSM 电流控制器,最后,基于 Matlab/Simulink 和 Carsim 联合仿真平台,仿真分析了不同行驶工况下,验证了控制策略的性能.

2) 不同加速踏板输入的直线行驶性能仿真结果表明,相比采用 PID 电流控制器的电子差速系统,基于小波控制器的电子差速系统驱动轮转矩响应更快、稳态误差更小和鲁棒性更优.

3) 阶跃转向与不平路面行驶的差速行驶性能仿真结果表明,与黏性限滑机械差速器基本功能相同,分别采用两种电子差速策略的基于小波控制器的电子差速系统均能实现差速行驶的基本功能.相比采用等转矩分配电子差速策略,基于小波控制器的电子差速系统采用等功率分配电子差速策略时,能够与黏性限滑机械差速器一样,实现驱动轮转矩的不均等分配,同时降低了滑转率较大一侧驱动轮的滑转率,验证了本文建立的基于小波控制器的电子差速系车辆的差速行驶性能更优.

参考文献:

- [1] 王 姝,赵 轩,余 强.基于驾驶意图识别电动汽车平路起步控制策略研究 [J].西南大学学报(自然科学版),2016,38(12):140-149.
- [2] 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.
- [3] OZKOP E,ALTAS I H,OKUMUS H I, et al. A Fuzzy Logic Sliding Mode Controlled Electronic Differential for a Direct Wheel Drive EV [J]. International Journal of Electronics, 2015, 102(11): 1-24.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] YOU S,LEE H,LEE D, et al. Speed Ratio Control for Electronic Differentials [J]. Electronics Letters, 2011, 47(16): 933-934.
- [7] 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.
- [8] 靳立强,王庆年,周雪虎.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(S1):1-6.
- [9] 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,2007,29(8):70-74.
- [10] 靳立强,王庆年,张缓缓.电动轮驱动汽车差速性能试验研究 [J].中国机械工程,2007,18(21):2632-2636.
- [11] GUILIN T,ZHIYUN M,LIBING Z, et al. A Novel Driving and Control System for Direct-Wheel-Driven Electric Vehicle [C] //Electromagnetic Launch Technology, 2004, 2004 12th Symposium on. IEEE, 2005: 497-500.
- [12] TAO G,MA Z,ZHOU L, et al. A Novel Driving and Control System for Direct-Wheel-Driven Electric Vehicle [C] //12th International Electronmagnetic Launch Technology Symposium, 2004, Snowbird, UT, USA. IEEE, 2004: 514-517.
- [13] CASTELLI-DEZZA F,GALMARINI G,GOBBI M, et al. Design and Realization of a Quadricycle for Urban Mobility [C] //Ninth International Conference on Ecological Vehicles & Renewable Energies, March 25-27, 2014. Monte-Coolo, 2014: 1-8.
- [14] MAURI M,DEZZA F C,CARMEI M S, et al. Design and Realization of High Efficiency Fun-to-Drive Urban LEV [C] //Clean Electrical Power (ICCEP), 2013 International Conference on. IEEE, 2013: 557-563.
- [15] 严运兵,彭思仓.后驱电动轮汽车电子差速控制影响因素分析 [J].汽车工程,2014,36(2):210-215.
- [16] 孙会来,申焱华,金 纯,等.轮边电驱动铰接式矿用汽车差速控制策略研究 [J].农业机械学报,2014,45(11):27-33.
- [17] 陈 东,徐 寅,梁华军.双电机后轮驱动混合动力汽车电子差速控制的研究 [J].汽车工程,2013,35(1):46-50.

- [18] 赵艳娥, 张建武. 轮毂电机驱动电动汽车电子差速系统研究 [J]. 系统仿真学报, 2008, 20(18): 4767-4771, 4775.
- [19] 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.
- [20] ZHU C Q, WU S, YANG Y Z. Research on Electronic Differential Speed Control for in-Wheel Motor Drive Electric Vehicle [M] //CHOI S B, HAMID F S, HAN L. Development Of Industrial Manufacturing. Stafa-Zurich; Trans Tech Publications Ltd. 2014: 337-341.
- [21] HOUACINE K, MELLAH R, GUERMAH S, et al. Neural Fuzzy Control of Driving Wheels for Electric Vehicle [C] //2013 3rd International Conference on Systems and Control (ICSC), October 29-31, 2013, ALGIERS, Algeria. IEEE, 2013: 1-6.
- [22] AZEDDINE DRAOU. A Simplified Sliding Mode Controlled Electronic Differential for an Electric Vehicle with Two Independent wheel Drives [J]. Energy and Power Engineering, 2013, 5(6): 416-421.
- [23] VITOLS K, GALKIN I. Analysis of Electronic Differential for Electric Kart [C] //Power Electronics & Motion Control Conference, September 4-6, 2012. Novisad, Serbia. IEEE, 2013: 1-5.
- [24] SAMPAIO R C B, HERNANDES A C, DO V M F V, 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.
- [25] 翟丽, 董守全, 罗开宇, 等. 四轮轮毂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.
- [26] 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.
- [27] HADDOUN A, BENBOUZID M, DIALLO D, et al. Design and Implementation of an Electric Differential for Traction Application [C] //Vehicle Power & Propulsion Conference, September 1-3, 2010. Lille, France. IEEE, 2011: 1-6.
- [28] 翟丽, 孙逢春, 谷中丽. 电子差速履带车辆转向转矩神经网络 PID 控制 [J]. 农业机械学报, 2009, 40(2): 1-5, 31.
- [29] PEREZ-PINAL F J, CERVANTES I, EMADI A. Stability of an Electric Differential for Traction Applications [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(7): 3224-3233.
- [30] HADDOUN A, BENBOUZID M E H, DIALLO D, et al. Modeling, Analysis, and Neural Network Control of an EV Electrical Differential [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(6): 2286-2294.
- [31] 周勇, 李声晋, 田海波, 等. 四轮轮毂电机电动车的电子差速控制方法 [J]. 电机与控制学报, 2007, 11(5): 467-471, 476.
- [32] 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.
- [33] 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.
- [34] KHAN M A S K, RAHMAN M A. Implementation of a New Wavelet Controller for Interior Permanent-Magnet Motor Drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2008, 44(6): 1957-1965.
- [35] KHAN M A, UDDIN M N, RAHMAN M A. A Novel Wavelet Neural Network Based Robust Control of Interior Permanent Magnet Motor Drives [C] //Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), October 9-13, 2011. Orlando, FL, USA. IEEE. IEEE, 2011: 1-8.
- [36] 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.
- [37] PARVEZ S, ZHIQIANG G. A Wavelet-Based Multiresolution PID Controller [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(2): 537-543.
- [38] DAYA J L F, SUBBIAH V, SANJEEVIKUMAR P. Robust Speed Control of an Induction Motor Drive Using Wavelet-Fuzzy Based Self-Tuning Multiresolution Controller [J]. International Journal of Computational Intelligence Systems, 2013, 6(4): 724-738.
- [39] 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.
- [40] PADMANABAN S, DAYA J L F, BLAABJERG F, et al. Numerical Implementation of Wavelet and FTransform IFOC for

- Three-Phase Induction Motor [J]. *Engineering Science and Technology, an International Journal*, 2016, 19(1): 96-100.
- [41] 何竟松, 陈世元. 4WID-EV 的自动差速原理及控制策略 [J]. *汽车技术*, 2013(3): 11-16.
- [42] MAGALLAN G A, DE ANGELO C H, BISHEIMER G, et al. A Neighborhood Electric Vehicle with Electronic Differential Traction Control [C] // *IECON 2008-34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society*, November 10-13, 2008. Orlando, FL. IEEE, 2008: 2757-2763.
- [43] 王庆年, 王俊, 陈慧勇, 等. 混合动力车辆中的加速与制动意图识别 [J]. *吉林大学学报(工学版)*, 2014, 44(2): 281-286.
- [44] DAUBECHIES I, HEIL C. Ten Lectures on Wavelets [J]. *Computers in Physics*, 1992, 6(6): 697.
- [45] 陈 燎, 叶扬波, 盘朝奉. 纯电动汽车复合电源功率分配策略研究 [J]. *重庆理工大学学报(自然科学版)*, 2018, 32(3): 18-27, 67.
- [46] HAMID E Y, KAWASAKI Z I. Wavelet-Based Data Compression of Power System Disturbances Using the Minimum Description Length Criterion [J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2002, 17(2): 460-466.
- [47] SAITO N. Simultaneous Noise Suppression and Signal Compression Using a Library of Orthonormal Bases and the Minimum Description Length Criterion [J]. *Proceedings of the SPIE-The International Society for Optical Engineering*, 1994, 4: 299-324.
- [48] 周胜灵, 祝诗平, 李光林, 等. 0.2~1.8 THz 波段豆油光谱特性的快速检测 [J]. *西南大学学报(自然科学版)*, 2017, 39(2): 165-170.
- [49] 何 仁, 恽 航. 电动汽车电子差速的节能优化控制策略 [J]. *重庆理工大学学报(自然科学版)*, 2019, 33(9): 1-10.
- [50] 陈新星, 娄 柯, 刘世林, 等. 电动汽车充电站充电功率动态分配策略的研究 [J]. *重庆理工大学学报(自然科学版)*, 2019, 33(9): 25-32.

Research of an Electronic Differential System Based on Discrete Wavelet Transform for Front Wheel Independent-Driven Electric Vehicles with Equal Power Distribution

YU Man, ZHAO Wei-hua, ZENG Yin, WU Ling, LI Yu-han

School of Vehicle Engineering, Xi'an Aeronautical University, Xi'an 710077, China

Abstract: By analyzing the existing problems of electronic differential control systems and the interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) of vehicles, an electronic differential control strategy of equal power allocation based on discrete wavelet transform was proposed for the front wheel independent-driven electric vehicle. Based on the mathematical model of IPMSM, a current controller was established with discrete wavelet transform, and the equal power allocation strategy was implemented. A simulation model was established on the co-simulation platform of Carsim/Simulink to verify the effectiveness of the proposed control strategy, and the differential performances and steering stability were analyzed and compared with the PID current controller and the equal torque allocation strategy. Simulation results showed that the discrete wavelet transform current controller had faster response rate and better robustness compared with the PID current controller and the electronic differential control strategy of equal power allocation reduced the slip rate due to the differential distribution of torque, thus improving the stability and safety of the vehicle.

Key words: electronic differential; independent driving; equal power allocation; discrete wavelet transform; vector control