一种新的两轮自平衡电动车控制方法*

段其昌1,翁 珏17,李丰兵1,2

(1. 重庆大学 自动化学院, 重庆 400030; 2. 桂林电子科技大学 数学与计算科学学院, 广西 桂林 541004)

摘 要:为了克服目前两轮自平衡电动车控制系统存在的噪声和漂移误差大,受扰后调节时间长,超调量较大等问题,提出了一种新的控制方法。该方法基于卡尔曼信号融合滤波,构建了直接转矩电流伺服单元,对电动车进行滑模变结构控制。实验表明滤波后倾角度噪声误差由6°降到2.5°;角速度噪声误差由0.25 rad·s⁻¹降到0.10 rad·s⁻¹;零位漂移误差由0.25 rad·s⁻¹降为0.08 rad·s⁻¹;系统受扰动后,该方法调节时间更短、无超调、鲁棒性更强。实验结果均表明该方法有更好的动态性能和稳定性。

关键词: 自平衡控制; 卡尔曼滤波; 直接转矩电流; 滑模变结构控制

中图分类号: TP242.3 文献标志码: A 文章编号: 1001-3695(2013)12-3678-04 doi:10.3969/j.issn.1001-3695.2013.12.041

Sort of novel control method for two wheels self-balancing scooter

DUAN Qi-chang¹, WENG Jue^{1†}, LI Feng-bing^{1,2}

(1. College of Automation, Chongqing University, Chongqing 400030, China; 2. School of Mathematics & Computing Science, Guilin University of Electronic Technology, Guilin Guangxi 541004, China)

Abstract: In order to overcome the puzzles of being large in noise and drift error, long in adjusting time after suffering from interference, lager in overshoot of control system for two wheels self-balancing scooter, this paper proposed a sort of novel control method. Based on the signal fusion of Kalman filtering, it constructed the servo unit of direct torque current, and made the control of variable structure of sliding mode for the scooter. The filtering experiment shows that the angle noise decreases from 6° to 2.5° , the angle speed noise error decreases from $0.25 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ to $0.10 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$, the zero-drift error decreases from $0.25 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ to $0.08 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$. And after suffering from interference, the proposed method would be shorter in adjusting time, stronger in robustness, and no overshoot. The experiments show that the proposed method owns better dynamic performance and stability.

Key words: self-balancing scooter; Kalman filtering; direct torque current; variable structure control of sliding mode

0 引言

两轮自平衡电动车具有运动灵活、零半径转弯、驾驶简单 与经济环保等优点,因此受到了广泛的关注,尤其是在空间狭 窄的区域,更能发挥其独特作用。目前国外研究较成熟的两轮 车有美国 Segway 和日本 Winglet。针对两轮电动车平衡控制, 国内外也提出了不少方法。日本九州产业大学采用基于 T-S 模糊控制方法去控制两轮电动车平衡^[1];清华大学的 Chegway 采用自适应控制,可对不同体重的乘客采取不同的控制策略; 北京工业大学采用的是能对模糊规则进行自组织和自学习的 随机模糊控制方法^[2];华南理工大学采用的是自适应 PID 控 制方法,通过不断调整 PID 算法参数,已达到良好控制效 果^[3]。但以上提到的控制方法主要存在如下缺点:a)控制变 量为电枢电压,是间接地控制车身的平衡,因此难以保证电动 车的动态性能;b) 传感器采集的信号存在较大的噪声和零位 漂移误差;c)鲁棒性差,不适宜于非线性系统的应用。 针对上述问题,本文提出了一种新的电动车平衡控制方 法——基于卡尔曼信号融合滤波。该方法构建了直接转矩电 流伺服单元对电动车实施滑模变结构控制,并在两轮自平衡电 动车 Rowell 上进行了工程实验和仿真实验。

1 电动车力学模型

图 1 为车体结构模型及坐标系。电动车前后水平移动方 向为 X 轴;垂直于水平面的方向为 Y 轴;两轮间轴线方向为 Z轴;两轮间轴线的初始位置为 Z_0 ;X 轴与 Z_0 的交点为坐标系 原点; F_l 和 F_r 分别为左、右车轮水平方向所受驱动力; J_l 和 J_r 为左、右车轮的驱动转矩;r 为车轮半经;m 为车轮质量;I 为车 轮的转动惯量; θ_x 为车轮的转角度; f_l 为左车轮受地面的摩 擦力。

对车轮水平方向进行受力分析可得

$$F_{l} + F_{r} = \frac{J_{l} + J_{r}}{r} - 2(mr + I)\frac{\theta''_{x}}{r}$$
(1)

收稿日期: 2013-03-22; 修回日期: 2013-04-25 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(11061011);研究生科技创新基金资助项目(CD-JXS12170007)

作者简介:段其昌(1953-),男,四川自贡人,教授,博导,主要研究方向为机器人智能控制与嵌入式开发、太阳能发电;翁珏(1988-),男(通信作者),湖南岳阳人,硕士研究生,主要研究方向为机器人智能控制与嵌入式开发(939456704@qq.com);李丰兵(1980-),男,贵州思男人,博士研究生,主要研究方向为模式识别与人工智能.

图 2 为车体的受力简图。圆点代表车体的质心;M 为车体 质量;x 为电动车在 X 轴上的位移;R 为车体质心到车轮中心 的距离; J_M 为车体以质心为支点的转动惯量; G_l 和 G_R 分别为 左、右车轮垂直水平面方向所受作用力; θ 为车体倾斜角度,对 车体受力分析可得



2 电动车控制系统

2.1 卡尔曼信号融合滤波

电动车的平衡控制需要实时采集车体倾斜角度、倾斜角 速度、倾斜角加速度信息,因此需要不同的传感器进行实时 测量。但不同传感器其特性不同,如陀螺仪动态性能好,适 合采集变化较快的信号,但易产生漂移误差;倾角计静态性 能好,适合采集变化较慢的信号,但采集过程中有白噪声。 因此可将不同传感器采集信号进行互补,共同对电动车姿态 信号进行实时测量^[4],扩展卡尔曼滤波是一种收敛速度快, 抗干扰能力强,并且可以将不同传感器采集的信号进行互补 滤波的方式^[5,6]。

在传感器系统中,陀螺仪测量车身的倾斜角速度,其主要 误差为漂移误差和尺度误差^[7],其输出特性为

$$\dot{\theta}_o = (1 + \kappa) \times \dot{\theta}_i + \varepsilon \tag{3}$$

式中: $\dot{\theta}_{o}$ 为陀螺仪输出值, $\dot{\theta}_{i}$ 为陀螺仪测量的真实倾斜角速度, κ 为尺度误差, ε 为漂移误差。对式(3)进行差分运算,则在一个周期T内,电动车的姿态信号的差分方程模型为

$$\theta(n) = \theta(n-1) + \left(\frac{\omega_0(n-1) - \varepsilon(n-1)}{k+1}\right)T \tag{4}$$

根据陀螺仪漂移误差的 AR(1)估计方法^[8],可建立陀螺 仪漂移误差的一阶自回归 AR(1)模型,如式(5):

$$\varepsilon(n+1) = \varphi \times \varepsilon(n) + \nu(n) \tag{5}$$

式中: φ 为自回归模型参数,取值为 φ =0.9185;v(n)为均值为零的测量白噪声。

根据电动车的姿态信号的差分方程模型和陀螺仪漂移误 差模型,可建立扩展卡尔曼滤波的状态方程:

$$\begin{bmatrix} \theta(n)\\ \theta(n)\\ \vdots\\ \theta(n)\\ \varepsilon(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{T}{1+\kappa} & 0 & -\frac{T}{1+\kappa}\\ 0 & 1 & T & 0\\ 0 & 0 & 1 & 0\\ 0 & 0 & 0 & \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta(n-1)\\ \theta(n-1)\\ \vdots\\ \varepsilon(n-1) \end{bmatrix} + \nu(n-1) \quad (6)$$

式中:*ν*(*n*-1)为均值为零的高斯白噪声。高斯白噪声的协方 差为

$$C = E\{\nu(n-1)\nu^{\mathrm{T}}(n-1)\} = \begin{bmatrix} C_i & 0\\ 0 & C_g \end{bmatrix}$$
(7)

其中:
$$C_i = [T\delta_1^2]; C_g = \begin{bmatrix} \frac{T^3\delta_2^2}{3} & \frac{T^3\delta_2^2}{2} & 0\\ \frac{T^3\delta_2^2}{2} & T\delta_2^2 & 0\\ 0 & 0 & T\delta_3^2 \end{bmatrix}$$

式中: C_i 、 C_g 分别为倾角计和陀螺仪噪声协方差; δ_1 为倾斜角 度的标准差; δ_2 为陀螺仪高斯噪声密度标准差; δ_3 为陀螺仪漂 移误差 AR(1)模型中噪声的标准差。

通过卡尔曼信号融合滤波可对多个传感器的信号进行互 补,得到电动车姿态最优估计,并且测量了陀螺仪的漂移误差, 实现对漂移误差的修正。

2.2 直接转矩电流伺服单元

將左/右电机转矩电流 i_L/i_R 分解为共/差模电流 i_{cm}/i_{dm} ; 左/右电机电枢电压 u_L/u_R 分解为共/差模电压 u_{cm}/u_{dm} ; 左/右 电机转矩速度 ω_L/ω_R 分解为共/差模角速度 ω_{cm}/ω_{dm} ,其方程为

$$\begin{cases}
i_{R} = i_{cm} + \frac{u_{dm}}{2}; \quad i_{L} = i_{cm} - \frac{u_{dm}}{2} \\
u_{R} = u_{cm} + \frac{u_{dm}}{2}; \quad u_{L} = u_{cm} - \frac{u_{dm}}{2} \\
\omega_{R} = \omega_{cm} + \frac{\omega_{dm}}{2}; \quad \omega_{L} = \omega_{cm} - \frac{\omega_{dm}}{2}
\end{cases}$$
(8)

由式(8)可见,运动系统分解成平衡系统和转向系统,可 认为共模量用于平衡控制,差模量用于转向控制。综合式(1) (2)(8),以及电机减速器的数学模型^[9](如式(9))为

$$\begin{cases} J_{l} = \varphi N K_{e} i_{l} - \varphi (I + N^{2} J_{i}) \theta''_{l} \\ T_{r} = \varphi N K_{e} i_{r} - \varphi (I + N^{2} J_{i}) \theta''_{r} \end{cases}$$
(9)

可得平衡系统的非线性直接转矩电流模型。式(9)中: φ 为电动机传动效率, N 为电动机减速比, K_e 为电动机电磁转矩系数, J_t 为电动机轴的转动惯量, i_{LR}为左/右电动机转矩电流。 当 $\theta \leqslant 5^{\circ}$ 时,可将非线性直接转矩电流模型线性化(即认为 $\theta = 0$, cos $\theta = 1$, sin $\theta = \theta$)^[10],则可得电动车线性化后的直接转矩 电流的系统模型(如式(10))为

$$\begin{cases} \theta'' = \eta_1 \times \theta + \eta_2 \times i_c \\ \omega'_c = \eta_3 \times \theta + \eta_4 \times i_c \end{cases}$$
(10)

其中: η_1 、 η_2 、 η_3 、 η_4 为系统的电机系数。

根据直流电动机稳态运行时直流伺服电机方程(如式 (11)^[9]):

$$u_c = R_c i_c + L_c \frac{\mathrm{d}i_c}{\mathrm{d}t} + K_c \omega_c \tag{11}$$

将直接转矩电流的系统模型与直流伺服电机方程进行结合就 构建了直接转矩电流伺服单元。如图3所示,控制量为给定的 转矩电流 *i*_a,通过 PD 调节器、PI 调节器和电机驱动单元直接 对电机进行驱动控制。



图 3 直接转矩电流伺服单元结构

2.3 直接转矩电流滑模变结构控制器

两轮自平衡电动车系统是一种典型的多变量、非线性、强 耦合、不稳定与自不平衡系统,其平衡控制要求系统受到扰动 后,调节时间短,无超调,鲁棒性强。而滑模变结构控制具有响 应快、鲁棒性强、适应非线性系统等优点^[11,12]。将直接转矩电 流伺服单元和滑模变结构控制器进行结合,就能得到直接转矩 电流滑模变结构控制器。

1) 确定滑模面

相平面 θ-θ 建立滑模变结构控制的滑模面为

$$s = \dot{\theta} + H \times \theta^{q/p} \tag{12}$$

式中:H > 0, p > q > 0为奇数。

在滑模面上,令s=0,可得

$$\hat{\theta} = -H \times \theta^{q/p} \tag{13}$$

令李雅普诺夫函数为
$$v = \frac{1}{2}\theta^2$$
,可推得

$$v = \theta \times \theta = -H \times \theta^{q/p} \times \theta \tag{14}$$

因为*H*>0,*p*>*q*>0为奇数,所以*v*≤0,所以在李雅普洛 夫意义下系统是渐进稳定的。

2) 确定趋近率

为了抑制系统在滑动模态下的高频抖动,建立指数趋近律为

$$s = -\lfloor \alpha s + \beta sign(s) \rfloor$$
 (15)
其中: $\alpha > 0,\beta > 0;s$ 为滑模面;sign(s)是符号函数。通过改变
参数 α 和 β 既能调整滑动模态过程中动态品质,又能抑制系统
在滑动模态下的高频抖动。

根据指数趋近率可得

$$\dot{ss} = -s[\alpha s + \beta \text{sign}] = -\alpha s^2 - \beta |s|$$
(16)
由于 $\alpha > 0.\beta > 0.$ 即 $ss < 0.$ 今李雅普诺夫函数为

$$v = \frac{1}{2} \left(s_1^2 + s_2^2 \right) \tag{17}$$

可得

$$\dot{v} = s_1 \dot{s}_1 + s_2 \dot{s}_2 < 0$$
 (18)

由滑模面式(12)、指数趋近律式(15)和直接转矩电流模型式(8),可得直接转矩电流滑模变结构控制律为

$$\begin{cases} i_{c0x} = \frac{-\left(\alpha p + Hq\right)}{\eta_2} \times \dot{\theta} - \frac{\alpha H}{\eta_2} \times \theta^{q/p} - \frac{\beta}{\eta_2} - \frac{\eta_1}{\eta_2} \times \theta \quad S > 0\\ i_{c0y} = -\frac{Hq}{p\eta_2} \times \theta - \frac{\alpha H}{\eta_2} \times \theta \quad S = 0 \quad (19)\\ i_{c0z} = \frac{-\left(\alpha p + Hq\right)}{\eta_2} \times \dot{\theta} - \frac{\alpha H}{\eta_2} \times \theta^{q/p} + \frac{\beta}{\eta_2} - \frac{\eta_1}{\eta_2} \times \theta \quad S < 0 \end{cases}$$

式中:当S > 0时,趋近模态下的控制量为 i_{dx} ;当S < 0时,趋 近模态下的控制量为 i_{dx} ;当S = 0时,滑动模态下的控制量 为 i_{dy} 。为减少抖动,控制率在不同模态切换过程中,需平稳 过渡,这就要根据动态过程的要求和对象模型选择合适的 参数。

由此可建立直接转矩电流滑模变结构控制系统,如图 4 所示,传感器系统检测的电动车的姿态信息反馈给控制器, 控制器经过滤波和滑模变结构控制算法输出转矩电流的给 定值 *i*_a,再利用直接转矩电流伺服单元控制电机,以控制车 身平衡。



3 实验结果分析

3.1 卡尔曼信号融合滤波实验

图 5 为电动车静止且倾斜角度为 0°时,倾角计采集的信号。由图 5 可见,滤波后,倾斜角度噪声误差值由 6°减少到 2.5°,噪声误差明显减少,波形也更加稳定。



图 6 滤为电动车静止时陀螺仪采集的信号。由图 6 可见, 滤波后倾斜角速度噪声误差由 0.35 rad \cdot s⁻¹减少到 0.10 rad \cdot s⁻¹,噪声误差明显减少,而且陀螺仪零位漂移误差由 0.25 rad \cdot s⁻¹降到 0.08 rad \cdot s⁻¹,漂移误差得到较好的修正。



图 7 为动态时电动车倾角计信号。从图 7 中可以看出,经 过卡尔曼信号融合滤波,倾斜角度从 - 20°到 20°过程中噪声 误差由 6°减少到 3°,信号波形也更加平稳。



3.2 不同控制方法仿真实验

根据直接转矩电流滑模控制模型建立 MATLAB 仿真模型,将实际测量电动车车体质量、车轮半径等物理数据,代入到式(1)(2)和式(8)~(11)可得 η_1 =8.682, η_2 =-0.0345, η_3 =-23.490, η_4 =-0.202。

滑模面引入了指数部分 $\theta^{\alpha'p}$,可以改善滑模控制的收敛的快速性,但其在远离平衡点时,收敛速度会较慢,故取值2q > p > q;H绝对值越大,系统性能越好,但系统抖动也会增大;趋近率中 α 和 β 越大,趋近滑模面的速度越快,但是滑模抖动也会增大,所以通过改变各参数大小,观测系统快速收敛性和鲁棒性,确定参数 $H=10, p=17, q=15, \alpha=-300, \beta=2$ 。

图 8 为控制系统在 1 s 时受到扰动,不同控制方法的倾斜 角度动态仿真比较^[13-15]。*L*₁ 为直接转矩电流滑模变结构控 制;*L*₂ 为模糊控制;*L*₃ 为智能控制;*L*₄ 为 PID 算法控制。



图 8 不同控制方法仿真比较

表1为不同控制方法动态性能指标的对比,从表中可以看 出,直接转矩电流滑模变结构控制调节时间更短,基本无超调, 抑制扰动能力较好,此仿真比较结果在实物实验上也得到 验证。

击太舟船山於

0.011

0.045

0.032

0.024

祝1 切芯III比权			
控制方法	调节时间/s	超调量	扰动抑制/rad
直接转矩电流滑模控制	4.0	0	0.02
模糊控制	5.6	0	0.03

± 1

9.0 图 9 为实验室自主研制的电动车 Rowell 实物图。

7.0



图 9 电动车 Rowell 实物

结束语 4

智能控制

PID 算法控制

本文对电动车平衡控制时的受力进行了分析,构建了基 于扩展卡尔曼滤波器,将多个传感器信号进行融合,综合检 测车身姿态信息,得出车身姿态的最优估计;设计了电动车 平衡控制系统,先构建了直接转矩电流伺服单元,再与滑模 控制器结合,重构直接转矩滑模变结构控制器,对电动车平 衡进行控制。

a) 滤波实验结果表明, 经过滤波后, 传感器信号的噪声误 差明显减少,静态时陀螺仪的零位漂移误差得到了较好的修 正,动态时倾角计输出波形也更加平稳。

(上接第3677页)

- [12] WIDROW B, KOLLÁR I. Quantization noise in digital computation, signal processing, control, and communications [M]. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2008.
- [13] 程佩青. 数字信号处理教程 [M]. 北京:清华大学出版社, 1995.
- [14] POLLET T, MOENECLAEY M, JEANCLAUDE I, et al. Effect of carrier phase jitter on single-carrier and multi-carrier QAM systems [C]//Proc of IEEE Communications Conference. 1995: 1046-1050.
- [15] OPPENHEIM A V, WILLSKY A S. Signal and systems [M]. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall Inc., 1997.
- [16] HAMMI O, YOUNES M, VASSILAKIS B, et al. Digital predistorters sensitivity to delay alignment resolution [C]//Proc of IEEE Radio and Wireless Symposium. 2009: 606-609.

b)仿真对比实验表明,系统受扰动后,该方法相比其他传 统方法,调节时间更短,无超调,鲁棒性更强,控制系统的动态 性能得到提高并且更加稳定。

参考文献:

- [1] USHIMI N, AOBA Y. Development of a two-wheels caster type of odometer with a dual shaft for omnidirectional mobile robots [J]. Procedia Engineering, 2012, 2(41): 163-169.
- [2] 李明爱, 焦利芳, 乔俊飞, 自平衡两轮机器人的分层模糊控制 [J]. 控制工程, 2009, 16(1): 81-94.
- [3] 王光林. 两轮电动车自平衡控制算法的研究 [D]. 广州: 华南理 工大学,2011.
- [4] 郜园园,阮晓钢,宋洪军,等.两轮自平衡机器人惯性传感器滤波 问题的研究[J]. 传感技术学报,2010,23(5):697-700.
- [5] 李晶,范九伦.一种基于卡尔曼滤波的运动物体跟踪算法[J]. 计 算机应用研究,2010,27(8):3162-3164.
- [6] 张建军.基于改进的扩展卡尔曼滤波伺服系统建模技术研究[J]. 计算机应用研究,2012,29(3):944-946.
- [7] 钱华明,夏全喜,阙兴涛.等.基于 Kalman 滤波的 MEMS 陀螺仪滤 波算法[J]. 哈尔滨工程大学学报,2010,31(9):1217-1222.
- [8] 吉训生,王寿荣. MEMS 陀螺仪随机漂移误差研究[J]. 宇航学 报,2006,27(4):640-642.
- [9] 顾绳谷. 电机及拖动基础 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2007.
- [10] FENG Yi, HUANG Shu-huai, LI Jun-chao, et al. Application of direct torque control to electric screw presses for speeding up torque response and reducing starting current [J]. Journal of Chongqing University: English Edition, 2009, 8(2):97-104.
- [11] NEILA M B R, TARAK D. Adaptive terminal sliding mode control for rigid robotic manipulators[J]. International Journal of Automation and Computing, 2011,8(2);215-220.
- [12] JIN Yong-qiang, LIU Xiang-dong, QIU Wei, et al. Time-varying sliding mode control for a class of uncertain MIMO nonlinear system subject to control input constraint [J]. SCIENCE CHINA, 2010, 53 (1):89-100.
- [13] 李明爱, 焦利芳, 乔俊飞. 自平衡两轮机器人的分层模糊控制 [J]. 控制工程, 2009, 16(1): 81-94.
- [14] WU Wei, MA Xiao-ning, WANG Ji-jun. Intelligent control in twowheel self-balanced robot [C]//Proc of International Conference on Computer, Mechatronics, Control and Electronic Engineering. 2010: 470-473.
- [15] LIU Kun, BAI Ming, NI Yu-hua. Two-wheel self-balanced car based on Kalman filtering and PID algorithm [C]//Proc of the 18th IEEE International Conference on Industrial Engineering and Engineering Management. 2011:281-285.
- [17] BANELLI P. Error sensitivity in adaptive predistortion systems[C]// Proc of Global Telecommunications Conference. 1999: 883-888.
- [18] MINGLU J, SOOYOUNG K, AHN D, et al. A fast LUT predistorter for power amplifier in OFDM systems [C]//Proc of IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. 2003: 1894-1897.
- [19] LIN Wei-ming, TENG Kuang-fu, LIU Shen-luan. A delay-locked loop with digital background calibration [C]//Proc of IEEE Solid-State Circuits Conference. 2009: 317-320.
- [20] LI Hao, KWON D H, CHEN De-ming, et al. A fast digital predistortion algorithm for radio-frequency power amplifier linearization with loop delay compensation [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2009, 3(3): 374-383.