doi:10.6041/j.issn.1000-1298.2014.03.002

无传感器式交流电动助力转向系统直接转矩控制*

郑太雄　周　花　古宏鸣

（重庆邮电大学汽车电子与嵌入式系统工程研究中心，重庆 400065）

摘要：永磁同步电动机驱动的电动助力转向系统已成为发展方向，为适应交流电动机特点，基于模糊规则的助力-回正特性，采用扩展卡尔曼滤波估算定子磁链与位置，利用直接转矩控制算法对助力电动机进行控制，以提高电动机响应速度与精度。参照国标对该系统的转向轻便性与回正性能进行了仿真，结果表明提出的系统在电动机助力后转向效果明显，方向盘平均操作转矩减小 45%，转向轮回正时间缩短了 50%。台架试验结果显示，系统动态响应快，能够很好地完成助力控制目标。

关键词：电动助力转向　永磁同步电动机　直接转矩控制　助力-回正控制　扩展卡尔曼滤波

中图分类号：U463.44^{+}4　　**文献标识码**：A　　**文章编号**：1000-1298(2014)03-0007-06

引言

电动助力转向(EPS)系统是汽车助力转向系统的发展方向[1-3]，而助力电动机及其控制是 EPS 系统中关键技术之一。永磁同步电动机(PMSM)以其效率高、体积小、温升低等优势缩短了 EPS 系统从小型轿车到中大型客车应用的发展周期[4-5]，克服了直流电动机寿命短、功率密度低、换向损耗等缺点，是高性能 EPS 系统的发展趋势[6]。

基于 PMSM 的 EPS 系统研究在国外比较成熟[7-9]。国内 EPS 系统基本还是以直流电动机为主，将 PMSM 作为助力电动机仅限于学术研究。冯英本等[10]提出将 PMSM 作为 EPS 系统助力电动机，探讨了采用脉动高频信号注入法观测电动机转子位置的可行性以及对转矩脉动的影响。以上研究或存在繁琐的坐标变换和磁场定向问题，或存在设计过于复杂导致可操作性不强等问题，并且系统助力特性也都借用直流电动机广泛采用的直线型、折线型和曲线型 3 种助力曲线，这些助力特性不能满足交流电动机驱动的 EPS 系统的要求。

本文从 EPS 系统需求出发，以系统阻力矩与方向盘测量转矩之差为输入，根据模糊规则，设计得出系统助力-回正特性，然后通过扩展卡尔曼滤波(EKF)估计定子位置与磁链，利用直接转矩控制(DTC)实现无传感器式 PMSM 的电动助力转向系统控制。

1　动力学模型

交流 EPS 机械系统主要包括转向柱及输出轴、PMSM 和轮胎，如图 1 所示。

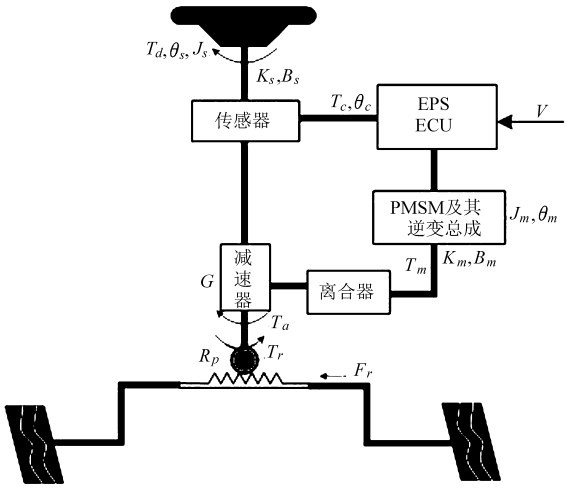

图 1　交流 EPS 系统简图

Fig. 1　Schematic diagram of AC EPS

1.1　转向柱及输出轴模型

根据力矩平衡方程得出转向柱及输出轴的数学模型

$$\boldsymbol{J}_s\ddot{\theta}_s + B_s\dot{\theta}_s = T_d + K_s\frac{\boldsymbol{x}}{R_p} \tag{1}$$

$$\boldsymbol{J}_e\left(\frac{\ddot{\boldsymbol{x}}}{R_p}\right) + B_e\left(\frac{\dot{\boldsymbol{x}}}{R_p}\right) = T_c + T_a - T_r \tag{2}$$

$$T_a = GK_m\left(\theta_m - G\frac{\boldsymbol{x}}{R_p}\right) \tag{3}$$

收稿日期：2013-03-15　修回日期：2013-05-06

*国家自然科学基金资助项目(51005264)、重庆市工程技术研究中心建设项目(cstc2011pt-gc3005-1)和物联网发展专项资金资助项目

作者简介：郑太雄，教授，博士，主要从事汽车电子研究，E-mail：zhengtx@cqupt.edu.cn

式中 $\boldsymbol{J}_s$——转向输入轴转动惯量

B_s——转向输入轴粘性阻尼系数

K_s——转向输入轴刚性系数

θ_s——方向盘转角 θ_m——电动机转角

T_d——方向盘转矩

T_a——电动机助力转矩

T_c——转矩传感器测量转矩

T_r——轮胎转向阻力矩

$\boldsymbol{x}$——齿条位移 R_p——齿条半径

G——减速器传动比

B_e——减速机构阻尼系数

$\boldsymbol{J}_e$——减速机构转动惯量

K_m——电动机刚性系数

方向盘转矩 T_d 与转矩传感器测量转矩 T_c 在文献[1,3,9]中完全等同;而文献[6,8]则在系统动力学模型时将二者分开描述,在控制部分均采用 T_c 作为系统输入。实则二者相等,只是在模型上分开表述。

1.2 电动机模型

在两相静止坐标系下建立 PMSM 定子电流空间矢量模型,如图 2 所示。

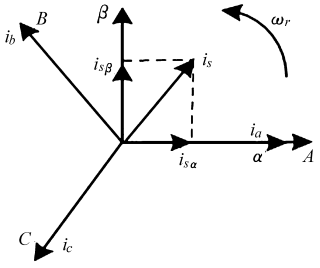

图 2 定子电流空间矢量图

Fig. 2 Space vector diagram of stator current

图中 i_a、i_b、i_c 为定子三相电流,$i_{s\alpha}$、$i_{s\beta}$ 为定子 $\alpha-\beta$ 坐标系下的电流。

根据电动机学理论,可得到 PMSM 电压方程与机械方程

$$\begin{cases} V_\alpha = R_s i_{s\alpha} + L_s \dfrac{\mathrm{d}i_{s\alpha}}{\mathrm{d}t} - \omega_r \psi_f \sin\theta_r \\ V_\beta = R_s i_{s\beta} + L_s \dfrac{\mathrm{d}i_{s\beta}}{\mathrm{d}t} + \omega_r \psi_f \cos\theta_r \end{cases} \tag{4}$$

$$T_m = \boldsymbol{J}_m \ddot{\theta}_m + B_m \dot{\theta}_m + K_m \left(\theta_m - G \frac{\boldsymbol{x}}{R_p} \right) \tag{5}$$

式中 V_α、V_β——定子 $\alpha-\beta$ 坐标系下的电压

ω_r——同步角速度 θ_r——转子位置角

L_s——定子电感 R_s——定子电阻

ψ_f——转子磁链 ψ_s——定子磁链

B_m——电动机转动惯量

$\boldsymbol{J}_m$——电动机阻尼系数

T_m——电动机输出转矩

1.3 二自由度整车动力学模型及轮胎模型

结合图 3,参考文献[11],得到二自由度整车的运动方程

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}\beta}{\mathrm{d}t} = -\dfrac{C_{af}+C_{ar}}{mV}\beta + \left(\dfrac{aC_{af}+bC_{ar}}{mV^2} - 1 \right)\gamma + \dfrac{C_{af}}{mV}\delta \\ \dfrac{\mathrm{d}\gamma}{\mathrm{d}t} = \dfrac{aC_{af}-bC_{ar}}{I_z}\beta + \dfrac{a^2C_{af}+b^2C_{ar}}{I_z V}\gamma + \dfrac{aC_{af}}{I_z}\delta \end{cases} \tag{6}$$

式中 a、b——前、后轮到车辆重心的距离

C_{af}、C_{ar}——前、后轮转向刚度

V——车速传感器采集的车速信号

I_z——车辆绕 z 轴的转动惯量

m——车身质量 δ——前轮转向角

γ——横摆角速度

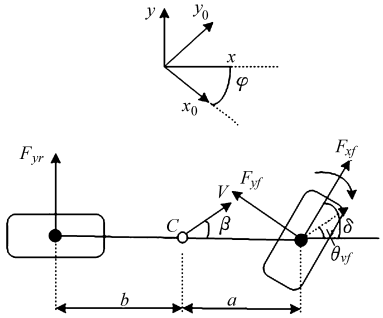

图 3 车辆侧向动力学模型

Fig. 3 Lateral vehicle dynamic model

由于滚动阻力 F_{xf} 较小,且随着侧偏角 β 变化小,故这里只讨论车辆侧向动力学。忽略道路倾角,车辆在水平路上转向时,助力电动机与方向盘仅需要克服回正阻力矩。运用牛顿第二定律得出侧向力和阻力矩

$$F_r = 2C_{af}(\delta - \theta_{vf}) = 2C_{af}\left(\delta - \frac{\dot{y} + a\dot{\varphi}}{v_x} \right) \tag{7}$$

$$T_r = \frac{c}{6}F_r = \frac{c}{3}C_{af}\left(\delta - \frac{\dot{y} + a\dot{\varphi}}{v_x} \right) \tag{8}$$

式中 F_r——转向轮侧向力

y——车轮横向位移

v_x——车速 V 在纵向的分量

θ_{vf}——车速 V 与车辆纵轴夹角

c——轮胎变形面半长度

φ——横摆角

2 交流 EPS 系统控制

助力控制与回正控制是实现 EPS 系统的基本功能[12-13]。本文以系统实际需求为目标,不再分别单独实现助力控制与回正控制,所设计的助力-回正特性已充分考虑了系统转向和主动回正时所需的助力与阻尼。控制框图如图 4 所示。

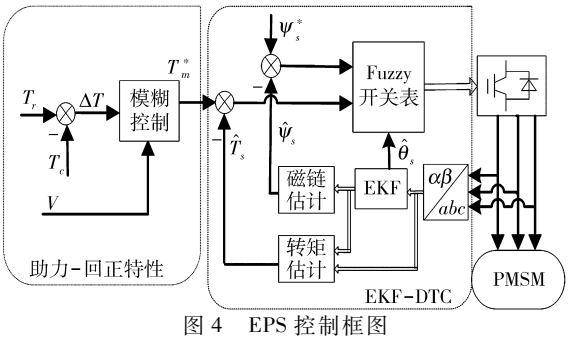

图 4　EPS 控制框图

Fig. 4　EPS control diagram

2.1　助力-回正特性

EPS 系统设计主要有两点要求：① 车速越高电动机助力相对越小，原地转向时助力应达到最大以保证转向的轻便，当 $V \geqslant V_{\max}$ 时电动机将不再助力。② T_c 和 T_m 基本成正比，同一车速下，方向盘转矩越大，电动机助力越大。为此本文引入模糊控制，将阻力矩与测量转矩之差 $\Delta T = T_r - T_c$，即系统实际所需助力矩 ΔT 与车速 V 作为模糊控制输入量，依据模糊规则得到电动机的目标转矩 T_m^*。

设定输入变量 ΔT 的基本论域为[-30,30]，模糊子集为{NB, NM, NS, ZO, PS, PM, PB}，V 的基本论域是[0,100]，考虑车速对助力敏感度较高，故其模糊子集采用 11 级描述：{0,1,2,3,4,5,6,7,8,9,10}，输出量 T_m^* 的基本论域为[-30,30]，模糊子集为{NB, NM, NS, ZO, PS, PM, PB}。建立 ΔT、V 与 T_m^* 的三角形(trimf)隶属函数；根据 EPS 实际操作经验，建立了模糊规则(表 1)。

表 1　T_m^* 的模糊规则表

Tab. 1　T_m^* fuzzy control rules

V	ΔT						
	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
0	ZO	ZO	ZO	PM	PB	PB	NB
1	ZO	ZO	ZO	PM	PB	PB	NB
2	ZO	ZO	ZO	PM	PM	PB	NB
3	NS	ZO	ZO	PS	PM	PB	NB
4	NS	NS	ZO	PS	PM	PM	NM
5	NM	NS	ZO	PS	PS	PM	NM
6	NM	NM	NS	PS	PS	PM	NM
7	NM	NM	NS	ZO	PS	PM	NM
8	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	NS
9	NB	NB	NM	ZO	PS	PS	NS
10	NB	NB	NM	ZO	ZO	PS	NS

2.2　EKF－DTC

PMSM 直接转矩控制是根据转矩误差、定子磁链误差的增减趋势及定子磁链的位置直接选择定子电压空间矢量，从而达到直接控制转矩的目的[14]，如图 4 所示。其中磁链估计采用常见的 $U-I$ 模型

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha})\,\mathrm{d}t \\ \psi_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta})\,\mathrm{d}t \end{cases} \tag{9}$$

$$\hat{\psi}_s = \sqrt{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2} \tag{10}$$

$$\hat{\theta}_{\alpha\beta} = \arctan \frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}} \tag{11}$$

转矩估计值　$\hat{T}_e = \dfrac{3}{2} P_n (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha})$　(12)

式中　P_n——电动机极对数

$\psi_{s\alpha}$、$\psi_{s\beta}$——定子磁链 ψ_s 在 $\alpha-\beta$ 坐标系下的分量

$\hat{\theta}_{\alpha\beta}$——定子位置角估计值

由式(12)可知，定子磁链分量的估计对于转矩的直接控制起着至关重要的作用[15]，为此采用 EKF 对定子磁链进行观测。假设在很短的采样周期内电动机转速恒定。由式(4)可得

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}i_{s\alpha}}{\mathrm{d}t} = -\dfrac{R_s}{L_s} i_{s\alpha} + \dfrac{\psi_f}{L_s}\omega_r \sin\theta_r + \dfrac{V_\alpha}{L_s} \\ \dfrac{\mathrm{d}i_{s\beta}}{\mathrm{d}t} = -\dfrac{R_s}{L_s} i_{s\beta} - \dfrac{\psi_f}{L_s}\omega_r \sin\theta_r + \dfrac{V_\beta}{L_s} \\ \dfrac{\mathrm{d}\omega_r}{\mathrm{d}t} = 0 \\ \dfrac{\mathrm{d}\theta_r}{\mathrm{d}t} = \omega_r \end{cases} \tag{13}$$

状态变量选取 $\boldsymbol{X} = (i_{s\alpha},\ i_{s\beta},\ \omega_r,\ \theta_r)$，输入量 $\boldsymbol{u} = (V_\alpha, V_\beta)$，输出量 $\boldsymbol{y} = (i_{s\alpha}, i_{s\beta})$。

得到状态空间方程

$$\dot{\boldsymbol{X}} = \boldsymbol{g}(\boldsymbol{X}) + \boldsymbol{B}\boldsymbol{u} + \boldsymbol{v} \tag{14}$$

$$\boldsymbol{y} = \boldsymbol{C}\boldsymbol{X} + \boldsymbol{\varepsilon} \tag{15}$$

其中

$$\boldsymbol{g}(\boldsymbol{X}) = \begin{bmatrix} -\dfrac{R_s}{L_s} i_{s\alpha} + \dfrac{\psi_f}{L_s}\omega_r \sin\theta_r \\ -\dfrac{R_s}{L_s} i_{s\beta} - \dfrac{\psi_f}{L_s}\omega_r \sin\theta_r \\ 0 \\ \omega_r \end{bmatrix} \quad \boldsymbol{B} = \begin{bmatrix} \dfrac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \dfrac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

式中　$\boldsymbol{v}$、$\boldsymbol{\varepsilon}$——系统零均值白噪声

将 $\boldsymbol{g}(\boldsymbol{X})$ 线性化、离散化后得出

$$\boldsymbol{G}(k) = \begin{bmatrix} 1 - \dfrac{R_s}{L_s}T & 0 & \dfrac{\psi_f \sin\theta_r}{L_s}T & \dfrac{\psi_f \omega_r \cos\theta_r}{L_s}T \\ 0 & 1 - \dfrac{R_s}{L_s}T & -\dfrac{\psi_f \cos\theta_r}{L_s}T & \dfrac{\psi_f \omega_r \sin\theta_r}{L_s}T \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & T & 1 \end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{B}(k)=\begin{bmatrix}\dfrac{T}{L_s} & 0\\ 0 & \dfrac{T}{L_s}\\ 0 & 0\\ 0 & 0\end{bmatrix}$$

式中 T——系统采样周期

则离散化后状态方程为

$$\Delta\boldsymbol{x}(k+1)=\boldsymbol{G}(k)\Delta\boldsymbol{x}(k)+\boldsymbol{B}(k)\boldsymbol{u}(k)+\boldsymbol{v}(k) \quad (16)$$

$$\Delta\boldsymbol{y}(k)=\boldsymbol{C}(k)\Delta\boldsymbol{x}(k)+\boldsymbol{\varepsilon}(k) \quad (17)$$

在保证稳态跟踪和滤波收敛的前提下进行试凑,选择协方差矩阵 $\boldsymbol{Q}$、$\boldsymbol{R}$、$\boldsymbol{P}_0$。根据式(16)、(17)进行扩展卡尔曼滤波迭代算法,对 PMSM 转速与位置进行估计。

3 系统仿真

3.1 仿真环境搭建

为了验证交流 EPS 系统设计的合理性,在 AMESim 中搭建了 EPS 机械系统;在 Matlab/Simulink 里搭建 EPS 控制策略。通过 Simulink 中 S Function作为接口函数实现联合仿真。

3.2 仿真结果与分析

按照汽车操纵稳定性试验方法——转向轻便性试验要求,对系统转向轻便性能进行测试。向系统输入周期为 3 s、幅值随时间线性增加的正弦信号模拟方向盘转矩。图 5 为交流 EPS 系统转向情况图。可以看出,电动机助力后方向盘平均操作转矩与方向盘最大操作转矩均明显减小 45% 左右。车速越高 PMSM 输出助力矩越小,达到转向轻便性要求。图 6 为此时电动机转速与 EKF 估计转速情况,二者基本重合。

根据国家标准汽车操纵稳定性试验方法——转向回正性试验,如图 7 所示,车辆以 20 km/h 行驶,在 $t=2$ s 松开方向盘,未加回正控制时转向轮在 3 s 后基本回到中间位置;当系统引入回正控制后,车轮回到中位的时间提前了 1.5 s,回正迅速,明显改善了系统的回正性能。

4 台架试验

为验证所设计控制系统的实际效果,进行了电动转向器台架试验研究。转矩传感器测量方向盘转矩信号;车速信号通过模拟变速箱得到,并可实现实时调速来模拟车辆工况。实物图如图 8 所示。

在试验台架上来回转动方向盘,且所施加的力矩幅值不断增加,此时分别模拟原地转向时车速为 0 km/s、低速时车速为 20 km/h、以及高速时车速为

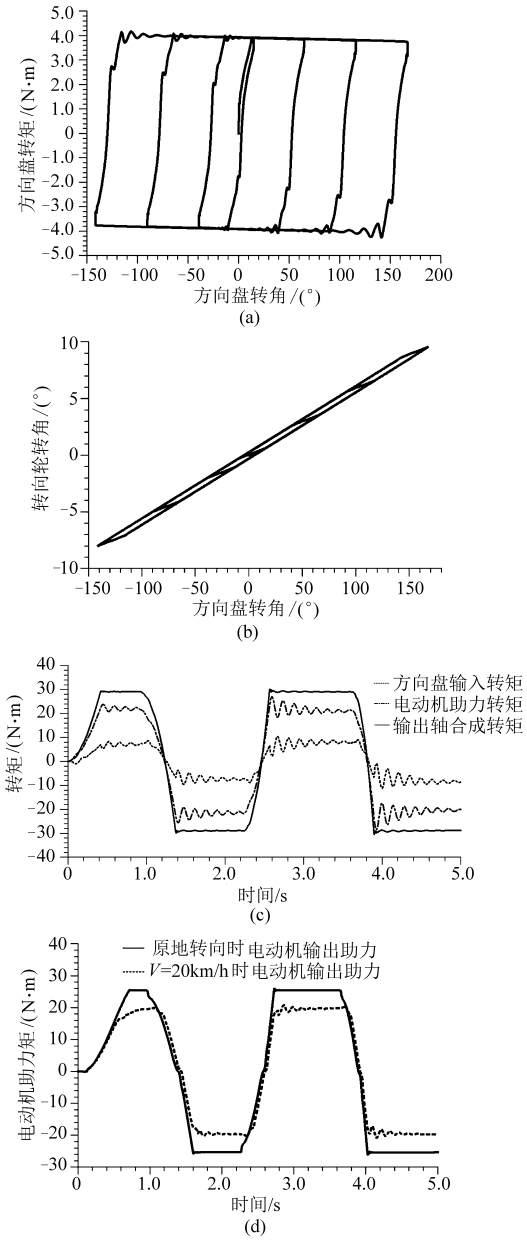

图 5 交流 EPS 系统转向情况

Fig. 5 Simulation results of AC EPS system

(a) 方向盘转矩-转角图 (b) 方向盘转角-转向轮转角图

(c) 系统助力分配图 (d) 不同车速下 PMSM 助力图

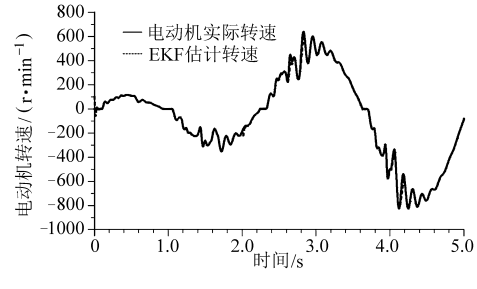

图 6 PMSM 转速曲线

Fig. 6 Real velocity curve of PMSM and velocity estimated with EKF

70 km/h 的车速信号,通过采集各车速下的电流数值,可得知不同车速下 PMSM 的输出助力情况。如

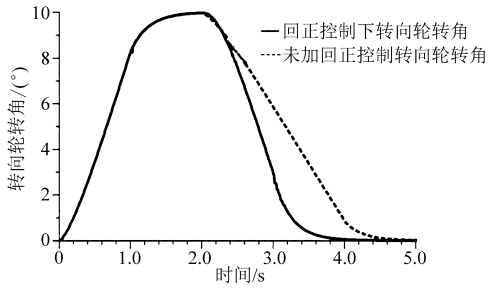

图 7　20 km/h 转向轮回正响应曲线

Fig. 7　Comparison of steering wheel angle with return-to-center control to that without control at 20 km/h



图 8　电动助力转向器台架

Fig. 8　The test bench of AC EPS

图 9 所示，相比于仿真结果，该系统已满足助力要求，车速越高，电动机输出助力越小。同时满足了低速时轻便性和高速时稳定性要求。

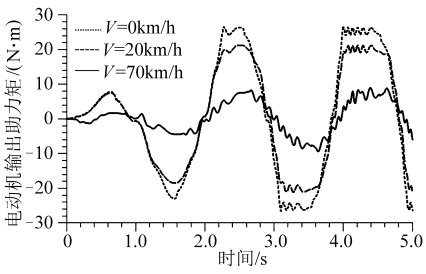

图 9　台架试验结果

Fig. 9　Results of the test bench

5　结束语

从 EPS 系统本质出发，将系统转向特性与回正特性统一起来设计转向-回正控制策略，结合 PMSM 直接转矩控制方法，根据系统需求直接控制电动机输出所需转矩，从根本上解决了车辆转向系统与交流助力电动机控制之间的矛盾。仿真与台架试验结果显示：PMSM 响应快速，助力效果明显，实现了转向轻便性；加入回正控制后的转向轮回到中位的时间比未加时缩短了 50%，回正无超调。

台架试验中车辆低速时电动机输出力矩与仿真一致；高速时电动机输出力矩存在脉动，主要原因是车辆高速行驶时要求助力较小，导致电动机偏低速运行而产生波动。

参　考　文　献

1　Chen X, Yang T, Chen X. A generic model-based advanced control of electric power-assisted steering systems[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2008, 16(6): 1289 – 1299.

2　Ding J. Intelligent optimization on test bench of electric power steering device in automobile[C]// 2010 The 2nd International Conference on Computer and Automation Engineering (ICCAE), 2010, 4: 367 – 370.

3　Zhao W, Shi G, Lin Y. Tracking performance of electric power system based on the mixed strategy[J]. Chinese Journal of Mechanical Engineering, 2011, 24(4): 584 – 590.

4　陈福海，冯英本，陈慧. EPS 用永磁同步电动机准无位置传感器控制[J]. 汽车工程，2010，32(7)：617 – 620.
Chen Fuhai, Feng Yingben, Chen Hui. Quasi sensorless control of permanent magnet synchronous motor for EPS[J]. Automotive Engineering, 2010, 32(7): 617 – 620. (in Chinese)

5　丁能根，薄颖，杨磊，等. 电动助力转向系统转向性能的主观评价方法[J]. 农业机械学报，2007，38(5)：11 – 18.
Ding Nenggen, Bo Ying, Yang Lei, et al. Study on subjective evaluation of steering performance of electric power steering[J]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2007, 38(5): 11 – 18. (in Chinese)

6　施国标，申荣卫，林逸. 电动助力转向系统的建模与仿真技术[J]. 吉林大学学报：工学版，2007，37(1)：31 – 36.
Shi Guobiao, Shen Rongwei, Lin Yi. Modeling and simulation of electric power steering system[J]. Journal of Jilin University: Engineering and Technology Edition, 2007, 37(1): 31 – 36. (in Chinese)

7　Shriwastva R G, Diagavane M B. Electric power steering with permanent magnet synchronous motor drive used in automotive application[C]// The 1st International Conference on Electrical Energy Systems, 2011: 145 – 148.

8　Marouf A, Djemai M, Sentouh C, et al. Sensorless control of electric power assisted steering system[C]// 2012 the 20th Mediterranean Conference on Control & Automation, 2012: 909 – 914.

9　Marouf A, Sentouh C, Djemai M, et al. Control of an electric power assisted steering system using reference model[C]// The 50th IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference, Orlando, USA, 2011: 6684 – 6690.

10　冯英本，陈慧. 基于高频信号注入的 EPS 用 SPMSM 无传感器控制[J]. 吉林大学学报：工学版，2011，41(增刊 2)：65 – 69.
Feng Yingben, Chen Hui. Sensorless drive of surface-mounted PMSM for EPS based on high-frequency signal injection[J]. Journal of Jilin University: Engineering and Technology Edition, 2011, 41(Supp. 2): 65 – 69. (in Chinese)

11　Rajamani R. Vehicle dynamics and conrtrol[M]. 2nd ed. New York Springer-Verlag Inc, 2012: 33 – 56.

12　高勇，陈龙，袁传义，等. 电动助力转向系统回正控制研究[J]. 农业机械学报，2007，38(5)：6 – 10.

Gao Yong, Chen Long, Yuan Chuanyi, et al. Study on return-to-center control of electric power steering system[J]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2007, 38(5): 6 - 10. (in Chinese)
13 赵林峰,陈无畏,秦明辉,等. 基于转向轻便性及回正性能设计的 EPS 应用[J]. 机械工程学报,2009,45(6):181 - 187.
Zhao Linfeng, Chen Wuwei, Qin Minghui, et al. Electric power steering application based on returnability and handiness[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2009, 45(6): 181 - 187. (in Chinese)
14 王成元,夏加宽,孙宜标. 现代电动机控制技术[M]. 北京:机械工业出版社,2008:161 - 181.
15 刘英培,万健如,沈虹,等. 基于 EKF PMSM 定子磁链和转速观测直接转矩控制[J]. 电工技术学报,2009,24(12):57 - 62.
Liu Yingpei, Wan Jianru, Shen Hong, et al. Stator flux linkage and rotor speed observation for PMSM DTC based on EKF[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(12): 57 - 62. (in Chinese)

Direct Torque Control of Sensorless AC Electric Power Steering System

Zheng Taixiong Zhou Hua Gu Hongming
(*Engineering Research Center of Automotive Electronic and Embedded System, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing* 400065, *China*)

Abstract: Electric power steering (EPS) system driven by permanent magnet synchronous motor (PMSM) has become the future trend of development. In order to adapt the characteristics of AC motor, dynamical-returnability characteristics based on fuzzy rules were designed. The extended Kalman filter (EKF) was introduced to estimate the stator flux and location, and the direct torque control (DTC) was adopted to control PMSM, so as to accelerate the response rate and precision. Referring to the national standard, simulation of this system was carried out on steering portability and return performance, the results show that the effect of the proposed system is significant under PMSM assisting, the steering wheel average operating torque is reduced by 45%, and the wheel self-turning time shortens 50%. Finally the bench test was experimented and shows that the whole system dynamic operates well and can fully complete the power control target.

Key words: Electric power steering Permanent magnet synchronous motor Direct torque control Dynamical-returnability control Extended Kalman filter

(上接第 6 页)

Nonlinear Model-based Position Servo Control of Electro-pneumatic Clutch Actuator

Qian Pengfei Tao Guoliang Meng Deyuan Zhu Xiao Liu Hao Li Qingwei
(*The State Key Laboratory of Fluid Power Transmission and Control, Zhejiang University, Hangzhou* 310027, *China*)

Abstract: In order to realize the servo control of electro-pneumatic clutch actuator in an automated mechanical transmission, an electro-pneumatic clutch actuator system was established. By performing a simple sliding mode control law of dead zone directly on the established system, the tracking control of the electro-pneumatic clutch actuator without unnecessary control chattering was achieved. Meanwhile, the load characteristics of clutch could be estimated indirectly by the pneumatic driving force during trajectory tracking. In theory, the estimation error of load characteristics obtained by this approach is small. So, the clutch load characteristic is closer to the actual value in the trajectory-tracking control. Tests show that the proposed model-based integral sliding-mode controller with the estimation of clutch load characteristic introduced can improve the tracking accuracy to a large extent.

Key words: Automated mechanical transmission Clutch Load characteristic Electro-pneumatic Integral sliding-mode control Position servo control