

永磁直线同步电动机无位置传感器控制系统的研究

余佩琼¹, 陆亿红¹, 王涌¹, 杨伟民², 陈子辰²

(1. 浙江工业大学信息工程学院, 浙江省 杭州市 310032;

2. 浙江大学现代制造工程研究所, 浙江省 杭州市 310027)

Research on Permanent Magnet Linear Synchronous Motor Position Sensorless Control System

YU Pei-qiong¹, LU Yi-hong¹, WANG Yong¹, YANG Wei-min², CHEN Zi-chen²

(1. College of Information Engineering, Zhejiang University of Technology, Hangzhou 310032, Zhejiang Province, China;

2. Institute of Advanced Manufacturing Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, Zhejiang Province, China)

ABSTRACT: For the position sensorless control of Permanent magnet linear synchronous motor(PMLSM) direct drive system, it is necessary to estimate the information of speed and position online. Due to the nonlinear of direct drive system, a novel states estimation approach—unscented Kalman filter(UKF) is applied in the nonlinear states estimation for the sensorless control of PMLSM. The UKF utilize a deterministic sampling approach to calculate mean and covariance term. The nonlinear transformations called the unscented transformation is applied to propagate the means and covariances of states, and the errors caused by linearization of extended Kalman filter(EKF) is eliminated. Furthermore, the Cholesky decomposition is used, rendering the state covariance with position semi-definiteness. The effectiveness of the proposed estimator is confirmed by the digital simulations results and experimental results.

KEY WORDS: nonlinear filter; unscented Kalman filter; permanent magnet linear synchronous motor; position sensorless

摘要: 永磁直线同步电动机直接驱动系统的无位置传感器控制中, 需要实现电机的位置及速度估计。针对直线电机直接驱动系统具有强非线性, 将一种新的滤波方法——Unscented 卡尔曼滤波(UKF)应用于直线电机无位置传感器驱动系统的非线性状态估计中。UKF 采用确定性采样策略, 通过 UT 变换实现状态均值和方差的非线性传播, 避免了扩展卡尔曼滤波(EKF)产生的线性化误差, 并且无需计算雅可比矩阵。同时, 采用 Cholesky 因式分解等方法保证滤波递推过程中协方差矩阵的半正定性, 有效地避免滤波的发散, 提高算法的计算精度。数值仿真及实验结果表明, 所

给出的算法是可行而有效的。

关键词: 非线性滤波; Unscented 卡尔曼滤波; 永磁直线同步电动机; 无位置传感器

0 引言

永磁直线同步电动机(PMLSM)具有推力大、速度快、高效率、牢固性和维修性好等特点, 在数控机床、工业机器人等场合都获得了广泛的应用^[1]。PMLSM驱动系统一般采用光栅作为位置传感器, 完成磁极位置检测、速度检测和系统定位 3 种功能。位置传感器的存在使系统成本增加、运行可靠性下降、使用范围受限、直线电机运动特性受到位置传感器制约及系统尺寸增加。因此无位置传感器技术的研究在高速高精度大行程直接驱动系统和一些特殊场合具有重要意义^[2-6]。

扩展卡尔曼滤波(EKF)是传统非线性估计的代表, Bolognani等^[7-8]将EKF应用于永磁同步电机无传感器控制中, 取得了较好的效果。EKF通过对非线性函数的Taylor展开式进行一阶线性化, 将非线性问题转化为线性, 然后应用标准卡尔曼线性滤波算法。因此EKF存在两个缺点: ①当非线性函数Taylor展开式的高阶项无法忽略时, 线性化使系统产生较大误差, 甚至于使滤波器不稳定; ②推导Jacobian矩阵比较困难, 有时难于实现^[9-10]。

针对 EKF 处理非线性滤波问题的不足, 本文首先对 Unscented 卡尔曼滤波(UKF)方法的非线性滤波原理、运算步骤进行了全面阐述, 提出了 1 种基于 UKF 的估计 PMLSM 的位置及速度的方法。构建了 PMLSM 无位置传感器控制系统, 通过数字仿真及实验研究, 验证算法的有效性。

基金项目: 国家自然科学基金项目(50475101); 浙江省自然科学基金项目(Y104193)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China(50475101).

1 系统描述

1.1 状态方程的建立

PMLSM 驱动系统由 PMLSM、光栅尺、直线导轨、电流传感器、运动控制器及 PWM 逆变器电源构成。由光栅尺输出位置和速度反馈信号,可实现位置与速度的闭环控制运行。而由位置及速度估计器取代光栅尺,输出位置和速度信号估计值,分别用于系统位置和速度控制环的反馈信号中,实现直线电机直接驱动系统的无位置传感器闭环运行。

采用正交两相静止 α - β 轴坐标系,它与静止三相坐标系统的转换矩阵为

$$C_{abc \rightarrow \alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

PMLSM 的数学模型用状态空间方程描述为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ v \\ x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} i_\alpha + \frac{k_e}{L} v \sin(\frac{\pi x}{\tau}) \\ -\frac{R}{L} i_\beta - \frac{k_e}{L} v \cos(\frac{\pi x}{\tau}) \\ \frac{k_f}{m} (i_\beta \cos(\frac{\pi x}{\tau}) - i_\alpha \sin(\frac{\pi x}{\tau})) - \frac{B_v}{m} v - \frac{F_l}{m} \\ v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} + w \quad (2)$$

式中: i_α, i_β 为电机相电流; u_α, u_β 为控制输入相电压; v 为动子直线速度; x 为动子直线位移; R 为相电阻; L 为相同步电感; τ 为极距; k_e 为反电势常数; k_f 为推力系数; B_v 为阻尼系数; m 为电机运动部分质量; F_l 为负载阻力; w 为具有零均值和已知协方差阵 Q 的高斯噪声向量。

将式(2)离散化,假定采样周期为 T ,且控制信号在采样周期内基本不变。设在时刻 k 状态变量为 $x_k = [i_{\alpha,k} \ i_{\beta,k} \ v_k \ x_k]^T$, 控制向量为 $u_k = [u_{\alpha,k} \ u_{\beta,k}]^T$, 系统离散化状态方程记为

$$x_{k+1} = f(k, x_k, u_k) + w_k \quad (3)$$

1.2 量测方程的建立

由于取消了光栅,式(2)和式(3)定义的系统状态方程中,速度及位置状态分量为估计量,只有电流状态分量是可测量的。由系统电流传感器检测 PMLSM 的相电流,并经 abc 三相到静止 α - β 两相的变换,得到两相电机输出相电流 i_α, i_β 实测值。无位置传感器驱动系统测量方程是线性的,在 k 时刻,

为

$$y_k = h_k x_k + v_k \quad (4)$$

式中

$$h_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

v_k 为具有零均值和已知协方差阵 R 的高斯量测噪声向量, v_k 与 w_k 线性无关。

2 基于 UKF 的系统状态估计

2.1 UT(Unscented Transformation)变换

式(3)和式(4)定义的 PMLSM 驱动系统的状态方程具有较强的非线性。根据 Bayes 估计原理,可按条件期望表示出系统的状态估值^[11]。卡尔曼滤波就是 Bayes 估计在线性高斯分布假设下的实现形式。但非线性条件下,条件期望是难以处理的。与 EKF 不同,Unscented 卡尔曼滤波不是对非线性模型做近似,而是对状态的概率密度函数做近似。其核心是通过非线性的 UT 变换(Unscented 变换)来进行非线性模型的状态与误差协方差的递推与更新。S. J. Julier 等^[12-13]指出 UT 变换后的均值可精确到三阶,误差协方差可精确到二阶,使得 UKF 与二阶 EKF 具有相同精度,却不需计算雅可比矩阵,计算量与 EKF 同阶次,算法易于实现。

考虑 x 是具有均值 \bar{x} 和协方差 P_{xx} 的 n 维随机变量, y 是另一随机变量且满足非线性方程 $y = g(x)$ 。需确定 y 的均值 \bar{y} 和协方差 P_{yy} 。

由于近似一个非线性函数概率密度分布在理论上比近似其函数更容易^[14]。UT 变换步骤如下^[15]:

(1) 为确保采样均值和协方差为随机变量 x 的统计量 \bar{x} 和 P_{xx} 的前提,选取 $2n+1$ 个采样加权点 (sigma 点),构成输入变量 sigma 点集 $\{\chi_i, W_i\}$ 。采用对称采样策略, sigma 点及相应权值如下

$$\begin{cases} \chi_0 = \bar{x}, & W_0 = \frac{\kappa}{n + \kappa} \\ \chi_i = \bar{x} + \sqrt{(n + \kappa)} (\sqrt{P_{xx}})_i, & W_i = \frac{1}{2(n + \kappa)} \\ \chi_{i+n} = \bar{x} - \sqrt{(n + \kappa)} (\sqrt{P_{xx}})_{i+n}, & W_{i+n} = \frac{1}{2(n + \kappa)} \end{cases} \quad (6)$$

式中: κ 为比例参数,可用于调节 sigma 点和 \bar{x} 的距离,仅影响二阶之后的高阶距带来的偏差。 κ 的有效选取为 $\kappa + n = 3$ ^[13]。 $(\sqrt{P_{xx}})_i$ 为矩阵平方根的第 i 行或 i 列,由于 sigma 点俘获到的均值和协方差不会因不同的平方根方法而改变,因此可采用效率高鲁棒性强的 cholesky 分解获得,当 $P_{xx} = S_{xx} S_{xx}^T$ 时,

$(\sqrt{P_{xx}})_i$ 取 S_{xx} 的第 i 列。

(2) 对每一个 sigma 点进行 $g(\cdot)$ 非线性变换, 得到变换后的 sigma 点

$$Y_i = g(\chi_i) \quad (7)$$

(3) 对变换后的 sigma 点 Y_i 加权处理, 得到的样本均值和样本方差来逼近 y 的均值和方差

$$\bar{y} \approx \sum_{i=0}^{2n} W_i Y_i \quad (8)$$

$$P_{yy} \approx \sum_{i=0}^{2n} W_i \{Y_i - \bar{y}\} \{Y_i - \bar{y}\}^T \quad (9)$$

2.2 基于 UKF 的 PMLSM 驱动系统状态估计

针对式(3)~式(4)的定义 PMLSM 驱动系统, UKF 状态估计算法如下^[13-15]:

(1) 初始化。

$$\hat{x}_0 = E[x_0] \quad (10)$$

$$P_0 = E[(x_0 - \hat{x}_0)(x_0 - \hat{x}_0)^T] \quad (11)$$

(2) 对于 $k \in \{1, \dots, \infty\}$, 按式(6)计算状态的 sigma 点及相应的权值。

$$\chi_{k-1} = [\hat{x}_{k-1}, \hat{x}_{k-1} + \sqrt{n + \kappa} \sqrt{P_{k-1}}, \hat{x}_{k-1} - \sqrt{n + \kappa} \sqrt{P_{k-1}}], i = 1, 2, \dots, n \quad (12)$$

式中 n 为系统状态变量 x 的维数。

(3) 时间更新。

对每一个 sigma 点进行非线性变换

$$\chi_{i,k|k-1}^* = f(\chi_{i,k-1}, u_{k-1}, k-1), i = 0, 1, \dots, 2n \quad (13)$$

状态变量预测及其协方差矩阵分别为

$$\hat{x}_{k|k-1} = \sum_{i=0}^{2n} W_i \chi_{i,k|k-1}^* \quad (14)$$

$$P_{k|k-1} = \sum_{i=0}^{2n} W_i [\chi_{i,k|k-1}^* - \hat{x}_{k|k-1}] [\chi_{i,k|k-1}^* - \hat{x}_{k|k-1}]^T + Q \quad (15)$$

式中 Q 为过程噪声的协方差矩阵。

考虑到系统过程噪声的影响, 重新计算 sigma 点

$$\chi_{k|k-1} = [\hat{x}_{k|k-1}, \hat{x}_{k|k-1} + \sqrt{n + \kappa} \sqrt{P_{k|k-1}}, \hat{x}_{k|k-1} - \sqrt{n + \kappa} \sqrt{P_{k|k-1}}], i = 1, 2, \dots, n \quad (16)$$

根据式(4), 计算更新 sigma 点对应的测量预测值及其协方差矩阵分别为

$$Y_{i,k|k-1} = h_k \chi_{i,k|k-1} \quad (17)$$

$$\hat{y}_{k|k-1} = \sum_{i=0}^{2n} W_i Y_{i,k|k-1} \quad (18)$$

$$P_{yy,k|k-1} = \sum_{i=0}^{2n} W_i [Y_{i,k|k-1} - \hat{y}_{k|k-1}] [Y_{i,k|k-1} - \hat{y}_{k|k-1}]^T + R \quad (19)$$

式中 R 为量测噪声协方差矩阵。由于尺度参数 κ 取

负, 为保证协方差阵 P_{yy} 在滤波过程中的半正定性, 对式(19)做如下修改^[13]

$$P_{yy,k|k-1} = \sum_{i=0}^{2n} W_i [Y_{i,k|k-1} - Y_{0,k|k-1}] \times [Y_{i,k|k-1} - Y_{0,k|k-1}]^T + R \quad (20)$$

(4) 测量更新。

计算滤波增益矩阵

$$K_k = P_{xy,k|k-1} \cdot (P_{yy,k|k-1})^{-1} \quad (21)$$

式中:

$$P_{xy,k|k-1} = \sum_{i=0}^{2n} W_i [\chi_{i,k|k-1} - \hat{x}_{k|k-1}] \times [Y_{i,k|k-1} - \hat{y}_{k|k-1}]^T \quad (22)$$

更新状态变量和对应的协方差矩阵分别为

$$\hat{x}_{k|k} = \hat{x}_{k|k-1} + K_k [y_k - \hat{y}_{k|k-1}] \quad (23)$$

$$P_{k|k} = P_{k|k-1} - K_k P_{yy,k|k-1} K_k^T \quad (24)$$

3 数字仿真

为了检验以上设计的速度及位置估计器, 对一台已知参数的动绕组型 PMLSM 控制系统做速度响应仿真实验。样机的主要参数: $R = 2.65 \Omega$, $L = 2.67 \text{mH}$, $k_e = 59.5 \text{V/ms}^{-1}$, $m = 28 \text{kg}$, $k_f = 89.25 \text{N/A}$, $\tau = 0.016 \text{m}$; $B_v = 4 \text{N} \cdot \text{s/m}$; 定子永磁体材料为 NdFeB, 高度 4mm, 宽度 14mm; 气隙 0.8mm。

分别考虑状态估计值不作为反馈值的有位置传感器闭环控制系统和状态估计值作为反馈值的无位置传感器控制系统。基于 DSP 实现的 PMLSM 无位置传感器控制系统框图如图 1 所示。在仿真中, 电流环的采样周期为 $100 \mu\text{s}$, 速度环的采样周期为 $1000 \mu\text{s}$ 。系统给定速度范围为 -0.3m/s 到 0.3m/s , 加速度为 3m/s^2 , 负载阻力为 20N。UKF 滤波器采样周期为 $100 \mu\text{s}$, 初始状态为零, 估计误差方差阵初始值 $P_0 = \text{diag}(10^{-6}, 10^{-6}, 10^{-6}, 10^{-6})$ 。过程噪声协方差阵和测量噪声协方差阵分别为 $Q = \text{diag}(200, 200, 10, 2 \times 10^{-5})$, $R = \text{diag}(2.8 \times 10^{-6}, 2.8 \times 10^{-6})$ 。

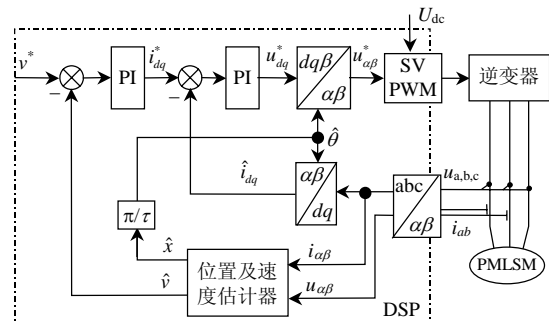


图 1 PMLSM 无位置传感器驱动系统框图

Fig. 1 PMLSM position sensorless drive block diagram

首先做有位置传感器控制系统的仿真,记录仿真所得的电机电压、电流和动子速度和位置信号。用上述电压、电流数据分别作为控制输入量和量测量,由UKF估计PMLSM的速度和位置,并与上述仿真过程记录的速度和位置信号时进行比较。图2和图4分别UKF估计的PMLSM的速度和位置,图3和图5分别为速度和位置的估计误差。从计算结果可以看出,UKF能够准确估计出PMLSM的速度和位置。当UKF对PMLSM的速度和位置估计达到足够的精度时,UKF的状态估计值做为反馈值,取代位置传感器,实现图1所示的PMLSM的无位置传感器运行。图6为PMLSM无位置传感器闭环控制系统的速度响应曲线。其中A为速度命令,B为无位置传感器驱动系统速度响应曲线。

滤波器状态初值为PMLSM的实际初始状态,在电机静止时,电流和速度均为零,初始位置可为一个极距内的任意值。由于没有位置传感器,初始

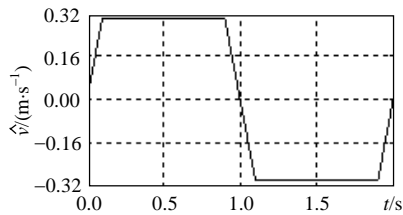


图2 速度估计

Fig. 2 Speed estimation

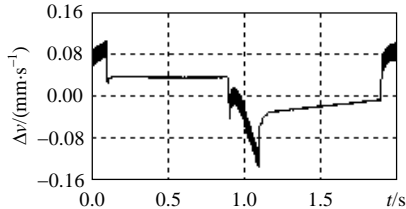


图3 速度估计误差

Fig. 3 Speed estimation error

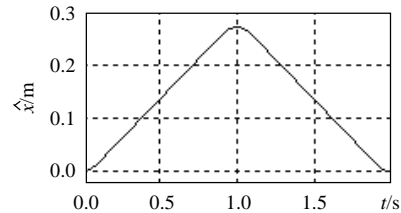


图4 位置估计

Fig. 4 Position estimation

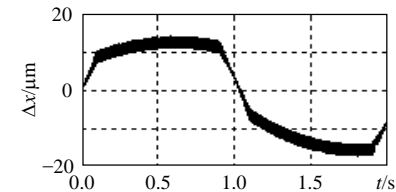


图5 位置估计误差

Fig. 5 Position estimation error

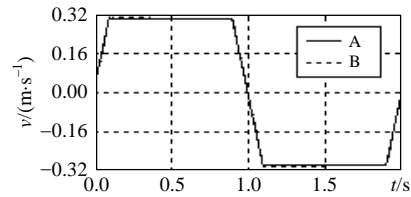


图6 无位置传感器系统速度响应曲线

Fig. 6 Speed respond of position sensorless drive system

位置是未知的,虽然初始状态的误差可以通过调整误差协方差阵初值来使得UKF滤波收敛,但是对同步电机而言,初始位置未知起动的容易引起逆转甚至起动的失败,在无位置传感器条件下,应采用其他起动的技术得到初始位置的实际值。本文所提的位置和速度估计器应用于电机启动后的无传感器运行,初始位置则由初始位置估计器进行计算。

4 实验结果

在1个实际的数控磨床的永磁直线同步电机进给系统进行了实验。进给系统由控制柜及进给装置组成。控制柜由变压器、24V直流电源、驱动器、接触器、耗能电阻及计算机等组成。进给装置由永磁直线同步电机、动子底板、定子底板、光栅尺、限位开关、零位开关、导轨副等组成。

实验由电压、电流传感器获得进给系统电机的三相电压和两相电流数据;其中电压信号由于含有高频调制分量,需进行低通滤波。滤波后的电压信号和电流信号送入以TMS320F2812 DSP为核心的DEC2812板上的ADC(模数转换器),由DSP实时计算出位置及速度估计值。图7为PMLSM的实际速度与UKF的估计速度结果,实际值为系统的实际速度响应,为光栅尺的输出检测信号。估计值UKF的估计结果。

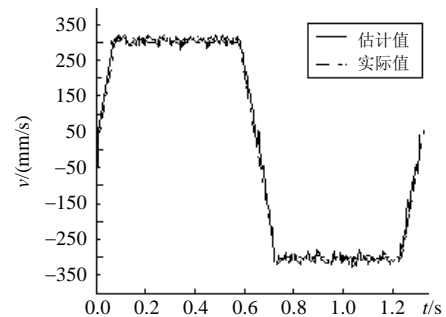


图7 实测速度与估计速度

Fig. 7 Actual and estimated speed

5 结论

根据PMLSM驱动系统的强非线性,以及PMLSM无位置传感器控制的需求,设计了基于

UKF 非线性滤波器的 PMLSM 位置及速度估计器, 仿真及实验结果表明, 估计器能对 PMLSM 启动后的速度和位置做出较精确及稳定的估计。

参考文献

- [1] 郭庆鼎, 王元成, 周美文, 等. 直线交流伺服系统的精密控制技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2000.
- [2] 杨波, 曹家勇, 陈幼平. 无位置传感器的 SRD 调速系统的初始位置检测[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(12): 101-105.
Yang Bo, Cao Jiayong, Chen Youping. Initial position detection of sensorless SRD system[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(12): 101-105(in Chinese).
- [3] 钱存元, 韩正之, 邵德荣, 等. 直线同步电机转子位置检测研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(15): 129-133.
Qian Cunyuan, Han Zhengzhi, Shao Derong, et al. Study of rotor position detection method for linear synchronous motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(15): 129-133(in Chinese).
- [4] 秦峰, 贺益康, 刘毅, 等. 两种高频信号注入法的无传感器运行研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(5): 116-121.
Qin Feng, He Yikang, Liu Yi, et al. Comparative investigation of sensorless control with two high-frequency signal injection schemes [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(5): 116-121(in Chinese).
- [5] 邹继斌, 徐永向, 于成龙. 正弦波无刷直流电机的新型转子位置检测方法[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(12): 47-49.
Zou Jibin, Xu Yongxiang, Yu Chenglong. A novel detecting method of the rotor position of PMSM[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(12): 47-49(in Chinese).
- [6] 韦 颀, 任建军, 张仲超. 三次谐波检测无刷直流电机转子位置的研究 [J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(5): 163-167.
Wei Kun, Ren Junjun, Zhang Zhongchao. Research on the scheme of sensing of rotor position of BLDCM based on the third harmonic component[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(5): 163-167 (in Chinese).
- [7] Silverio Bolognani, Luca Tubiana, Mauro Zigliotto. Extended kalman filter tuning in sensorless PMSM drives[J]. IEEE. Transactions on Industry Applications, 2003, 39: 1741-1747.
- [8] Comnac V, Cirste Marcian N, Moldoveanu Folrin. Sensorless speed and direct torque control of interior permanent magnet synchronous machine based on extended Kalman filter[C]. Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronic, China, 2002: 1142-1147.
- [9] Wan E A, Van der Merwe R, Nelson A T. Dual estimation and the unscented transformation[Z]. Advances in Neural Information Processing Systems / MIT Press, 2000: 666-672.
- [10] 柴霖, 袁建平, 罗建军, 等. 非线性估计理论的最新进展[J]. 宇航学报, 2005, 26(3): 380-384
Chai Lin, Yuan Jiangping, Lou Jianjun, et al. New developments in nonlinear systems estimation [J]. Journal of Astronautics. 2005, 26(3): 380-384(in Chinese).
- [11] Nørgaard M, Poulsen N K, Ravn O. New developments in state estimation for nonlinear system[J]. Automatica, 2000, 36(11): 1627-1638
- [12] Julier S J, Uhlmann J K. A new extension of the kalman filter to nonlinear systems[C]. Proc of AeroSense: the 11th Int Symp on Aerospace/Defence Sensing, Simulation and Controls, Orlando, Florida, 1997: 182-193.
- [13] Julier S J, Uhlmann J K. Unscented filtering and nonlinear estimation [J]. Proc of the IEEE Aerospace and Electronic Systems, 2004, 92(3): 401-422.
- [14] Uhlmann J K. Simultaneous map building and localization for real time applications[R]. Technical report, University of Oxford, 1994. Transfer thesis.
- [15] Wan E A, Van der Merwe R. The unscented kalman filter for nonlinear estimation[C]. IEEE Proceedings of the Symposium 2000 on Adaptive System for Signal Processing, Communication and Control, Lake Louis, Alberta, Canada, 2000: 153-158.

收稿日期: 2007-02-29。

作者简介:

余佩琼(1970—), 女, 浙江永康人, 浙江工业大学副教授, 浙江大学博士研究生, 研究方向为直线电机理论及应用, 无位置传感器控制技术, ypq@zjut.edu.cn;

陆亿红(1968—), 女, 浙江永康人, 讲师, 研究方向为数据挖掘;

王 涌(1975—), 男, 浙江嵊州人, 讲师, 研究方向为嵌入式系统设计与应用;

杨伟民(1980—), 男, 浙江义乌人, 硕士研究生, 研究方向为直线电机无位置传感器控制;

陈子辰(1950—), 男, 福建福州人, 教授, 博导, 研究方向为微系统及机电一体化。

(责任编辑 丁玉瑜)