

改进型平方根无迹卡尔曼滤波及其 在无轴承永磁同步电机无速度传感器运行中的应用

许波, 朱焜秋, 姬伟, 潘伟, 孙晓东

(江苏大学电气信息工程学院, 江苏镇江 212013)

摘要: 平方根无迹卡尔曼滤波(SRUKF)解决了标准无迹卡尔曼滤波(UKF)中由于误差协方差阵负定而引起的滤波发散问题, 保证了算法的数值稳定性, 但仍存在对模型参数变化的鲁棒性差、收敛速度慢及对突变状态的跟踪能力低等缺陷. 因此, 本文提出一种改进SRUKF滤波, 通过引入时变渐消因子和弱化因子, 实时修正滤波增益矩阵和误差协方差平方根矩阵, 实现残差序列正交, 确保SRUKF滤波保持对目标实际状态的准确跟踪. 将该算法在无轴承永磁同步电机无速度传感器矢量控制系统中进行仿真研究. 结果表明: 改进SRUKF非线性近似精度、数值稳定性及滤波精度更高, 在系统状态突变或负载扰动时, 鲁棒性更强, 能够有效实现转速及转子角度的准确估计, 确保转子稳定悬浮运行.

关键词: 平方根无迹卡尔曼滤波(SRUKF); 改进SRUKF; 无轴承永磁同步电机; 无速度传感器

中图分类号: TM346 **文献标识码:** A

Modified square-root unscented Kalman filter and its application to speed sensorless control of bearingless permanent magnet synchronous motor

XU Bo, ZHU Huang-qiu, JI Wei, PAN Wei, SUN Xiao-dong

(School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang Jiangsu 212013, China)

Abstract: The square-root unscented Kalman filter (SRUKF) algorithm handles the problem of filtering divergence caused by non-positiveness of the error covariance matrix in conventional unscented Kalman filter (UKF). However, problems of low robustness to model parameter variation, slow convergence, and undesirable tracking ability to abrupt state-changes remain unsolved. We propose an improved SRUKF by introducing the time-varying fading factor and the diminishing factor to adjust gain matrices and the state-forecast covariance square-root matrix, in order to realize the orthogonality of the residual sequences and force the SRUKF to track the real-state rapidly. The vector control system for the bearingless permanent magnet synchronous motor (BPMSM) without a speed sensor is set up based on this approach. Simulation results show that the proposed method improves the nonlinear approximation accuracy and raises numerical stability and filtering efficiency; it achieves high robustness to the abrupt state-changes and the load disturbances; it provides precise estimates of the speed and the space position, and ensures the stable operation of the rotor suspension.

Key words: square root unscented Kalman filter (SRUKF); modified SRUKF; bearingless permanent magnet synchronous motor (BPMSM); speed sensorless

1 引言(Introduction)

无轴承永磁同步电机是一个多变量非线性强耦合系统, 转子磁场定向控制是无轴承永磁同步电机实现动态解耦控制的主要手段, 而转子磁场定向控制需要准确检测转子速度和位置, 来获得磁场定向所需磁通的精确空间位置, 进而实现转矩和径向悬浮力解耦控制. 传统的转子空间位置和速度都是采用机械式传感器(光电编码器、旋转变压器等)来检测, 存在安装、连接、可靠性等问题. 特别对于无轴

承电机而言, 机械式位置/速度传感器安装和使用成本严重制约了无轴承电机优良高速性能的发挥. 因此, 无轴承电机的无传感器研究问题成为无轴承电机技术进一步发展的关键技术之一. 与普通永磁同步电机相比, 无轴承永磁同步电机稳定运行时转子处于自悬浮状态, 其转子位置、速度及径向位移更容易产生振动和突变. 实现平稳及突变状态下转子速度及位置的准确估计是无轴承电机无传感器研究中的一个核心问题.

收稿日期: 2010-12-20; 收修改稿日期: 2011-03-14.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(50275067); 国家高技术研究发展计划资助项目(2007AA04Z213); 江苏省2009年度普通高校研究生科研创新计划基金资助项目(CX09B-200Z); 江苏省高校优势学科建设工程资助项目(PAPD, 苏政办发(2011)6号).

目前无轴承永磁同步电机的无速度传感器技术主要有: 基于电机数学模型的开环方法^[1]、滑模预测估计器(sliding mode observer, SMO)^[2]、模型参考自适应估计器(model reference adaptive system, MRAS)^[3]、高频注入法^[4]、基于扩展卡尔曼滤波(extended Kalman filter, EKF)^[5-6]的估计器等. 其中, 以最优化理论为基础的EKF, 以其对非线性系统优异的状态估算能力及抗干扰能力, 在感应电机转速和转子位置估计中被广泛应用. 文献[5-6]采用EKF成功实现永磁同步电机无传感器运行, 但是EKF需要计算非线性方程的雅可比矩阵, 线性误差大, 滤波容易发散. 无迹卡尔曼滤波^[7-8](unscented Kalman filter, UKF)不需要计算非线性方程的雅可比矩阵, 避免了EKF线性化所带来的误差, 估计精度更高, 因而在感应电机的无传感器运行中取得了一定的效果. 文献[9]采用UKF实现电机状态估计, 与EKF相比, 该方法有效提高了状态估计和参数辨识的精度. 但EKF和UKF都存在数值计算过程中由于舍入误差等因素引起的协方差不对称或非正定等缺陷, 滤波容易发散. 文献[10]采用平方根UKF(square root UKF, SRUKF)对永磁同步电机进行转速和角度估计, 有效克服了UKF数值计算缺陷, 但该方法要求电机模型准确, 当电机参数变化时, 该方法存在对参数变化的鲁棒性差、对转子转速或位置突变的跟踪能力低和算法收敛速度较慢等缺陷. 而强跟踪滤波器(strong tracking filter, STF)可以在线调整滤波增益, 具有极强的模型失配鲁棒性, 独特的强跟踪能力^[11-12], 可以有效地改善系统对突变状态的跟踪性能.

基于上述分析, 本文提出一种改进SRUKF滤波. 采用强跟踪滤波原理对SRUKF进行改进, 通过引入时变渐消因子和弱化因子, 实时修正滤波增益矩阵和预测误差协方差平方根矩阵, 实现残差序列正交, 确保SRUKF滤波保持对实际状态的准确跟踪. 同时在滤波过程中采用Cholesky和QR分解, 以协方差平方根阵代替协方差阵参加迭代运算, 有效地避免了误差协方差阵负定而引起的滤波发散问题, 提高了算法的收敛速度和稳定性. 通过构建无轴承永磁同步电机无速度传感器矢量控制系统, 仿真验证算法的有效性.

2 改进SRUKF算法设计与分析(Design and analysis of modified SRUKF)

2.1 SRUKF算法描述(Description of SRUKF)

考虑一大类非线性系统, 如式(1)所示:

$$\begin{cases} x_{k+1} = f(k, x_k, u_k) + w_k, \\ y_{k+1} = h(k, x_k, u_k) + v_k. \end{cases} \quad (1)$$

其中: 非线性函数 f, h 具有关于状态的一阶连续偏导数; u_k 为控制变量; 过程噪声 w_k 和测量噪声 v_k 为均值为零的高斯白噪声, 其协方差阵分别为 Q_k 和 R_k ;

系统初始状态为 x_0 , x_0 与 w_k, v_k 统计独立. 则基于SRUKF滤波的状态估计实现步骤为:

- 1) 初始化 x_0 、状态误差协方差阵 P_0, Q_k 和 R_k :

$$\hat{x}_0 = E[x_0], \quad (2)$$

$$P_0 = E[(x_0 - \hat{x}_0)(x_0 - \hat{x}_0)^T], \quad (3)$$

$$S_0 = \text{chol}(P_0). \quad (4)$$

- 2) 每个采样周期内计算sigma点:

$$\chi_{k-1} = [\hat{x}_{k-1} \quad \hat{x}_{k-1} + \gamma S_{k-1} \quad \hat{x}_{k-1} - \gamma S_{k-1}]. \quad (5)$$

其中: $\gamma = \sqrt{(n + \lambda)}$, $\lambda = \alpha^2(n + \kappa) - n$, 参数 α 取0.0001-1之间的正数. n 为系统状态向量的维数. 常数 κ 为次级采样因子, 在状态估计中为0.

- 3) 对每个sigma点进行非线性变换并取均值:

$$\hat{\chi}_{i,k/k-1} = f(\chi_{i,k-1}, u_{k-1}), \quad (6)$$

$$\hat{x}_{k/k-1} = \sum_{i=0}^{2n} W_i^{(m)} \hat{\chi}_{i,k/k-1}. \quad (7)$$

- 4) 计算预测误差协方差平方根阵:

$$\begin{aligned} S_{k/k-1}^- &= \\ \text{qr}\{[\sqrt{W_1^{(c)}}(\hat{\chi}_{1:2n,k/k-1} - \hat{x}_{k/k-1}), \sqrt{Q_k}]\}, & \quad (8) \\ S_{k/k-1} &= \\ \text{cholupdate}\{S_{k/k-1}^-, \hat{\chi}_{1,k/k-1} - \hat{x}_{k/k-1}, W_0^{(c)}\}. & \quad (9) \end{aligned}$$

在步骤3)和4)中: $W_0^{(c)} = \lambda/(n + \lambda) + 1 - \alpha^2 + \beta$, $W_0^{(m)} = \lambda/(n + \lambda)$, $W_i^{(c)} = W_i^{(m)} = 0.5/(n + \lambda)$, $i = 1, 2, \dots, 2n$; β 为高阶误差采样因子, 高斯分布时 β 取2; $\text{qr}\{\cdot\}$ 与 $\text{cholupdate}\{\cdot\}$ 为标准MATLAB指令, 分别表示QR分解和Cholesky更新因子.

- 5) 观测输出并取输出均值:

$$\hat{y}_{i,k/k-1} = h(\hat{\chi}_{i,k/k-1}), \quad (10)$$

$$y_k^- = \sum_{i=0}^{2n} W_i^{(m)} \hat{y}_{i,k/k-1}. \quad (11)$$

- 6) 计算残差协方差平方根阵和互协方差阵:

$$\begin{aligned} S_{y_k^-} &= \\ \text{qr}\{[\sqrt{W_1^{(c)}}[\hat{y}_{1:2n,k/k-1} - y_k^-], \sqrt{R_k}]\}, & \quad (12) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} S_{y_k} &= \\ \text{cholupdate}\{[S_{y_k^-}, \hat{y}_{1,k/k-1} - y_k^-, W_0^{(c)}]\}, & \quad (13) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_{x_k y_k} &= \sum_{i=0}^{2n} W_i^{(c)} (\hat{\chi}_{i,k/k-1} - \hat{x}_{k/k-1}) \cdot \\ & (\hat{y}_{i,k/k-1} - y_k^-)^T. \end{aligned} \quad (14)$$

- 7) 用Kalman方程进行状态更新:

$$\hat{x}_{k/k} = \hat{x}_{k/k-1} + K_{k/k}[y_k - y_k^-], \quad (15)$$

$$K_{k/k} = P_{x_k y_k} P_{y_k}^{-1} = (P_{x_k y_k} / S_{y_k}^T) / S_{y_k}, \quad (16)$$

$$S_k = \text{cholupdate}\{S_{k/k-1}, K_{k/k} S_{y_k}, -1\}. \quad (17)$$

2.2 改进SRUKF算法设计与分析(Design and analysis of modified SRUKF)

SRUKF滤波只存储和运算平方根数,降低了计算开销,同时以平方根形式得到的协方差阵为非负定,确保算法的稳定性.但仍存在对模型参数变化的鲁棒性差、对突变状态的跟踪能力低和收敛速度慢等缺陷,为此,结合强跟踪滤波器,提出改进SRUKF滤波算法.首先给出SRUKF滤波成为强跟踪滤波器,应满足的正交性条件^[12]:

$$E(x_k - \hat{x}_{k/k})(x_k - \hat{x}_{k/k})^T = \min, \quad (18)$$

$$E(\gamma_{k+j}\gamma_k^T) = 0, \quad (19)$$

式中: γ_k 为残差序列,且 $\gamma_k = y_k - y_k^-$.

对于UKF,式(18)已满足.下面推导满足式(19)时,增益阵 $K_{k/k}$ 的选取原则.

引理1 令 $\varepsilon(k) = x_k - \hat{x}_k$, \hat{x}_k 为采用改进SRUKF滤波得到的状态估计值.若 $O[|\varepsilon(k)|^2] \ll O[|\varepsilon(k)|]$ 成立,则下式成立^[12]:

$$\begin{aligned} E(\gamma_{k+j}\gamma_k^T) &\approx \\ &H(\hat{x}_{k+j/k+j-1})F(u_{k+j-1}, \hat{x}_{k+j-1/k+j-1}) \times \\ &(I - K_{k+j-1}H_{k+j-1}) \times \\ &F(u_{k+j-2}, \hat{x}_{k+j-2/k+j-2}) \times \cdots \times \\ &(I - K_{k+1}H_{k+1})F(u_k, \hat{x}_{k/k}) \times \\ &(P_{x_k y_k} - K_{k/k}C_k), \end{aligned} \quad (20)$$

式中: $C_k = E(\gamma_k\gamma_k^T)$, H, F 分别是 $f(k, x_k, u_k)$ 和 $h(k, x_k, u_k)$ 关于 x_k 的雅可比矩阵.为简洁,记

$$K_{k+j-1} = K_{k+j-1/k+j-1}.$$

证

$$\begin{aligned} E(\gamma_{k+j}\gamma_k^T) &= \\ E[(y_{k+j} - y_{k+j}^-)\gamma_k^T] &\approx \\ E[H(\hat{x}_{k+j/k+j-1})(x_{k+j} - \hat{x}_{k+j/k+j-1})\gamma_k^T] &\approx \\ E\{[H(\hat{x}_{k+j/k+j-1})(F(u_{k+j-1}, \hat{x}_{k+j-1/k+j-1}) \times \\ (x_{k+j-1} - \hat{x}_{k+j-1/k+j-1}) + w_{k+j-1})]\gamma_k^T\}, \end{aligned} \quad (21)$$

以及

$$\begin{aligned} x_{k+j-1} - \hat{x}_{k+j-1/k+j-1} &= \\ x_{k+j-1} - \hat{x}_{k+j-1/k+j-2} - K_{k+j-1/k+j-1}\gamma_{k+j-1} &= \\ (I - K_{k+j-1}H_{k+j-1})(x_{k+j-1} - \hat{x}_{k+j-1/k+j-2}). \end{aligned} \quad (22)$$

将式(22)代入式(21)得

$$\begin{aligned} E\{[H(\hat{x}_{k+j/k+j-1})(x_{k+j} - \hat{x}_{k+j/k+j-1})]\gamma_k^T\} &\approx \\ H(\hat{x}_{k+j/k+j-1})F(u_{k+j-1}, \hat{x}_{k+j-1/k+j-1}) \times \\ (I - K_{k+j-1}H_{k+j-1}) \times \\ F(u_{k+j-2}, \hat{x}_{k+j-2/k+j-2}) \times \cdots \times \\ (I - K_{k+1}H_{k+1})F(u_k, \hat{x}_{k/k}) \times E[(x_k - \hat{x}_{k/k})\gamma_k^T], \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} E[(x_k - \hat{x}_{k/k})\gamma_k^T] &= \\ E[(x_k - \hat{x}_{k/k-1} - K_{k/k}\gamma_k)(y_k - y_k^-)^T] &= \\ E[(x_k - \hat{x}_{k/k-1})(y_k - y_k^-)^T - K_{k/k}\gamma_k\gamma_k^T] &= \\ P_{x_k y_k} - K_{k/k}C_k. \end{aligned} \quad (24)$$

故引理1成立.证明中考虑噪声与信号间的统计独立且忽略3次误差及以上各项.为减弱老数据对当前滤波值的影响,实现对突变状态的快速跟踪,引入时变渐消因子 λ_k 来在线选择增益阵 $K_{k/k}$, 记为

$$K_{k/k} = P_{x_k y_k}(\lambda_k P_{y_k})^{-1}. \quad (25)$$

其中 $\lambda_k = \begin{cases} \lambda_k, & \lambda_k > 1, \\ 1, & \lambda_k \leq 1. \end{cases}$ 由引理1可知,当等式

$P_{x_k y_k} - K_{k/k}C_k = 0$ 成立时,即 $I - (\lambda_k P_{y_k})^{-1}C_k = 0$ 时式(19)可满足,从而求得

$$\lambda_k S_{y_k} S_{y_k}^T = C_k. \quad (26)$$

对上式求迹,得

$$\text{tr}(\lambda_k S_{y_k} S_{y_k}^T) = \text{tr} C_k, \quad (27)$$

为削弱 λ_k 的调节作用,避免过调节,使状态估计更平滑,引入弱化因子 β , 式(27)化为

$$\lambda_k = \frac{\text{tr}(C_k - \beta R_k)}{\text{tr}(S_{y_k} S_{y_k}^T)}, \quad (28)$$

其中: $C_k = \begin{cases} \gamma_0\gamma_0^T, & k = 0, \\ \frac{\rho C_{k-1} + \gamma_k\gamma_k^T}{1 + \rho}, & k \geq 1, \end{cases} \quad 0 < \rho \leq$

0.95为遗忘因子,一般取 $\rho = 0.95$.当模型较准确时, $\lambda_k = 1$, 此时,改进SRUKF滤波器退化为普通SRUKF.

3 无轴承永磁同步电机数学模型(BPMSTM model)

无轴承永磁同步电机定子中嵌放有两套不同极对数的绕组:转矩绕组(极对数 P_1 , 电角频率 ω_1)和悬浮绕组(极对数 P_2 , 电角频率 ω_2),当两套绕组极对数满足 $P_1 = P_2$, 电角频率满足 $\omega_1 = \omega_2$ 时,通过对两套绕组的控制使电机转子同时具有旋转和自悬浮支撑能力,从而实现电机定、转子间非接触、无润滑和无机械摩擦旋转^[13].

3.1 电机旋转部分模型(Rotor movement model)

无轴承永磁同步电机旋转部分采用转子磁场定向控制,在 α - β 轴系下,无轴承永磁同步电机旋转部分状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \\ \dot{\omega} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d}i_\alpha + \frac{\Psi}{L_d}P_1\omega \sin\theta \\ -\frac{R}{L_q}i_\beta - \frac{\Psi}{L_q}P_1\omega \cos\theta \\ \frac{1}{J}(T_e - F\omega - T_m) \\ P_1\omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}, \quad (29)$$

其中: $i_\alpha, i_\beta, u_\alpha, u_\beta$ 为 α - β 轴下定子电流、定子电压; L_d, L_q 为等效两相定子绕组的 d - q 轴自感; F 为转子与负载的摩擦系数; Ψ 为永磁磁极与定子绕组交链的磁链; T_e, T_m 分别为电磁转矩和机械转矩; P_1 为转矩绕组极对数; J 为转子的转动惯量; θ 为转子位置角; ω 为转子角速度。

输出测量方程为

$$y = [i_\alpha \ i_\beta]^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix}. \quad (30)$$

将式(29)和式(30)离散化, 设采样周期为 T , k 时刻, 系统状态变量为 $x_k = [i_{\alpha,k} \ i_{\beta,k} \ \omega_k \ \theta_k]^T$, 控制变量为 $u_k = [u_{\alpha,k} \ u_{\beta,k}]^T$, 输出变量为 $y_k = [i_{\alpha,k} \ i_{\beta,k}]^T$, 考虑系统噪声影响, 则无轴承永磁同步电机旋转部分方程可表示为式(1)所描述的非线性系统。

3.2 电机径向悬浮力部分模型(Radial suspension force model of the motor)

根据电磁场虚位移原理, 在 x, y 方向的径向悬浮力 F_x, F_y 分别为

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} = M' I \begin{bmatrix} -\cos \phi & \sin \phi \\ \sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix}, \quad (31)$$

其中:

$$M' = \frac{\mu_0 \pi n n_1 l}{8} \cdot \frac{r - (l_p + l_g)}{(l_p + l_g)^2}, \quad I = \sqrt{I_p^2 + I_q^2},$$

$$\phi = \omega t + \theta_1, \quad \theta_1 = \arctan(I_q/I_p),$$

式中: M' 为忽略电机磁饱和时转矩绕组与径向悬浮力绕组的互感相对于径向位移 x 和 y 的导数; I_p 为永磁体等效电流分量幅值; I_q 为电机等效转矩电流分量幅值; n, n_1 分别为等效定子绕组和径向悬浮力绕组的匝数; l 为转子铁芯长度; r 为定子内圆半径; l_p 为永磁体厚度; l_g 为气隙厚度; $l_p + l_g$ 为定子内圆表面与转子外表面的距离。

4 基于改进SRUKF滤波的无轴承永磁同步电机无速度传感器运行仿真实验(Simulation of speed sensorless control of BPMSM based on modified SRUKF)

图1建立了基于改进SRUKF滤波的无轴承永磁同步电机无速度传感器矢量控制系统原理图, 采用 $i_d = 0$ 的磁场定向控制策略。图1中: θ_1 为负载角, θ_2 为定子A相绕组中心线相对于 d 轴的初始位置角。 VR^{-1} , $2/3$ 分别为 d - $q/\alpha\beta$ 和 α - β/abc 转换, ε_ω 为给定转速与估计转速误差, i_{1a}, i_{1b}, i_{1c} 为三相坐标系下定子电流, $u_\alpha, u_\beta, i_\alpha, i_\beta$ 为 α - β 坐标系下定子电压与定子电流, i_x, i_y 为两相静止坐标系下悬浮力绕组电流, i_{2a}, i_{2b}, i_{2c} 为三相坐标系下悬浮力绕组电流, x, y 为转子在 x, y 方向径向位移, CRPWM为电流调节型逆变器。

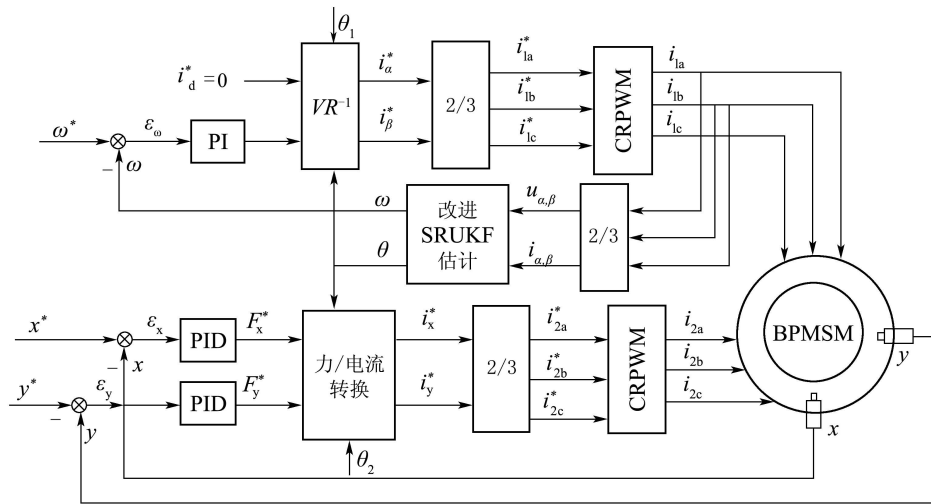


图1 基于改进SRUKF滤波的无轴承永磁同步电机矢量控制原理图

Fig. 1 Configuration of the vector control system based on modified SRUKF

仿真样机参数为: 转矩绕组额定电压240 V, 额定电流4.87 A, 最大电磁转矩13.44 N·m, 机电时间常数0.21 s, 额定负载转矩6.72 N·m, 转子质量 $m = 1$ kg, 转动惯量 $J = 5.6 \times 10^{-4}$ kg·m², 极对数为 $P_1 = 4$, 定子电阻2.875 Ω, 定子直轴与交轴电感为8.5 mH, 永磁体磁极与定子绕组交链的磁链为

0.175 Wb, 悬浮力绕组极对数 $P_2 = 3$ 。

仿真中, 采用固定字长, 仿真模式为ode3, 采样时间间隔为 1×10^{-5} s, 仿真时间为0.1 s。系统初始状态为0, 误差协方差初始值为 $P_0 = \text{diag}\{0.1, 0.1, 200, 10\}$, 过程噪声协方差阵初始值为 $Q_k = \text{diag}\{10^{-6}, 10^{-6}, 10^{-2}, 10^{-5}\}$, 测量噪声协方差阵

初始值为 $R_k = \text{diag}\{0.1, 0.1\}$, 弱化因子 $\beta = \text{diag}\{4.6, 4.6\}$. 考虑转子偏心影响和转子重力作用, 设静止时初始气隙偏心为 $\Delta x = -0.15 \text{ mm}$, $\Delta y = -0.25 \text{ mm}$, $\theta_1 = \theta_2 = 0$.

图2到图7为不同转速下无速度传感器运行曲线. 其中: 图2、图4和图6分别表示电机转速为 1000 rad/s 、从 800 rad/s 突变至 100 rad/s 再突变至 700 rad/s 及负载扰动时转速变化曲线; 图3、图5和图7为其对应的转子角度估计误差曲线. 从图中可以看出, 在转速突变及负载扰动状态下, 基于改进SRUKF滤波的无传感器运行较UKF方法响应更快, 跟踪更准, 误差更小, 鲁棒性更强.

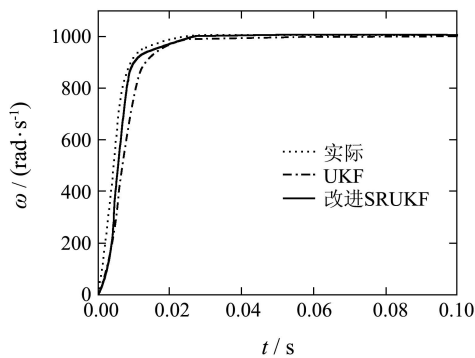


图 2 $\omega = 1000 \text{ rad/s}$ 时转子速度估计曲线
Fig. 2 Speed estimation of $\omega = 1000 \text{ rad/s}$

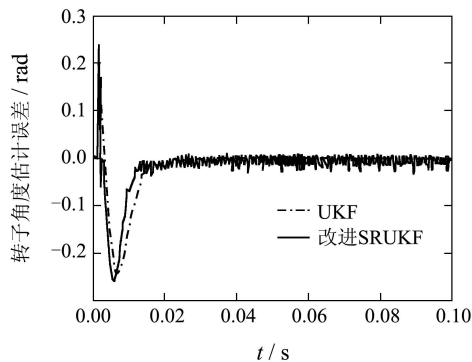


图 3 $\omega = 1000 \text{ rad/s}$ 时转子角度估计误差曲线
Fig. 3 Space position estimation error of $\omega = 1000 \text{ rad/s}$

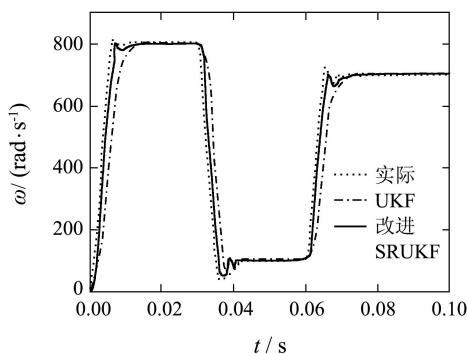


图 4 转速突变时转子速度估计曲线
Fig. 4 Speed estimation of speed step response

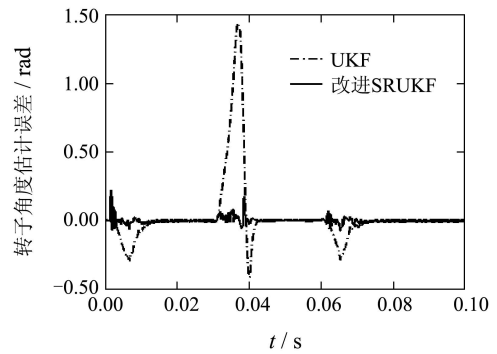


图 5 转速突变时转子角度估计误差曲线
Fig. 5 Space position estimation error of speed step response

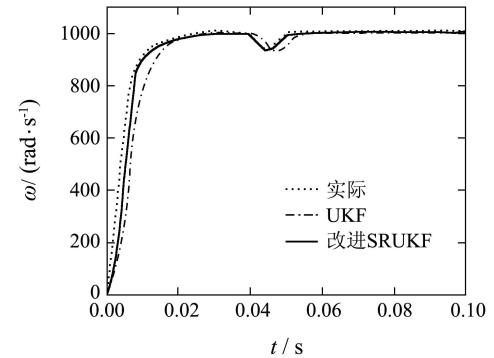


图 6 负载扰动时转子速度估计曲线
Fig. 6 Speed estimation of load disturbance

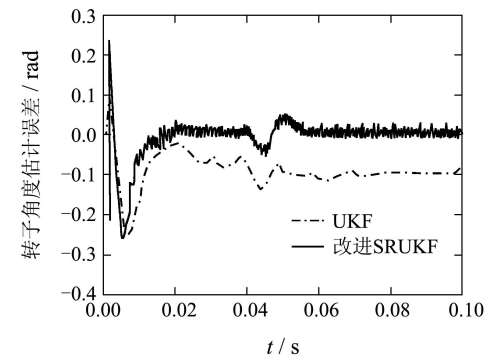


图 7 负载扰动时转子角度估计误差曲线
Fig. 7 Space position estimation error of load disturbance

图8为转速从 800 rad/s 突变到 100 rad/s 时转子径向位移曲线, 转子经调节后实现稳定悬浮.

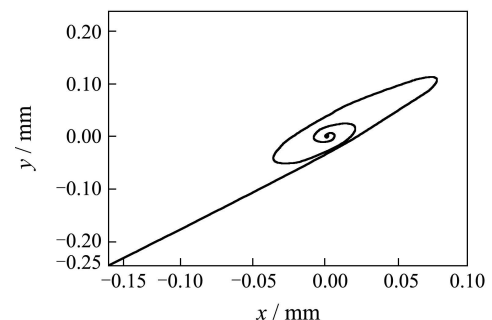


图 8 转速突变时转子径向位移曲线
Fig. 8 Rotor radial displacement of speed step response

仿真中,系统起动并达到稳态.经数学分析可得,电机稳态运行时,两种算法的转速估计性能相差无几;转速突变或负载扰动时,改进SRUKF算法估计的转速误差较UKF减小了约98.87%,转子角度误差较UKF减小了约11.64%.与UKF相比,改进SRUKF算法复杂度主要增加在残差序列计算及渐消因子的选取上.图9是系统转速从200 rad/s突变到1000 rad/s再调至500 rad/s时,系统渐消因子自动修正曲线.转速突变时,渐消因子自适应取值,修正滤波增益及误差协方差平方根矩阵,从而保证对目标状态估计更精准.在恒定转速时,渐消因子取值为1,系统退化为普通SRUKF.

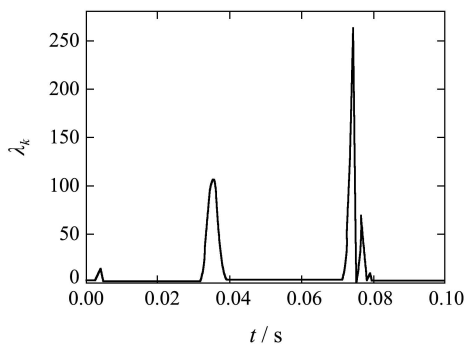


图9 转速突变时渐消因子取值曲线

Fig. 9 Fading factors of speed step response

5 结论(Conclusion)

本文提出一种改进SRUKF滤波,推导给出SRUKF滤波满足强跟踪时互协方差阵满足的条件及时变渐消因子的取值公式,通过在线自适应调整增益矩阵和误差协方差平方根矩阵,实现对目标状态的准确跟踪.并将该算法在无轴承永磁同步电机无速度传感器矢量控制系统中上进行仿真研究.仿真结果表明,在低速、高速、转速突变、负载扰动等各种不同运行状况下,改进SRUKF滤波能够有效地实现对无轴承永磁同步电机转子转速及角度的准确估计,确保转子稳定悬浮运行.如何将该算法在DSP硬件上进行实现将是下一步研究的问题.

参考文献(References):

- [1] 陈伟,杨荣峰,王高林,等.新型电压矢量控制算法极低速性能研究[J].中国电机工程学报,2010,30(15):99-105.
(CHEN Wei, YANG Rongfeng, WANG Gaolin, et al. Very low speed performance research of novel voltage vector control method for IM[J]. *Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering*, 2010, 30(15): 99-105.)
- [2] FOO G, RAHMAN M F. Sensorless sliding mode MTPA control of an IPM Synchronous motor drive using a sliding mode observer and HF signal injection[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, 57(4): 1270-1278.
- [3] 齐放,邓智泉,仇志坚,等.基于MRAS的永磁同步电机无速度传感器[J].电工技术学报,2007,22(4):53-58.
(QI Fang, DENG Zhiqian, QIU Zhijian, et al. Sensorless technology of permanent magnet synchronous motors based on MRAS[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2007, 22(4): 53-58.)
- [4] SHINJI S. A new speed varying ellipse voltage injection method for sensorless drive of permanent-magnet synchronous motors with pole saliency-new PLL method using high-frequency current component multiplied signal[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2008, 44(3): 777-788.
- [5] BOLOGNANI S, ZIGLIOTTO M, ZORDAN M. Extended-range PMSM sensorless speed drive based on stochastic filtering[J]. *IEEE Transactions on Power Electron*, 2001, 16(1): 110-117.
- [6] BOLOGNANI S, TUBIANA L, ZIGLIOTTO M. Extended Kalman filter tuning in sensorless PMSM drives[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2003, 39(6): 1741-1747.
- [7] JULIER S, UHLMANN J, WHYTE H D. A new method for the non-linear transformation of means and covariance in filters and estimators[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2000, 45(3): 477-482.
- [8] 余佩琼,陆亿红,王涌,等.永磁直线同步电动机无位置传感器控制系统的研究[J].中国电机工程学报,2007,27(24):53-57.
(YU Peiqiong, LU Yihong, WANG Yong, et al. Research on permanent magnet linear synchronous motor position sensorless control system[J]. *Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering*, 2007, 27(24): 53-57.)
- [9] 曲智勇,姚郁,韩俊伟.基于改进型平方根UKF算法的永磁同步电机状态估计[J].电机与控制学报,2009,13(3):452-457.
(QU Zhiyong, YAO Yu, HAN Junwei. State estimation of permanent magnet synchronous motor using modified square root UKF algorithm[J]. *Electric Machines and Control*, 2009, 13(3): 452-457.)
- [10] 李鹏,宋申民,陈兴林.自适应平方根无迹卡尔曼滤波算法[J].控制理论与应用,2010,27(2):143-146.
(LI Peng, SONG Shenmin, CHEN Xinglin. Adaptive square root unscented Kalman filter algorithm [J]. *Control Theory & Applications*, 2010, 27(2): 143-146.)
- [11] 陆可,肖建.强跟踪延迟滤波算法及其在感应电机无速度传感器控制中的应用[J].自动化学报,2008,34(9):1076-1082.
(LU Ke, XIAO Jian. Strong track schmit filter and its application to speed sensorless control of induction motor[J]. *Acta Automatic Sinica*, 2008, 34(9): 1076-1082.)
- [12] 周东华,叶银忠.现代故障诊断与容错控制[M].北京:清华大学出版社,2000:60-76.
(ZHOU Donghua, YE YinZhong. *Modern Fault Diagnosis and Fault-Tolerant Control*[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2000: 60-76.)
- [13] CHIBA A. An analysis of bearingless AC motors[J]. *IEEE Transactions on Conversion*, 1994, 9(1): 61-67.

作者简介:

许波 (1977—),女,博士研究生,研究方向为电机的无传感器检测及数字控制、信号处理等, E-mail: xubo@ujs.edu.cn;

朱焜秋 (1964—),男,博士,教授,博士生导师,研究方向为无轴承电机设计与数字控制等, E-mail: zhuhuangqiu@ujs.edu.cn;

姬伟 (1974—),男,博士,副教授,硕士研究生导师,研究方向为智能控制、机器人控制等, E-mail: jwxh@163.com;

潘伟 (1977—),女,博士研究生,研究方向为无轴承电机结构设计与控制技术等, E-mail: panwei_cumt@ujs.edu.cn;

孙晓东 (1981—),男,博士研究生,研究方向为无轴承电机非线性解耦控制等, E-mail: sunxiaodong2004@163.com.