

DOI:10.16356/j.1005-2615.2019.03.009

## 基于 ICKF 的永磁同步电机无传感器控制方法

时培成 王晨 张荣芸 王锁

(安徽工程大学机械与汽车工程学院, 芜湖, 241000)

**摘要:** 针对在永磁同步电机(Permanent magnet synchronous motor, PMSM)中安装传感器带来的高成本、体积增大、可靠性降低和易受环境干扰等问题,提出采用迭代容积卡尔曼滤波(Iterative cubature Kalman filter, ICKF)算法来估计电机转速和转子位置,并将其应用于永磁同步电机无传感器控制。首先,建立了 PMSM 在  $\alpha\text{-}\beta$  坐标系下的离散数学模型。其次,在 Matlab/Simulink 环境下分别建立了基于容积卡尔曼滤波(Cubature Kalman filter, CKF)和 ICKF 的 PMSM 转速、电流双闭环的无传感器矢量控制系统仿真模型,并进行了给定转速和加负载两种工况的仿真验证。最后,基于 TMS320F28335 芯片搭建了硬件实验验证平台。仿真分析与实验结果均表明,迭代容积卡尔曼滤波算法应用于永磁同步电机无传感器控制中抗负载变化干扰性好、电机运行稳定、电机转速和转子位置估计精度高,可满足对电机精确控制要求较高的应用场合,具有重要参考价值 and 推广意义。

**关键词:** 迭代容积卡尔曼滤波; 永磁同步电机; 无传感器控制

中图分类号: TM341

文献标志码: A

文章编号: 1005-2615(2019)03-0327-09

## Sensorless Control Method of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on ICKF

SHI Peicheng, WANG Chen, ZHANG Rongyun, WANG Suo

(School of Mechanical and Automotive Engineering, Anhui Polytechnic University, Wuhu, 241000, China)

**Abstract:** Aiming at the problems of high cost, increased volume, low reliability and environmental interference caused by sensor installation on permanent magnet synchronous motor (PMSM), estimation method for motor speed and rotor position is proposed based on iterated cubature Kalman filter (ICKF) algorithm and applied to PMSM sensorless control. First a discrete mathematical model of PMSM in  $\alpha\text{-}\beta$  coordinate system is established. Then, the simulation model of sensorless vector control system with double closed loop of speed and current is established for PMSM by using cubature Kalman filter (CKF) algorithm and ICKF algorithm in Matlab/Simulink environment, and the simulation verification of two conditions of given speed and applied load is carried out. Finally, hardware experimental verification platform is built based on TMS320F28335 chip. Both simulation analysis and experimental results show that ICKF application to sensorless control of PMSM demonstrates good anti-load variation interference, stable motor operation, high motor speed and rotor position estimation accuracy, which meets the requirements for motor control precise. The algorithm has important reference value and promotion significance.

**Key words:** iterated cubature Kalman filter; permanent magnet synchronous motor; sensorless control

**基金项目:** 国家自然科学基金(51575001、51605003)资助项目;安徽省科技攻关计划(1604a0902158)资助项目;安徽高校科研平台创新团队建设(2016-2018年度)资助项目;安徽工程大学中青年拔尖人才(2016BJRC010)资助项目。

**收稿日期:** 2018-11-07; **修订日期:** 2018-12-19

**通信作者:** 时培成,男,教授,硕士生导师, E-mail: shipeicheng@126.com。

**引用格式:** 时培成,王晨,张荣芸,等. 基于 ICKF 的永磁同步电机无传感器控制方法[J]. 南京航空航天大学学报, 2019, 51(3): 327-335. SHI Peicheng, WANG Chen, ZHANG Rongyun, et al. Sensorless Control Method of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on ICKF [J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2019, 51(3): 327-335.

近年来,随着永磁材料性能的不不断提高和完善,永磁同步电机(Permanent magnet synchronous motor, PMSM)得到了快速发展,因其具有结构简单、体积小、功率因数高、转矩电流比高、转动惯量低和易于散热及维护等特点,被广泛应用于电动汽车、机器人、家用电器、数控机床和航空航天等领域,其在电机体系中占据了越来越重要的地位<sup>[1]</sup>。

在PMSM传统的控制方法中,通常利用旋转变压器、光电编码器和测速发电机等机械式传感器来检测电机转子的磁极位置和转速,以实现电机转速与转矩的控制。但机械式传感器不仅会增加PMSM控制系统的体积和成本,同时也不宜用于高温、高湿和高振动等特殊环境,更重要的是机械式传感器与电机安装的同轴度会严重影响电机控制精度,限制了永磁同步电机向低成本、高精度方向的发展。为将永磁同步电机扩展到高精度应用领域,很多学者对PMSM无传感器控制技术开展了卓有成效的研究<sup>[2-3]</sup>。

PMSM无传感器控制技术是采集电机的部分状态量(如电流、电压),通过不同的估计方法来实现对电机转子位置和转速的实时估计,实现闭环控制以提高控制精度和抗干扰能力,以避免采用机械式传感器反馈数据的不精确给调速控制系统带来的各种缺陷。

近年来,学者们针对PMSM无传感器控制提出了很多种控制方法。例如文献[4-6]将高频注入法应用于PMSM无传感器控制,该方法在电机低速运转时具有较好的控制效果,但高速运转时会带来高频噪声问题,需要特殊的硬件处理电路,而且要求电机具有凸极效应,局限性较为明显。文献[7-8]提出了滑模观测器方法,该方法具有滑动模态对系统参数摄动以及外部干扰不敏感的优点,但也存在抖振问题,影响了估计的精度,不利于控制精度的提高。文献[9-11]提出了基于扩展卡尔曼滤波(Extended Kalman filter, EKF)的PMSM无传感器控制方法,取得了较好的控制效果,然而EKF算法需要计算复杂的Jacobian矩阵,计算量大,对处理器的性能有很高要求,而且需要十分准确的电机数学模型,实现起来有很大困难。文献[12-13]提出了无迹卡尔曼滤波算法,该方法估计精度较高,使用向量和矩阵运算来计算均值和协方差,不需要计算Jacobian矩阵,但存在运行时间过长、容易滤波发散等缺点。文献[14-15]提出了容积卡尔曼滤波(Cubature Kalman filter, CKF)算法,但CKF算法存在收敛速度较慢、面对系统状态突变时滤波精度下降等不足。

针对上述方法存在的估计精度不高、依赖电机

参数和计算复杂等不足,本文提出了一种基于迭代容积卡尔曼滤波算法(Iterated cubature Kalman filter, ICKF)的PMSM无传感器控制方法。首先,利用Euler法建立PMSM的离散模型。其次,利用ICKF算法估计得到的电机转子位置和转速信号来构建PMSM空间矢量控制系统,实现对PMSM的无传感器控制。最后,利用仿真和电机台架实验对ICKF算法的估计精度进行效果验证。通过与CKF算法对比,表明本文提出的估计算法具有更高的滤波精度和稳定性,同时也表现出对负载变化具有更强的抗干扰性。

## 1 PMSM离散数学模型

根据永磁同步电机的运动特性和电机运转中不同物理量之间的联系,本文采用隐极式PMSM( $L=L_d=L_q$ ),利用坐标变换原理可得PMSM基于 $\alpha$ - $\beta$ 坐标系下的非线性方程为<sup>[16]</sup>

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_\alpha}{dt} &= -\frac{R_s}{L} I_\alpha + \frac{\psi_m}{L} \omega_r \sin\theta_r + \frac{V_\alpha}{L} \\ \frac{di_\beta}{dt} &= -\frac{R_s}{L} I_\beta + \frac{\psi_m}{L} \omega_r \cos\theta_r + \frac{V_\beta}{L} \\ \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{1}{J} (T_e - T - D\omega_r) \\ \frac{d\theta_r}{dt} &= \omega_r \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中: $L$ 为定子电感, $I_\alpha$ 为 $\alpha$ 轴电流, $I_\beta$ 为 $\beta$ 轴电流, $R_s$ 为定子电阻, $\psi_m$ 为转子磁通, $\omega_r$ 为转子机械角速度, $\theta_r$ 为转子电磁角位置, $J$ 为转子的惯性矩。 $V_\alpha$ 为 $\alpha$ 轴电压, $V_\beta$ 为 $\beta$ 轴电压, $T_e$ 为电磁转矩, $T$ 为负载转矩, $D$ 为转子摩擦系数。

根据式(1)可将PMSM非线性数学模型方程式改写成状态方程的形式为

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}(t) &= f(x(t)) + B(u(t)) + v(t) \\ y(t) &= h(x(t)) + \omega(t) \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

式中: $x(t)$ 为状态变量,定义为 $x = [I_\alpha \ I_\beta \ \omega_r \ \theta_r]^T$ ;  $u(t)$ 为输入矢量,定义为 $u = [V_\alpha \ V_\beta]^T$ ;  $y(t)$ 为系统输出变量,定义为 $y = [I_\alpha \ I_\beta]^T$ 。 $v(t)$ 为控制系统的噪声, $\omega(t)$ 为控制系统的量测噪声,且 $v(t)$ 和 $\omega(t)$ 均为零均值高斯白噪声。令协方差矩阵分别为 $Q$ 和 $R$ 。因此,结合式(1,2),可得

$$f(x(t)) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s i_\alpha}{L} + \frac{\omega_r \psi_m}{L} \sin\theta_r \\ -\frac{R_s i_\beta}{L} - \frac{\omega_r \psi_m}{L} \cos\theta_r \\ -\frac{B}{J} \\ \omega_r \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$h(x(t)) = \begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (5)$$

根据 Euler 法,将 PMSM 的数学模型离散化,可得

$$\begin{cases} x_n = F'(x_{n-1}) + B'U_{n-1} + v_{n-1} \\ y_n = H'(x_{n-1}) + \omega_{n-1} \end{cases} \quad (6)$$

设采样时间为  $T$ ,则式(6)中

$$F'(x_{n-1}) = \begin{bmatrix} \left(1 - \frac{TR_s}{L}\right)i_{a,n-1} + \frac{Ty_m\omega_{r,n-1}\sin\theta_{r,n-1}}{L} \\ \left(1 - \frac{TR_s}{L}\right)i_{\beta,n-1} - \frac{Ty_m\omega_{r,n-1}\sin\theta_{r,n-1}}{L} \\ \left(1 - \frac{TB}{J}\right)\omega_{r,n-1} \\ q_{r,n-1} + T\omega_{r,n-1} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$B' = \begin{bmatrix} \frac{T}{L} & 0 \\ 0 & \frac{T}{L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$H'(X_{n-1}) = \begin{bmatrix} i_{a,k} \\ i_{\beta,k} \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中: $i_{a,n-1}$ 为离散点 $(n-1)$ 处 $\alpha$ 轴电流, $i_{\beta,n-1}$ 为离散点 $(n-1)$ 处 $\beta$ 轴电流, $\omega_{r,n-1}$ 为离散点 $(n-1)$ 处转子机械角速度, $\theta_{r,n-1}$ 为离散点 $(n-1)$ 处的转子电磁角位置, $J$ 为转子的惯性矩。

根据式(2—9),即可建立起能用于基于 ICKF 算法的 PMSM 离散数学模型。

## 2 迭代容积卡尔曼滤波算法

CKF 算法则是最近几年提出的适用于非线性系统的滤波算法,该算法基于三阶球面-相径容积原则,通过一些相等权值的 cubature 点经非线性系统方程传递后产生新的点,来对下一时刻的系统状态进行预测,无需对系统模型进行线性化处理<sup>[17-19]</sup>,但 CKF 算法存在收敛速度较慢、面对系统状态突变时滤波精度下降等不足。

本文将高斯-牛顿迭代算法融合于 CKF 算法中,提出基于 ICKF 算法的 PMSM 无传感器控制方

法,具体过程如下:

对于一个离散非线性系统,其状态方程与量测方程可写为

$$\begin{cases} x_{k+1} = f(x_k) + u_k \\ y_k = h(x_k) + v_k \end{cases} \quad (10)$$

式中: $x_k$ 为系统的状态向量; $y_k$ 为系统的量测值; $f(\cdot)$ 表示系统的非线性状态转移方程; $h(\cdot)$ 表示非线性量测方程; $u_k$ 表示控制系统的过程噪声; $v_k$ 表示控制系统的量测噪声, $u_k$ 和 $v_k$ 为满足 $u_k \sim N(0, \sigma^2 u_k)$ , $v_k \sim N(0, \sigma^2 v_k)$ 的高斯白噪声序列,并且 $\sigma^2 u_k$ 和 $\sigma^2 v_k$ 分别为 $u_k$ 和 $v_k$ 的协方差阵。

CKF 算法利用三阶球面-相径容积原则生成一组等权值的 cubature 点,这些 cubature 点将通过容积数值积分计算得到系统非线性变换后的随机变量的均值和协方差。即 CKF 算法首先利用式(11)和式(12)来计算基本 cubature 点和对应的权值。

$$\xi_i = \sqrt{\frac{m}{2}} \left\{ \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, \dots, \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, \dots, \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ -1 \end{bmatrix} \right\} \quad (11)$$

$$\omega_i = \frac{1}{m} \quad (12)$$

式中: $\xi_i$ 表示基本 cubature 点; $m$ 表示 cubature 点的个数; $\omega_i$ 表示每一个 cubature 点所占的权值。根据三阶球面-相径容积原则,选取的 cubature 点个数理论上应为状态向量维数的 2 倍,假设控制系统的状态向量维数为 $n_x$ ,则有 $m = 2n_x$ 。

生成等权值的 cubature 点后,通过非线性系统传递函数的计算,将得到控制系统比较准确的协方差和后验均值。利用卡尔曼滤波算法中状态预测与量测更新的流程即可预测控制系统的状态。ICKF 算法的流程如下。

### 2.1 时间更新

(1) 若系统  $k$  时刻的状态协方差为  $P_k$  且正定,利用 cholesky 分解来分解状态协方差  $P_k$

$$S_k = \text{chol}(P_k) \quad (13)$$

(2) 计算 cubature 点  $X_{k,i} (i = 1, 2, \dots, m)$

$$X_{k,i} = S_k \xi_i + \hat{x}_k \quad (14)$$

式中: $\xi_i$ 表示应用式(11)生成的基本 cubature 点, $\hat{x}_k$ 表示  $k$  时刻状态的最优估计。

(3) 计算通过非线性状态方程传播的 cubature 点

$$X_{k+1,i} = f(X_{k,i}) \quad (15)$$

(4) 利用状态转移之后的 cubature 点计算状态预测值  $\bar{x}_{k+1}$

$$\bar{x}_{k+1} = \sum_{i=1}^m \omega_i X_{k+1,i} \quad (16)$$

(5) 计算状态误差协方差  $\bar{P}_{k+1}$

$$\bar{P}_{k+1} = \sum_{i=1}^m \omega_i X_{k+1,i} (X_{k+1,i})^T - \bar{x}_{k+1} (\bar{x}_{k+1})^T + \sigma^2_{u_k} \quad (17)$$

## 2.2 量测更新

(1) 对式(17)中生成的  $\bar{P}_{k+1}$  重新进行 cholesky 分解

$$S_{k+1} = \text{chol}(\bar{P}_{k+1}) \quad (18)$$

(2) 生成新的 cubature 点  $\bar{X}_{k+1,i}$

$$\bar{X}_{k+1,i} = S_{k+1} x_i + \bar{x}_{k+1} \quad (19)$$

(3) 通过非线性方程对新生成的 cubature 点进行量测

$$y_{k+1,i} = h(\bar{X}_{k+1,i}) \quad (20)$$

(4) 计算量测的预测值  $\hat{y}_{k+1}$

$$\hat{y}_{k+1} = \sum_{i=1}^m \omega_i y_{k+1,i} \quad (21)$$

(5) 计算量测自协方差  $P_{k+1}^{yy}$  和互协方差  $P_{k+1}^{xy}$

$$P_{k+1}^{yy} = \sum_{i=1}^m \omega_i y_{k+1,i} (y_{k+1,i})^T - \hat{y}_{k+1} (\hat{y}_{k+1})^T + \sigma^2_{v_k} \quad (22)$$

$$P_{k+1}^{xy} = \sum_{i=1}^m \omega_i \bar{X}_{k+1,i} (y_{k+1,i})^T - \bar{x}_{k+1} (\hat{y}_{k+1})^T \quad (23)$$

(6) 计算卡尔曼滤波增益

$$K_{k+1} = P_{k+1}^{xy} (P_{k+1}^{yy})^{-1} \quad (24)$$

(7) 更新状态估计值

$$x_{k+1} = \bar{x}_{k+1} + K_{k+1} (y_{k+1} - \hat{y}_{k+1}) \quad (25)$$

(8) 更新状态误差协方差估计值

$$P_{k+1} = \bar{P}_{k+1} - K_{k+1} P_{k+1}^{yy} (K_{k+1})^T \quad (26)$$

以上时间更新和量测更新两个过程是一次标准的 CKF 更新过程。

$$x_{k+1}^{(j+1)} = \bar{x}_{k+1} + \bar{P}_{k+1} (H_{k+1}^{(j)})^T (H_{k+1}^{(j)} \bar{P}_{k+1} (H_{k+1}^{(j)})^T + R_{k+1})^{-1} \cdot [y_{k+1} - (h x_{k+1}^{(j)}) - H_{k+1}^{(j)} (\bar{x}_{k+1}) - x_{k+1}^{(j)}] \quad (28)$$

式中:  $j$  表示第  $j$  次迭代;  $H_{k+1}^{(j)} = \partial h(x_{k+1}) / \partial x_{k+1} |_{x_{k+1} = x_{k+1}^{(j)}}$ ;  $(H_{k+1}^{(j)} \bar{P}_{k+1} (H_{k+1}^{(j)})^T + R_{k+1})$  和  $\bar{P}_{k+1} (H_{k+1}^{(j)})^T$  为量测方程经过线性化得到的近似量测自协方差和近似状态量测之间的互协方差, 即

$$P_{k+1}^{yy(j)} = H_{k+1}^{(j)} \bar{P}_{k+1} (H_{k+1}^{(j)})^T + R_{k+1} \quad (29)$$

$$P_{k+1}^{xy(j)} = \bar{P}_{k+1} (H_{k+1}^{(j)})^T \quad (30)$$

(3) ICKF 算法利用第  $j$  次迭代过程中新生成的 cubature 点  $\bar{X}_{k+1,i}^{(j)}$  以及对应的量测值  $y_{k+1,i}^{(j)}$ , 采用

## 2.3 迭代更新

ICKF 算法的实现过程相比于 CKF 算法的不同之处在于量测更新的环节, ICKF 算法在更新系统的状态协方差和均值时利用了高斯-牛顿迭代算法。标准的 CKF 算法在量测更新环节过程中, 对  $k+1$  时刻  $x_{k+1}$  的求解采用了状态一步预测的结果  $\bar{x}_{k+1}$  和  $\bar{P}_{k+1}$ 。而 ICKF 算法的量测更新环节中, 利用高斯-牛顿迭代算法对已有的预测结果  $\bar{x}_{k+1}$  和协方差  $\bar{P}_{k+1}$  进行迭代, 将定义的代价函数取极小值作为迭代终止条件, 来求解  $x_{k+1}$  和  $P_{k+1}$  的值, 所以 ICKF 算法的估计值更接近于真实值。ICKF 算法流程图如图 1 所示。

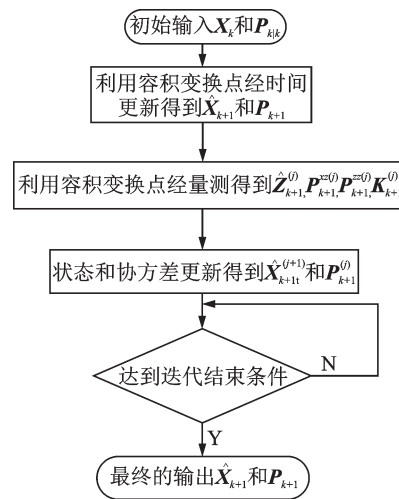


图1 ICKF 算法流程图

Fig.1 Algorithm flowchart of ICKF

ICKF 的量测更新环节, 如下

(1) 定义代价函数为

$$J(x_{k+1}) = (x_{k+1} - \bar{x}_{k+1})^T \bar{P}_{k+1}^{-1} (x_{k+1} - \bar{x}_{k+1}) + (y_{k+1} - h(\bar{x}_{k+1}))^T R_{k+1}^{-1} (y_{k+1} - h(\bar{x}_{k+1})) \quad (27)$$

(2) 利用高斯-牛顿非线性迭代方法求解代价函数的极小值点, 可以得到  $J(x_{k+1})$  取得极小值的迭代公式为

式(22—24)计算  $P_{k+1}^{yy(j)}$ ,  $P_{k+1}^{xy(j)}$  和  $K_{k+1}^{(j)}$ , 实现应用当前时刻的量测值迭代获得状态估计  $x_{k+1}^{(j+1)}$  和协方差  $P_{k+1}^{(j+1)}$  的更新。则  $x_{k+1}^{(j+1)}$  和  $P_{k+1}^{(j+1)}$  可表示为

$$x_{k+1}^{(j+1)} = \bar{x}_{k+1} + K_{k+1}^{(j)} [y_{k+1} - h(x_{k+1}^{(j)}) - (P_{k+1}^{xy(j)})^T \hat{P}_{k+1}^{-1} (\bar{x}_{k+1} - x_{k+1}^{(j)})] \quad (31)$$

$$P_{k+1}^{(j+1)} = \bar{P}_{k+1} - K_{k+1}^{(j)} (P_{k+1}^{yy(j)}) (K_{k+1}^{(j)})^T \quad (32)$$

(4) 设置迭代终止条件

$$\|x_{k+1}^{j+1} - x_{k+1}^j\| \leq \epsilon \text{ 或 } j = N_{\max} \quad (33)$$

式中:  $\epsilon$  和  $N_{\max}$  分别为预先设置的阈值和最大迭代

次数。

因此,当迭代次数为  $N$  时,  $k+1$  时刻的状态估计和协方差分别为

$$\begin{cases} \mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{x}_{k+1}^{(N)} \\ \mathbf{P}_{k+1} = \mathbf{P}_{k+1}^{(N)} \end{cases} \quad (34)$$

### 3 基于ICKF的PMSM矢量控制

PMSM 控制系统是一个非线性、强耦合和多变量的时变参数系统,在控制过程中转子位置信号是一个至关重要的参数,为了克服机械式传感器带来的不足,目前普遍采用无传感器控制。

本文主要研究基于 ICKF 算法来实现对 PMSM 的无传感器控制,故采用矢量控制方法。坐标变换是 PMSM 矢量控制算法的关键,包括静止坐标变换与同步旋转坐标变换。自然坐标系  $ABC$ , 静止坐标系  $\alpha-\beta$ , 同步旋转坐标系  $d-q$  之间的坐标关系如图 2 所示。

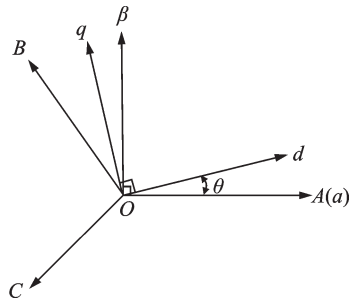


图 2 3 种坐标系之间的关系

Fig.2 Relationship between three coordinate systems

电机矢量控制方法的思路是受到直流电机电枢电流和励磁电流没有耦合、彼此垂直,能够分别控制的启发,通过矢量变换,分解交流电机定子三相电流,实现对定子电流大小和方向的控制,达到对直轴和交轴分量解耦的目的,并使之变成相互垂直、彼此独立的转矩电流分量和励磁分量,使交流电机具有和直流电机类似的控制性能<sup>[20-21]</sup>。

基于 ICKF, PMSM 离散数学模型、PMSM 矢量控制方法,在 Matlab/Simulink 环境中建立的基于迭代容积卡尔曼滤波的 PMSM 无传感器矢量控制系统如图 3 所示。

根据图 3, 系统采取转速、电流双闭环控制方案, 转速环和电流环均采用 PI 调节器<sup>[22]</sup>。控制系统中包含两电平空间矢量调制(Space vector pulse width modulation, SVPWM)算法和 ICKF 算法估计两大核心模块, 其中 SVPWM 算法源于交流电机定子磁链跟踪圆形轨迹的原理。为了使逆变器的输出为正弦波, 并控制转矩脉动, 获得较好的工作性能, 本文采用 SVPWM 技术, 将控制器和 PMSM 当做整体来进行脉冲宽度调制。ICKF 算法估计模块是通过 Matlab/Simulink 的 S 函数建立

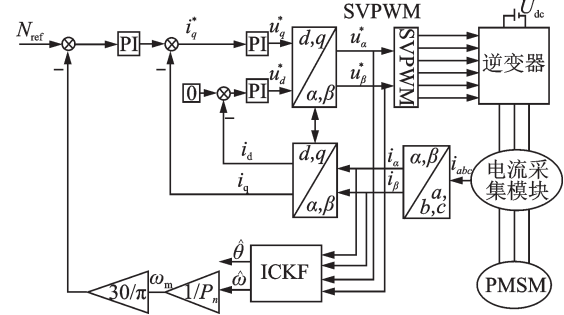


图 3 基于 ICKF 的 PMSM 无传感器矢量控制框图

Fig.3 Block diagram of three-phase PMSM sensorless vector control based on ICKF

的,其输入电流  $i_\alpha, i_\beta$  由实际测得的相电流经过坐标变换得到,输入电压  $u_\alpha^*, u_\beta^*$  也是输入 SVPWM 模块的指令值,该指令值能更准确地反映电机端的实际电压值,减小传统方法中采用 PMSM 电压测量值带入运算而产生的误差。输出信号为电机转速和转子位置的估计值,将转速信号反馈以实现转速闭环控制,位置信号则用于磁场定向。

### 4 仿真分析

根据以上分析,在 Matlab/Simulink 环境下分别建立基于 CKF 和 ICKF 的 PMSM 无传感器矢量控制模型,进行给定转速和加负载两种工况的仿真。其中永磁同步电机的部分参数如表 1 所示。

表 1 永磁同步电机部分参数

Tab.1 Partial parameters of PMSM

电机参数名	数值
额定功率 $P_e$ /kW	1.2
额定转速 $N_e$ /(r·min <sup>-1</sup> )	1 500
定子绕组电感 $L(L_d = L_q)$ /H	0.000 835
定子相绕组电阻 $R_s$ /Ω	2.875
转动惯量 $J$ /(kg·m <sup>2</sup> )	0.008
阻尼系数 $D$ /(N·m·S)	0.002
永磁体磁通 $\psi_m$ /Wb	0.175
极对数 $P_n$	4

经过大量反复试凑,在保证收敛和动态跟踪的前提下,得到:系统初始误差协方差矩阵  $P = \text{diag} [0.1 \ 0.1 \ 50 \ 0.1]$ , 系统过程噪声协方差矩阵  $\sigma^2 \mathbf{u}_k = \text{diag} [0.01 \ 0.02 \ 0.24 \ 0.001]$ , 系统噪声协方差矩阵  $\sigma^2 \mathbf{v}_k = \text{diag} [0.01 \ 0.01]$ 。

(1) 空载给定转速为 1 000 r/min 的仿真工况

图 4—7 是 PMSM 空载、给定转速 1 000 r/min 时的仿真结果。根据图 4 和图 5, 相较于 CKF 算法, 采用 ICKF 算法能够更精确地估计 PMSM 转速。当采用 CKF 算法时, 在电机转速上升阶段转速估计误差值较大, 瞬时最大误差能超过 1 000 r/min, 而采用 ICKF 算法误差值则小很多, 瞬时最大

误差不到 20 r/min,而且能够在更短的时间内达到稳定准确的估计效果。当电机转速上升到给定转速 1 000 r/min后,转速估计值只在给定转速上下做小幅波动,且转速估计误差值随时间增长呈现出逐渐减小的趋势。这说明采用 ICKF 算法的 PMSM 无传感器控制,无论在启动阶段还是在给定转速运转阶段,都比采用 CKF 算法具有更好的平稳性、收敛性。

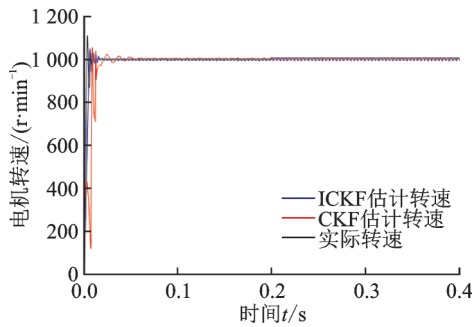


图4 空载时PMSM转速估计值与实际值的对比曲线  
Fig.4 Comparison curves of PMSM speed estimation and actual speed in no-load condition

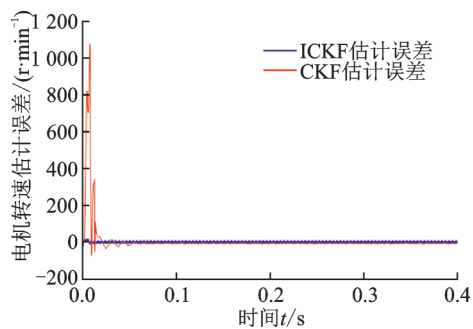


图5 空载时PMSM转速估计误差的对比曲线  
Fig.5 Comparison curves of PMSM speed estimation error in no-load condition

根据图 6,7,ICKF 算法在电机转子位置估计方面表现更优越。在电机启动阶段,ICKF 算法和 CKF 算法的转子位置估计方面优越性体现不明显,但当电机稳定运行后,采用 ICKF 算法的估计误差比 CKF 算法的估计误差小很多,收敛性好。因此,相比于 CKF 算法,ICKF 算法对电机的转子位置估计更精确。

(2) 在  $t=0.2$  s 时,负载转矩由  $0$  N·m 变为  $5$  N·m 仿真工况

为了验证基于 ICKF 算法的 PMSM 无传感器控制系统在电机负载转矩突变时的抗干扰能力,仿真时,在  $t=0.2$  s 时突加负载转矩  $5$  N·m,仿真结果如图 8—11 所示。

根据图 8—11,基于 ICKF 算法的 PMSM 无传感器控制系统比基于 CKF 算法的 PMSM 无传感器控制系统对负载突变的抗干扰性更强。在  $t=$

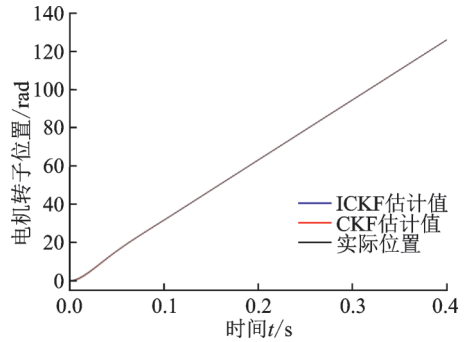


图6 空载时PMSM转子位置估计值与实际值的对比曲线

Fig.6 Comparison curves of PMSM rotor position estimation value and actual value in no-load condition

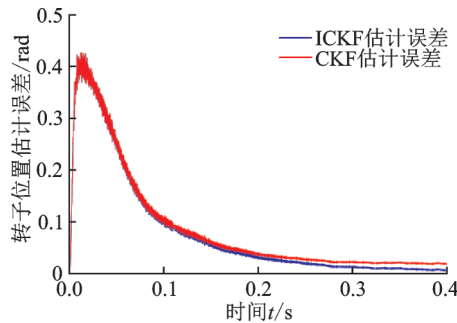


图7 空载时PMSM转子位置估计误差的对比曲线  
Fig.7 Comparison curves of PMSM rotor position estimation error in no-load condition

0.2 s 时,突加负载转矩  $5$  N·m 后,基于 ICKF 算法的转速和位置估计值能较好地与电机实际转速值相符合,而且响应迅速。但基于 CKF 算法的 PMSM 无传感器控制系统在电机达到给定转速运行后,CKF 算法的估计值不能迅速地达到给定转速,与电机的实际给定转速保持着一定波动范围的误差,约为  $10$  r/min。因此,就抗负载干扰性而言,基于 ICKF 算法的 PMSM 无传感器控制系统表现更优。

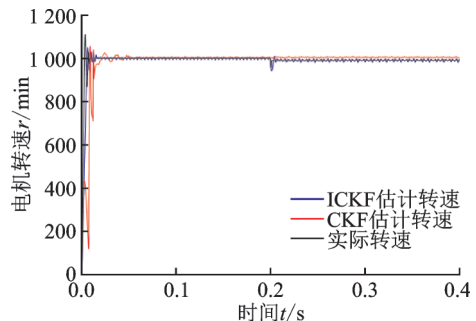


图8 突加负载时PMSM转速估计值与实际值的对比曲线

Fig.8 Comparison curves of PMSM speed estimation and actual speed under suddenly applied load condition

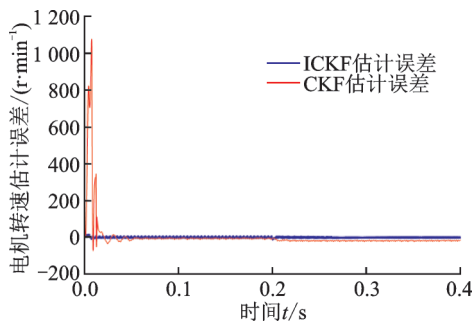


图9 突加负载时PMSM转速估计误差的对比曲线  
Fig.9 Comparison curves of PMSM speed estimation error under suddenly applied load condition

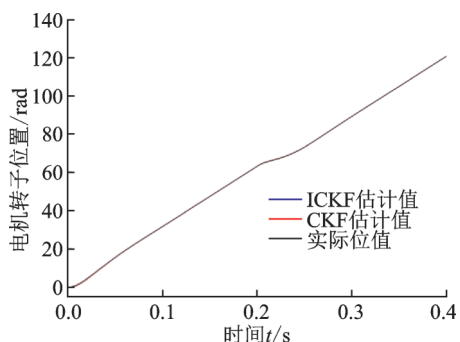


图10 突加负载时PMSM转子位置估计值与实际值的对比曲线  
Fig.10 Comparison curves of PMSM rotor position estimation value and actual value under suddenly applied load condition

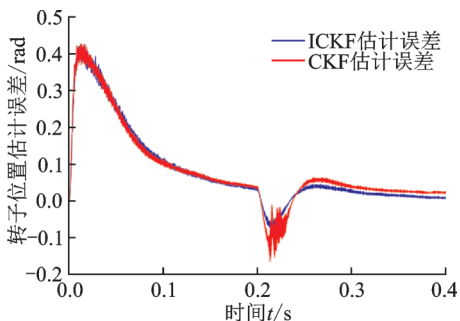


图11 突加负载时PMSM转子位置估计误差的对比曲线  
Fig.11 Comparison curves of PMSM rotor position estimation error under suddenly applied load condition

以上仿真分析说明,通过选取合适的控制器参数,ICKF算法能够更准确地估计电机转速和转子位置,将ICKF算法应用于PMSM无传感器控制,可满足更精确控制永磁同步电机的需要。

### 5 台架实验

为了进一步验证基于ICKF算法的PMSM无传感器控制系统实际控制效果,搭建了如图12所

示的硬件实验平台。该实验平台包括上位机、电机驱动实验箱、PMSM和用于施加负载的加载电机。电机驱动实验箱包括控制电路和驱动电路,其中控制电路的主控芯片为DSP芯片TMS320F28335。主控芯片为三相可控逆变电路提供SVPWM信号,驱动电路中的逆变器输出信号驱动被控永磁同步电机工作。实验用PMSM的铭牌参数与前述仿真实验设置的电机参数相同,如表1所示。在搭建的无传感器控制系统中,机械式传感器获得的转速与位置信号不参与闭环控制,只用于实验结果对比。



图12 基于ICKF的三相PMSM无传感器控制实验平台  
Fig.12 Experiment platform of three-phase PMSM sensorless control based on ICKF

在上位机中运行CCS3.3软件,通过仿真器连接电机驱动实验箱和上位机,在Matlab/Simulink环境下打开并编译基于CKF和ICKF算法的三相PMSM无传感器矢量控制模型,利用cSPACE实验装置自动生成针对DSP的C语言代码,代码生成后通过仿真器下载到电机驱动实验箱的主处理器TMS320F28335 DSP中进行在线调试,通过参数调节,控制永磁同步电机的运动。上位机利用串口工具来接收数据,利用Matlab软件绘制实验结果图。

为了验证仿真分析所设置的两种工况的仿真结果,本台架实验设置工况为空载、转速1000 r/min,并在0.2 s时施加5 N·m的负载转矩。实验结果如图13—16所示。

根据图13—16,相较于采用CKF算法,ICKF算法能够更精确地估计电机的转速和转子位置。从图13,14中可以看出,在永磁同步电机启动阶段,ICKF算法对电机转速估算的波动值比CKF要小,更加接近于电机的实际转速。且随着电机平稳运转后,对转速的估算更为准确,转速估计值围绕实际值上下小幅波动,且误差呈逐渐减小趋势。从图15和图16中可以看出,ICKF算法比CKF算法对电机转子位置的估计更加精确,电机转子位置误差更小,且抗负载突变干扰性更强,能够比较准确地反映电机的转子位置。以上实验结果验证了仿真分析结论,进一步表明本文提出的基于ICKF

的PMSM转子转速和位置估计算法,具有较高的滤波精度,且对负载变化具有较好的抗干扰性。

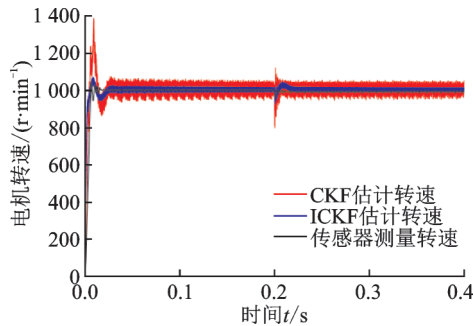


图13 PMSM转速估计曲线

Fig.13 Estimated curves of PMSM speed

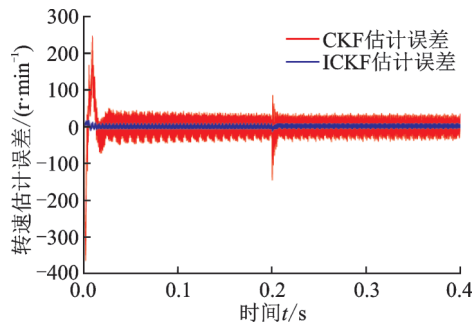


图14 PMSM转速估计误差曲线

Fig.14 Curves of PMSM speed estimation error

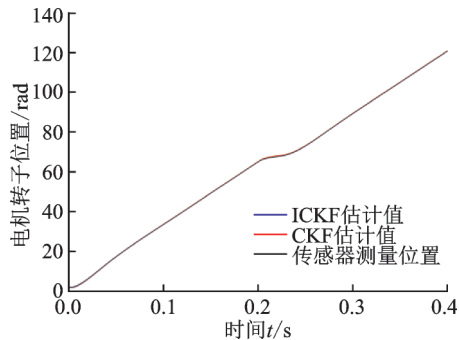


图15 PMSM转子位置估计曲线

Fig.15 Estimated curves of PMSM rotor position

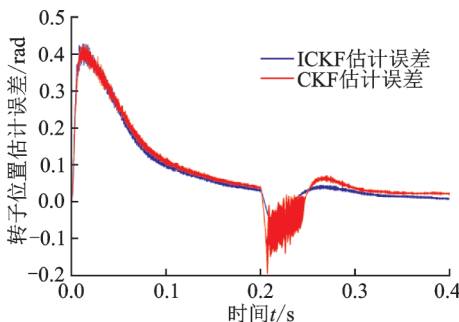


图16 PMSM转子位置估计误差曲线

Fig.16 Curves of PMSM rotor position estimation error

## 6 结 论

本文在分析传统的基于机械式传感器的PMSM控制系统缺陷以及现有无传感器控制方法的不足的基础上,提出了基于ICKF的永磁同步电机无传感器控制方法,利用Euler法建立PMSM的离散数学模型,根据ICKF原理,搭建基于ICKF的永磁同步电机无传感器矢量控制模型,并进行仿真分析和台架实验。仿真模拟及台架实验均证实,相比于效果较好的CKF算法,采用ICKF算法能够更精确地估计PMSM的转速和转子位置,具有误差小、抗负载突变干扰性强等优点。实验表明基于ICKF的PMSM无传感器控制,相比基于CKF的无传感器控制具有更优良的控制效果,是一种较好的无传感器控制方法,值得推广应用。

### 参考文献:

- [1] 谷善茂,何凤有,谭国俊,等.永磁同步电动机无传感器控制技术现状与发展[J].电工技术学报,2009,24(11):14-20.  
GU Shanmao, HE Fengyou, TAN Guojun, et al. A review of sensorless control technology of permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(11): 14-20.
- [2] 潘森林,高瑾.永磁同步电机无速度传感器控制技术综述[J].微电机,2018,51(3):62-69.  
PAN Senlin, GAO Jin. Summarization of sensorless control technology for permanent magnet synchronous motor[J]. Micromotors, 2018, 51(3): 62-69.
- [3] LEE J H, LEE J H, JIN H P, et al. Field-weakening strategy in condition of DC-link voltage variation using on electric vehicle of IPMSM [C]//International Conference on Electrical Machines and Systems. Beijing, China:IEEE,2011:1-6.
- [4] 李浩源,张兴,杨淑英,等.基于高频信号注入的永磁同步电机无传感器控制技术综述[J].电工技术学报,2018,33(12):2653-2664.  
LI Haoyuan, ZHANG Xing, YANG Shuying, et al. Review on sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on high-frequency signal injection[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(12): 2653-2664.
- [5] DHAMO L, SPAHIU A, NEMEC M, et al. Sliding-mode observer for IPMSM sensorless control by MTPA control strategy[J]. IFAC-Papers on Line, 2016, 49(29):152-157.
- [6] 兰志勇,陈麟红,廖克亮,等.基于高频脉振电压注入法的永磁同步电机控制策略[J].微特电机,2017,45(2):65-68,73.  
LAN Zhiyong, CHEN Linhong, LIAO Keliang, et



- al. Permanent magnet synchronous motor control strategies based on high-frequency pulsating voltage injection method[J]. *Small & Special Electrical Machines*, 2017, 45(2): 65-68,73.
- [7] CHEN S Y, YING L, PI Y G. PMSM sensorless control with separate control strategies and smooth switch from low speed to high speed [J]. *Isa Transactions*, 2015, 58: 650-658.
- [8] WANG G, LI Z, ZHANG G, et al. Quadrature PLL-based high-order sliding-mode observer for IPMSM sensorless control with online MTPA control strategy[J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2013, 28(1): 214-224.
- [9] 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.
- [10] 高金锁, 谢明, 朱强. 基于EKF的永磁同步电机的无传感器控制研究[J]. *电子科技*, 2017, 30(12): 55-58.  
GAO Jinsuo, XIE Ming, ZHU Qiang. Speed and rotor position estimation of sensorless PMSM based on EKF [J]. *Electronic Sci & Tech*, 2017, 30(12): 55-58.
- [11] YANG M, LI Yingqiang, LONG J, et al. Current sensorless predictive control based on extended Kalman filter for PMSM drives [C]//*IEEE Transportation Electrification Conference and Expo. [S.l.]*: IEEE, 2017: 1-6.
- [12] MOON C, PARK J S, KWON Y A, et al. Unscented transformations of UKF for sensorless speed control of PMSM [C]//*Tencon IEEE Region 10 Conference. [S.l.]*: IEEE, 2015: 1-4.
- [13] 刘振, 杨晓洪, 王剑平, 等. 基于无迹卡尔曼算法的永磁同步电机矢量控制的无传感器技术[J]. *价值工程*, 2016, 35(4): 111-114.  
LIU Zhen, YANG Xiaohong, WANG Jianping, et al. Sensorless technology of permanent magnet synchronous motor vector control based on unscented Kalman filter algorithm[J]. *Value Engineering*, 2016, 35(4): 111-114.
- [14] 杨丹丹. 基于容积卡尔曼滤波异步电机无速度传感器矢量控制的研究[D]. 石家庄: 石家庄铁道大学, 2017.  
YANG Dandan. Research based on the cubature Kalman filter of speed sensorless vector control of asynchronous motor [D]. Shijiazhuang: Shijiazhuang Tiedao University, 2017.
- [15] 刘志彬, 张玲, 褚东升. 带边界约束的容积卡尔曼滤波[J]. *中国海洋大学学报(自然科学版)*, 2018, 48(6): 109-113.  
LIU Zhibin, ZHANG Ling, CHU Dongsheng. Cubature Kalman filter with bounded constraints[J]. *Periodical of Ocean University of China*, 2018, 48(6): 109-113.
- [16] SHE Z T, WEI Z, DONG W H, et al. Extended Kalman filters combined with feed-forward compensation for permanent magnet synchronous motor position estimation[J]. *Control Theory & Applications*, 2016, 33(10): 1312-1318.
- [17] WANG H. Iterated cubature Kalman particle filter algorithm[J]. *Journal of Southeast University*, 2013, 43: 85-88.
- [18] 穆静, 蔡远利. 迭代容积卡尔曼滤波算法及其应用[J]. *系统工程与电子技术*, 2011, 33(7): 1454-1457.  
MU Jing, CAI Yuanli. Iterated cubature Kalman filter and its application[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2011, 33(7): 1454-1457.
- [19] 袁光耀, 胡振涛, 张谨, 等. 基于迭代容积卡尔曼滤波的神经网络训练算法[J]. *计算机科学*, 2016, 43(10): 256-261.  
YUAN Guangyao, HU Zhentao, ZHANG Jin, et al. Novel neural network training algorithm based on iterated cubature Kalman filter[J]. *Computer Science*, 2016, 43(10): 256-261.
- [20] 董星言, 杨金波, 胡小龙. 无传感器永磁同步电机控制策略研究[J]. *工业仪表与自动化装置*, 2018(2): 8-14.  
DONG Xingyan, YANG Jinbo, HU Xiaolong. Research on the control strategy of the sensorless permanent magnet synchronous motor [J]. *Industrial Instrumentation & Automation*, 2018(2): 8-14.
- [21] ZHANG Y, CHENG X F. Sensorless control of permanent magnet synchronous motors and EKF parameter tuning research [J]. *Mathematical Problems in Engineering*, 2016(8): 1-12.
- [22] 禹继贤, 颜钢锋, 张斌. 基于MRAS的永磁同步电机无传感器控制[J]. *机电工程*, 2015, 32(9): 1222-1228.  
YU Jixian, YAN Gangfeng, ZHANG Bin. Sensorless control of permanent magnet synchronous motors based on MRAS[J]. *Journal of Mechanical & Electrical Engineering*, 2015, 32(9): 1222-1228.