

基于无迹卡尔曼滤波的开关磁阻电机无位置传感控制研究

董子康, 李炳初

上海理工大学机械工程学院, 上海

收稿日期: 2022年1月7日; 录用日期: 2022年2月25日; 发布日期: 2022年3月7日

摘要

准确的转子位置信息对于开关磁阻电机的高性能调速控制是十分重要的。由于无位置传感器控制策略可节省额外的硬件连接、提高系统可靠性而被广泛研究。本文提出一种基于无迹卡尔曼滤波的开关磁阻电机无位置传感器控制方法, 由于开关磁阻电机具有强非线性的特点, 本文基于无迹卡尔曼滤波构建了位置观测器, 充分利用了该算法处理非线性系统的优点, 并通过建立完整的无位置传感器控制系统仿真模型给出了该方法的具体实现方式。仿真结果表明该无位置传感器控制系统的调速性能较好, 抗扰能力强, 位置观测器在低中高速条件下均具有较好的动态性能和较高的稳态精度, 验证了该方法的有效性。

关键词

开关磁阻电机, 非线性, 无迹卡尔曼滤波, 位置估计, 无位置传感器控制

Research on Sensorless Control of Switched Reluctance Motor Based on Unscented Kalman Filter

Zikang Dong, Bingchu Li

School of Mechanical Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai

Received: Jan. 7th, 2022; accepted: Feb. 25th, 2022; published: Mar. 7th, 2022

Abstract

Accurate information of rotor position is essential for high-performance speed regulation of

switched reluctance motor. The sensorless control strategy has been widely investigated because it can save additional hardware connection and improve system reliability. In this paper, a sensorless control technique of switched reluctance motor based on unscented Kalman filter was proposed. Due to the strong nonlinearity of switched reluctance motor, a position observer was constructed based on unscented Kalman filter, which leads to full use of the advantages of this algorithm in dealing with nonlinear systems, and the specific implementation of this technique was elaborated by establishing a complete sensorless control system model. The simulation results showed that the sensorless control system has excellent performance in speed regulation and strong anti-disturbance ability. The position observer has great dynamic performance and high steady-state accuracy under the conditions of low, medium and high speed. The effectiveness of this technique was verified.

Keywords

Switched Reluctance Motor, Nonlinearity, Unscented Kalman Filter, Position Estimation, Sensorless Control

Copyright © 2022 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

机电集成制动器是飞机刹车系统的重要发展趋势,相比于液压制动器,机电集成制动器在功率密度、可靠性和可维护性方面有显著提升。机电集成制动器主要由电机、减速齿轮和滚珠丝杠构成,永磁无刷电机(Brushless Direct Current, BLDC)和开关磁阻电机(Switched Reluctance Motor, SRM)是机电集成制动器的常用电机类型[1]。开关磁阻电机(Switched Reluctance Motor, SRM)是一种采用双凸极结构和开关性驱动模式的新型电机,与传统的交流和直流电机不同,开关磁阻电机的正常运转主要依赖于定、转子间的磁阻转矩,该转矩的产生是由于磁链总是沿着磁阻最小的路径闭合,使得扭曲的磁场在定子和转子凸极之间产生了切向拉力[2] [3]。由于开关磁阻电机具有结构简单、可靠性高、容错能力强、不需要稀土材料等优点,近年来吸引了越来越多研究者的注意,同时在工业界也得到了广泛应用,尤其是一些高速、高温和可靠性要求高的领域,如电动汽车、航空工业、家用电器等[4] [5]。

在开关磁阻电机正常运行时,功率变换器的开关器件工作在一种周期性的开通和关断状态,而开通和关断的时刻则取决于转子位置,因此为了实现开关磁阻电机高性能的调速控制,获取准确的转子位置信息是十分重要的。目前采用光敏、磁敏传感器来直接进行转子位置检测的方式在工业界中被广泛应用,但在一些特殊的应用场景中,如飞机刹车系统的机电集成制动器,其安装空间紧凑,且工作于高温、强振环境,传感器的安装与可靠运行均存在问题,因此许多研究者提出了无位置传感器的开关磁阻电机控制方案,主要包括通过获取电机特性的离线估计方法、利用电感模型的在线估计方法、高频信号注入法、智能算法等。

根据开关磁阻电机固有的机电特性进行位置估计是一种较准确的方法,文献[6] [7]首先离线建立磁链-电流-位置查表模型,然后在线检测电流和磁链,经查表得到转子位置信息,该方法的前期工作量较大,并且需要为位置查表模型提供大量的内存空间。文献[8]改进了上述根据磁链、电流查表的方法,不再需要占用大量内存空间,但前期仍需要大量的离线测量工作。

在未饱和状态下, 开关磁阻电机的电感仅与转子位置有关, 因此利用其电感模型可以实现转子位置的在线估计。文献[9]通过注入脉冲电压并计算电流斜率差值来获取全周期相电感, 并且考虑了磁饱和对电感的影响, 通过电感曲线非饱和段的线性变化关系计算 4 个特殊位置的相电感值, 然后可根据相电感与角度的对应关系在线估算电机转速和转子位置, 避免了大量的离线测量。文献[10]使用相同的方法获取全周期相电感, 通过傅里叶变换建立了相电感和电流、角度之间的关系式, 然后可根据相电流实时计算相电感采样点处的位置, 但其傅里叶级数电感模型忽略了二次以上的高次谐波, 导致位置估计精度受到影响, 在此基础上, 文献[11]通过对相电感进行坐标变换和取差值, 消除了傅里叶级数电感模型的大量高次谐波, 建立了差值电感-角度的数学模型, 提高了位置估计的精度, 并且几乎不受电机磁饱和因素的影响。文献[12]将视作矢量的三相电感进行坐标变换和单位规范化以消除其高次谐波, 使相电感仅用其基波分量就可以表示, 然后利用三相电感的综合矢量来估计转子位置信息。

许多传统的位置估计方法一般在中高速下效果较好, 而基于高频信号注入法的位置估计方法在低速甚至零速下仍具有较高精度, 因此被广泛研究。文献[13][14]将基于高频信号注入的无位置传感器控制方法应用于 SRM, 该方法将电流 PI 调节器输出的参考电压叠加幅值较小的高频正弦信号, 导致电流响应中含有高频正弦分量, 通过对其进行坐标变换和滤波处理可以得到转子位置信息。文献[15]改进了传统的高频脉冲注入法, 通过将注入高频电压脉冲的周期逐渐增大, 避免了电机高速运行时的电压脉冲个数减少的问题, 提高了高速阶段的位置估计精度。文献[16]将 SRM 的 PWM 控制信号等效于和载波频率相同的高频正弦电压信号, 建立了 SRM 的高频正弦信号注入模型, 然后对包含转子位置信息的高频电流响应进行滤波和坐标变换来解算转子位置, 该方法不需要注入额外的高频电压信号, 容易实现且保持了高频信号注入法的精度。

一些学者将适应性好的智能算法应用到开关磁阻电机的位置估计中, 文献[17][18][19]采用了模糊逻辑和神经网络等先进智能算法来获取转子位置信号, 该类方法不需要事先建立精确的电机模型, 但需要预先存储大量的数据样本进行训练, 算法较复杂, 训练时间长。

相比复杂的智能算法, 卡尔曼滤波作为一种简单高效的算法日益引起了研究者的注意。文献[20]基于 SRM 的数学模型和扩展卡尔曼滤波(Extended Kalman Filter, EKF)设计了位置观测器, 但非线性系统函数线性化的过程需要求解雅可比矩阵, 增加了计算量。由于 SRM 是一个强非线性系统, 而 EKF 仍然遵循线性卡尔曼滤波的思想, 当系统的非线性严重时, 线性化导致的误差较大, 且系统函数的雅可比矩阵可能不存在, 导致无法求解。相比之下, 无迹卡尔曼滤波(Unscented Kalman Filter, UKF)采用无迹变换的方式来处理非线性系统, 避免了线性化带来的误差, 且不需要计算雅可比矩阵, 计算速度更快, 估计精度更高。目前关于 UKF 应用于开关磁阻电机无位置传感器控制的研究还较少。

本文提出了一种基于无迹卡尔曼滤波的开关磁阻电机无位置传感器控制方法, 利用 SRM 的数学模型建立了电机的状态方程, 为 SRM 无位置传感器控制系统设计了基于 UKF 的位置观测器, 充分利用了 UKF 处理非线性系统的优点, 算法简单, 实时性高。然后进行了完整的 SRM 无位置传感器控制系统的建模, 包括非线性电机本体模型、基于 UKF 的位置观测器以及基于 PWM 的控制器, 最后对该无位置传感器控制系统进行仿真, 结果表明该控制系统具有较好的调速性能和抗扰能力, 位置和转速的估计精度较高。

2. 基于无迹卡尔曼滤波的位置观测器

经典的线性卡尔曼滤波可视为一种适用于随机过程的状态观测器, 多用于估计离散系统的状态, 其主要包括预测和更新两个步骤[21], 第一步根据实际物理系统的数学模型建立状态方程, 并利用上一时刻

的状态值预测当前时刻的状态值；第二步根据传感器的测量值对第一步得到的状态预测值进行更新，也就是滤波，可以简单地理解为在预测值和测量值之间做加权处理，这样更新后的状态值作为最终的状态估计值。无迹卡尔曼滤波是由线性卡尔曼滤波改进而来的，当状态变量需要经过非线性的状态转移时，UKF采用无迹变换的方式来计算其统计特性，以完成对其概率密度分布的近似，避免了在系统非线性严重时线性化导致的误差，且不需要计算雅可比矩阵，运算速度更快。

为了设计位置观测器，首先根据开关磁阻电机的数学模型设计系统的状态方程。如式(1)所示，开关磁阻电机的电路方程、机械方程以及机电联系方程共同组成了其数学模型：

$$\begin{cases} U_j = R_j i_j + \frac{d\psi_j}{dt} \\ J \frac{d\omega}{dt} = \sum_{j=1}^m Te_j - TL - D\omega \\ Te_j = \frac{\partial W_j}{\partial \theta} = \frac{1}{2} \frac{\partial L_j}{\partial \theta} i_j^2 \end{cases} \quad (1)$$

式(1)中 j 表示电机相数， R 表示相电阻， i 表示相电流， ψ 表示相磁链， J 表示转动惯量， ω 表示角速度， Te 表示电磁转矩， TL 表示负载， D 表示阻尼系数， W 表示磁能， θ 表示转子位置， L 表示相电感。在此基础上，可设计系统的状态方程如式(2)所示：

$$\begin{cases} \frac{d\psi}{dt} = -\mathbf{R} \frac{1}{\mathbf{L}} \psi + \mathbf{U} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} \left[-D\omega + \frac{1}{2} \frac{\partial \mathbf{L}}{\partial \theta} \left(\frac{1}{\mathbf{L}} \frac{1}{\mathbf{L}}^T \right) \psi^2 - TL \right] \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega \\ \mathbf{i} = \frac{1}{\mathbf{L}} \psi \end{cases} \quad (2)$$

式(2)中 ψ 表示三相磁链， \mathbf{R} 表示相电阻矩阵， $\frac{1}{\mathbf{L}}$ 表示相电感倒数矩阵， \mathbf{U} 表示三相电压， $\frac{\partial \mathbf{L}}{\partial \theta}$ 表示三相电感对于转子位置的偏导数， \mathbf{i} 表示三相电流，各矢量矩阵的详细定义如式(3)所示：

$$\begin{cases} \mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_A & 0 & 0 \\ 0 & R_B & 0 \\ 0 & 0 & R_C \end{bmatrix}, & \frac{1}{\mathbf{L}} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_A} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_B} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_C} \end{bmatrix} \\ \psi = [\psi_A \ \psi_B \ \psi_C]^T, & \psi^2 = [\psi_A^2 \ \psi_B^2 \ \psi_C^2]^T \\ \mathbf{U} = [U_A \ U_B \ U_C]^T, & \mathbf{i} = [i_A \ i_B \ i_C]^T \\ \frac{\partial \mathbf{L}}{\partial \theta} = \begin{bmatrix} \frac{\partial L_A}{\partial \theta} & \frac{\partial L_B}{\partial \theta} & \frac{\partial L_C}{\partial \theta} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3)$$

为了简化表达，做出如式(4)的定义：

$$\begin{cases} \mathbf{x} = [\boldsymbol{\psi}^T \quad \omega \quad \theta]^T \\ z = \mathbf{i} \\ \mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -\mathbf{R} \frac{1}{L} \boldsymbol{\psi} \\ \frac{1}{J} \left[-D\omega + \frac{1}{2} \frac{\partial L}{\partial \theta} \left(\frac{1}{L} \frac{1}{L} \right) \boldsymbol{\psi}^2 \right] \\ \omega \end{bmatrix} \\ \mathbf{h}(\mathbf{x}) = \frac{1}{L} \boldsymbol{\psi} \\ \mathbf{u} = [\mathbf{U}^T \quad -TL/J \quad 0]^T \\ \mathbf{B} = \mathbf{I} \end{cases} \quad (4)$$

则 SRM 系统的状态方程可简化表达为式(5):

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{x}}{dt} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{B}\mathbf{u} \\ z = \mathbf{h}(\mathbf{x}) \end{cases} \quad (5)$$

进一步将状态方程离散化如式(6)所示:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_k = \mathbf{x}_{k-1} + T_s [\mathbf{f}(\mathbf{x}_{k-1}) + \mathbf{B}\mathbf{u}_{k-1}] = \mathbf{F}(\mathbf{x}_{k-1}) + \mathbf{B}\mathbf{u}_{k-1} \\ z_k = \mathbf{h}(\mathbf{x}_k) \end{cases} \quad (6)$$

式(6)中 T_s 为采样周期。由式(2)~(6)可见系统状态中包含转速和转子位置项, 同时系统的状态转移方程和观测方程均为非线性函数, 因此可基于 UKF 构建位置观测器。由(6)可知, 将开关磁阻电机视作一个非线性系统, 式(6)中 \mathbf{x} 表示状态变量, $\mathbf{F}(\mathbf{x})$ 表示非线性状态转移函数, \mathbf{B} 表示输入控制矩阵, \mathbf{u} 表示外界输入, z 表示测量值, $\mathbf{h}(\mathbf{x})$ 表示状态与测量输出之间的观测函数, k 和 $k-1$ 分别代表当前时刻和上一时刻。则基于 UKF 的位置观测器的状态估计过程如下:

1) 初始化:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}_0 = \mathbf{E}(\mathbf{x}_0) \\ \hat{\mathbf{P}}_0 = \mathbf{E}[(\mathbf{x}_0 - \hat{\mathbf{x}}_0)(\mathbf{x}_0 - \hat{\mathbf{x}}_0)^T] \end{cases} \quad (7)$$

式(7)中 $\hat{\mathbf{x}}_0$ 表示初始时刻的状态估计值, $\hat{\mathbf{P}}_0$ 表示初始状态协方差矩阵。选择合适的 \mathbf{Q} 和 \mathbf{R} , \mathbf{Q} 为过程噪声协方差矩阵, \mathbf{R} 为测量噪声协方差矩阵;

2) 采样: 一般采用对称分布采样的方式, 如系统状态维数为 n , 则采样点为 $2n+1$ 个, 如式(8)所示。采样点也称为 Sigma 点, 按式(9)为每个 Sigma 点分配相应的权值。

$$\begin{cases} \mathbf{x}^{(j)} = \bar{\mathbf{x}}, & j = 0 \\ \mathbf{x}^{(j)} = \bar{\mathbf{x}} + \left(\sqrt{(n+\lambda)\mathbf{P}} \right)_j, & j = 1 \sim n \\ \mathbf{x}^{(j)} = \bar{\mathbf{x}} - \left(\sqrt{(n+\lambda)\mathbf{P}} \right)_j, & j = n+1 \sim 2n \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} \omega_m^{(j)} = \frac{\lambda}{n+\lambda}, & j=0 \\ \omega_c^{(j)} = \frac{\lambda}{n+\lambda} + (1-\alpha^2 + \beta), & j=0 \\ \omega_m^{(j)} = \omega_c^{(j)} = \frac{\lambda}{2(n+\lambda)}, & j=1 \sim 2n \end{cases} \quad (9)$$

式(8)中 $\mathbf{x}^{(j)}$ 表示第 j 个 Sigma 点, $\bar{\mathbf{x}}$ 表示状态变量的均值, λ 为缩放比例系数, $(\sqrt{(n+\lambda)\mathbf{P}})_j$ 表示该协方差矩阵方根的第 j 列。式(9)中 $\omega_m^{(j)}$ 表示用于计算状态变量均值的权值, $\omega_c^{(j)}$ 表示用于计算状态协方差的权值, α 和 β 为影响权值的系数;

3) 状态预测: 将步骤(2)中的 Sigma 点代入非线性状态转移函数求解:

$$\mathbf{x}_{k|k-1}^{(j)} = \mathbf{F}(\mathbf{x}_{k-1|k-1}^{(j)}) + \mathbf{B}\mathbf{u}_{k-1} \quad (10)$$

式(10)中 $\mathbf{x}_{k|k-1}^{(j)}$ 表示 Sigma 点经过非线性状态转移后的结果, 对求解结果做加权处理并取其均值作为状态变量的预测值, 同时计算系统的状态协方差矩阵:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}_{k|k-1} = \sum_{j=0}^{2n} \omega_m^{(j)} \mathbf{x}_{k|k-1}^{(j)} \\ \mathbf{P}_{k|k-1} = \sum_{j=0}^{2n} \omega_c^{(j)} (\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1} - \mathbf{x}_{k|k-1}^{(j)}) (\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1} - \mathbf{x}_{k|k-1}^{(j)})^T + \mathbf{Q} \end{cases} \quad (11)$$

式(11)中 $\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}$ 和 $\mathbf{P}_{k|k-1}$ 分别表示根据系统的状态方程计算的状态变量和状态协方差矩阵的预测值。步骤(2)和(3)即为无迹变换;

4) 输出观测: 以步骤(3)得到的状态预测值为基础再次采样产生新的 Sigma 点, 并代入系统的观测函数求解:

$$\mathbf{z}_{k|k-1}^{(j)} = \mathbf{h}(\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}^{(j)}) \quad (12)$$

同样对求解结果做加权处理, 参考步骤(3), 取其均值作为测量输出的观测值, 并计算观测协方差矩阵 $\mathbf{P}_{z_k z_k}$ 和交叉协方差矩阵 $\mathbf{P}_{x_k z_k}$:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{z}}_{k|k-1} = \sum_{j=0}^{2n} \omega_m^{(j)} \mathbf{z}_{k|k-1}^{(j)} \\ \mathbf{P}_{z_k z_k} = \sum_{j=0}^{2n} \omega_c^{(j)} (\hat{\mathbf{z}}_{k|k-1} - \mathbf{z}_{k|k-1}^{(j)}) (\hat{\mathbf{z}}_{k|k-1} - \mathbf{z}_{k|k-1}^{(j)})^T + \mathbf{R} \\ \mathbf{P}_{x_k z_k} = \sum_{j=0}^{2n} \omega_c^{(j)} (\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1} - \hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}^{(j)}) (\hat{\mathbf{z}}_{k|k-1} - \mathbf{z}_{k|k-1}^{(j)})^T \end{cases} \quad (13)$$

式(13)中 $\hat{\mathbf{z}}_{k|k-1}$ 表示根据系统的状态方程计算的测量输出的观测值;

5) 状态更新: 计算卡尔曼增益系数矩阵:

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_{x_k z_k} \mathbf{P}_{z_k z_k}^{-1} \quad (14)$$

然后按式(15)更新状态变量 $\hat{\mathbf{x}}_{k|k}$ 和系统的状态协方差矩阵 $\mathbf{P}_{k|k}$ 。式(15)中 \mathbf{z}_k 表示真实的传感器测量值。

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}_{k|k} = \hat{\mathbf{x}}_{k|k-1} + \mathbf{K}_k (\mathbf{z}_k - \hat{\mathbf{z}}_{k|k-1}) \\ \mathbf{P}_{k|k} = \mathbf{P}_{k|k-1} - \mathbf{K}_k \mathbf{P}_{z_k z_k} \mathbf{K}_k^T \end{cases} \quad (15)$$

重复步骤(2)~(5)直至系统运行结束。

3. 无位置传感器控制系统建模

3.1. 非线性 SRM 本体模型

在对开关磁阻电机的运行特性进行仿真时, 简化的线性模型和准线性模型的精度和准确性较差, 为了准确反映电机的性能和控制系统的有效性, 本文利用 Ansys Maxwell 和 Matlab/Simulink 获取非线性的电机本体模型, 以一台三相 12/8 极的 SRM 为分析对象, 其参数如表 1 所示。

Table 1. Structural parameters of three-phase 12/8-pole SRM
表 1. 三相 12/8 极 SRM 结构参数

参数	值
定子极数	12
转子极数	8
叠压高度	120 mm
定子外径	130 mm
定子内径	78 mm
转子外径	76.4 mm
转子内径	30 mm
定子极弧	15°
转子极弧	16.19°
定子轭厚	8 mm
转子轭厚	7 mm
线圈匝数	100

首先利用 Ansys Maxwell 建立 SRM 的三维有限元模型, 通过电磁场分析获取电机的静态特性。转子位置的角度定义如图 1 所示, 将 0° 定义为转子槽和定子极对齐位置, 将 22.5° 定义为转子极和定子极对齐

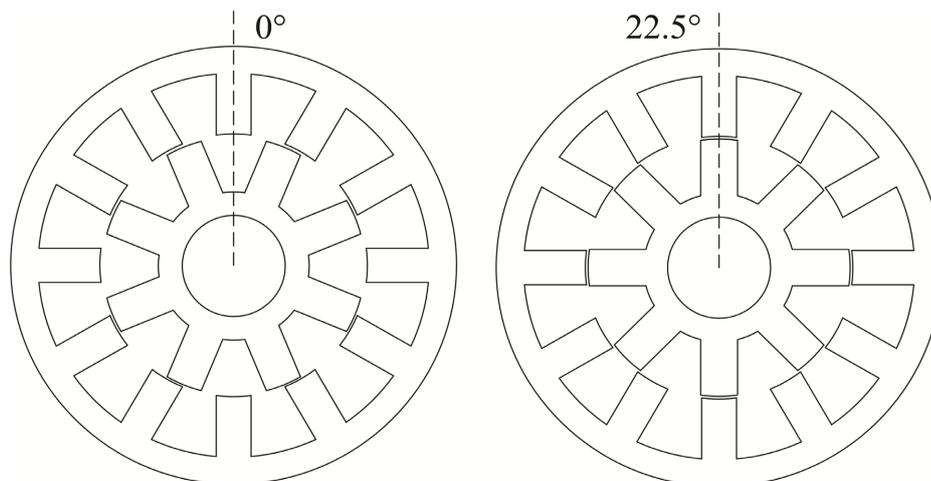


Figure 1. Angle and position definition of 12/8-pole SRM
图 1. 12/8 极 SRM 的角度和位置定义

位置,按照上述定义,对于 12/8 极的 SRM, 45° 为一个完整的电周期。由于 12/8 极的 SRM 结构的对称性,将电磁场仿真的角度范围设置为半个电周期,即 0° 到 22.5° ,有限元模型的网格划分如图 2 所示。设置单相绕组导通,电流范围为 0 A 到 15 A,以角度 1.5° 、电流 1A 为步长,获得在指定位置和电流处的转矩和磁链数据,然后对有限元分析得到的离散数据进行插值,得到 SRM 的转矩和磁链特性分别如图 3 和图 4 所示。为了搭建 12/8 极 SRM 的本体模型,需要基于磁链特性 $\psi_j(\theta, i_j)$ 进行反向插值,得到电流 - 角度 - 磁链特性 $i_j(\theta, \psi_j)$ 如图 5 所示。由图 3、图 4 及图 5 可以看出,该电机本体模型的转矩、磁链特性是电流和转子位置的非线性函数,其变化规律符合开关磁阻电机的一般特征,因此该非线性的电机本体模型可以有效反映真实电机的性能,为下一步验证位置观测器和控制系统的有效性提供基础。

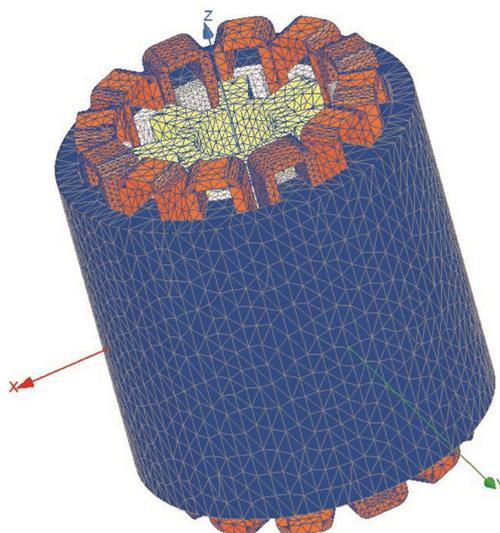


Figure 2. Mesh of three-dimensional finite element model of electromagnetic field
图 2. 电磁场三维有限元模型网格划分

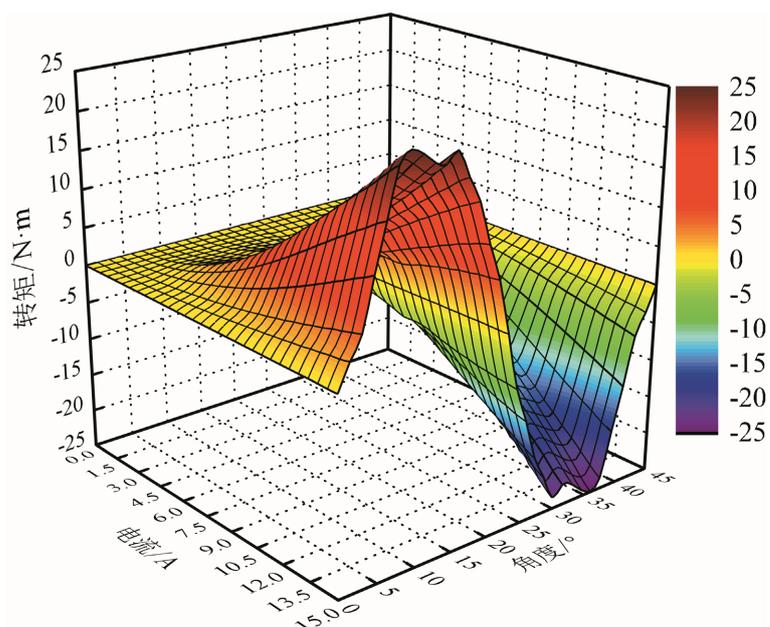


Figure 3. Torque characteristic of three-phase 12/8-pole SRM
图 3. 三相 12/8 极 SRM 转矩特性

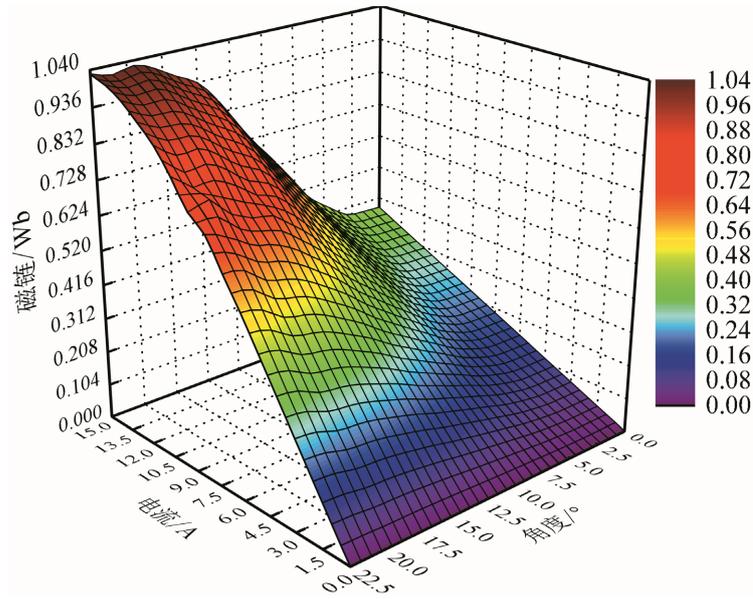


Figure 4. Flux linkage characteristic of three-phase 12/8-pole SRM
图 4. 三相 12/8 极 SRM 磁链特性

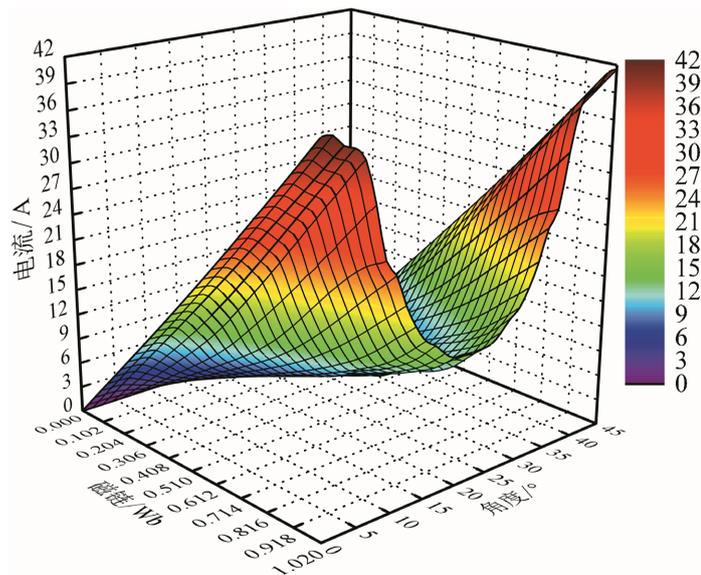


Figure 5. Current-angle-flux linkage characteristic of three-phase 12/8-pole SRM
图 5. 三相 12/8 极 SRM 电流 - 角度 - 磁链特性

根据有限元分析得到的电机特性和如式(1)的 SRM 数学模型, 利用 Simulink 搭建三相 12/8 极 SRM 本体模型, 如图 6 所示为 A 相模型, 转矩和电流输出模块由 Simulink 内部的 S 函数创建, 可根据相应的输入和位置反馈进行查表。其余两相模型与 A 相模型相似, 只不过 A、B、C 三相模型的转子位置依次相差 120° 电角度。完整三相模型如图 7 所示。

3.2. 基于 UKF 的 SRM 无位置传感器控制系统模型

本文建立的开关磁阻电机无位置传感器控制系统的控制原理如图 8 所示, 位置观测器根据当前的三相电压和电流测量值实时估计转速和转子位置, 位置估计值与开通角、关断角比较后输出换相信号; 估

计转速与参考转速作比较, 经转速和电流双 PI 环输出参考电压信号, 该信号经脉宽调制产生功率器件的开关信号; 开关信号和换相信号作逻辑与运算, 经功率变换器驱动电机正常运转。为了验证根据上述方法搭建的三相 12/8 极 SRM 本体模型的准确性和基于 UKF 的位置观测器的估计精度, 本文搭建了基于 UKF 的 SRM 无位置传感器控制系统的整体仿真模型如图 9 所示, 主要包括电机本体、功率变换器、控制器和位置观测器, 其中电机本体模型如 3.1 所述。位置观测器模块利用 Simulink 中的 S-Function 编写而成, 其算法步骤如第 2 章所述。由式(4)可以看出该位置观测器的关键部分是关于电感的非线性函数, 该部分可通过建立查表、函数拟合、或利用傅里叶级数构建, 本文使用有限元分析获得的电感数据代入

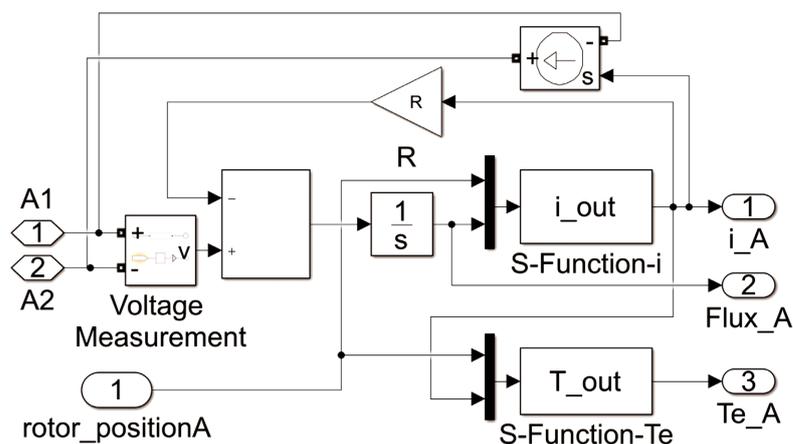


Figure 6. A-phase simulation model of switched reluctance motor

图 6. 开关磁阻电机 A 相仿真模型

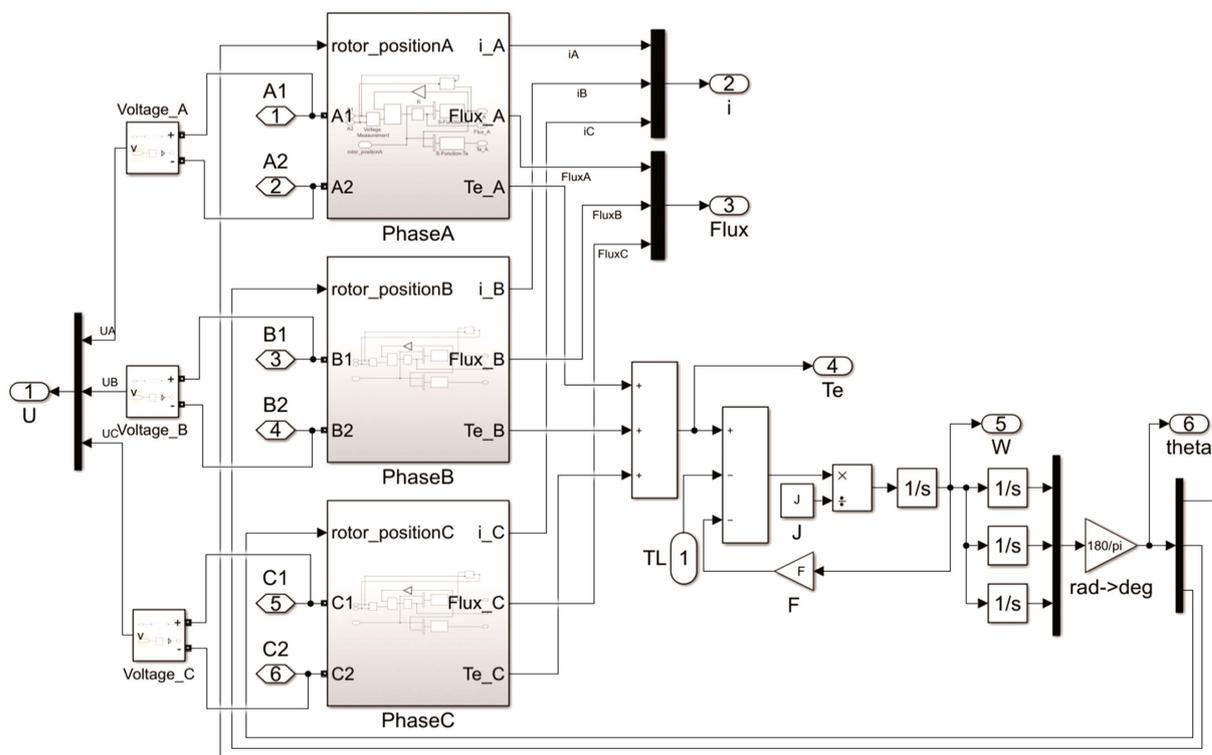


Figure 7. Three-phase simulation model of switched reluctance motor

图 7. 开关磁阻电机三相仿真模型

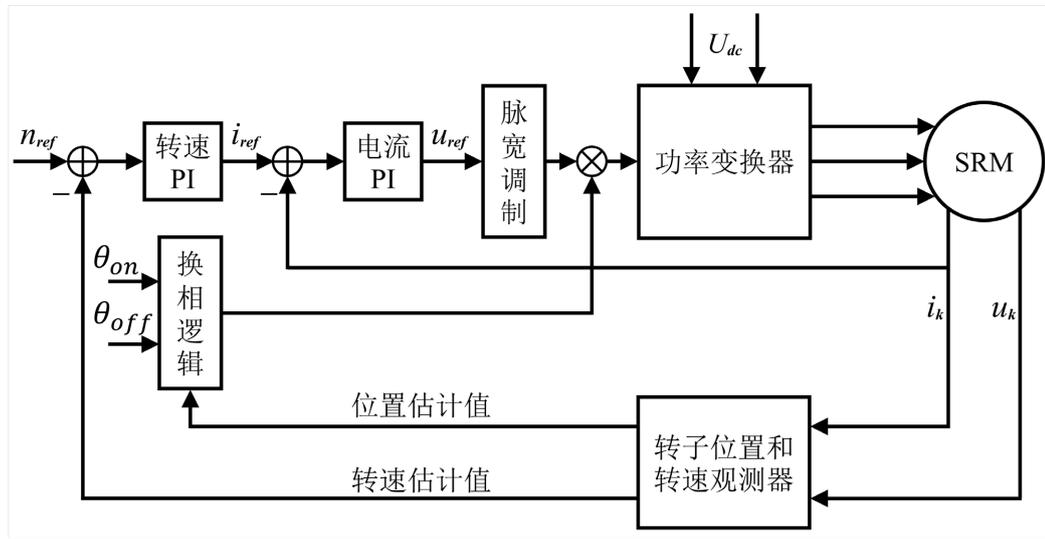


Figure 8. Principle of sensorless control system for switched reluctance motor
图 8. 开关磁阻电机无位置传感器控制系统原理

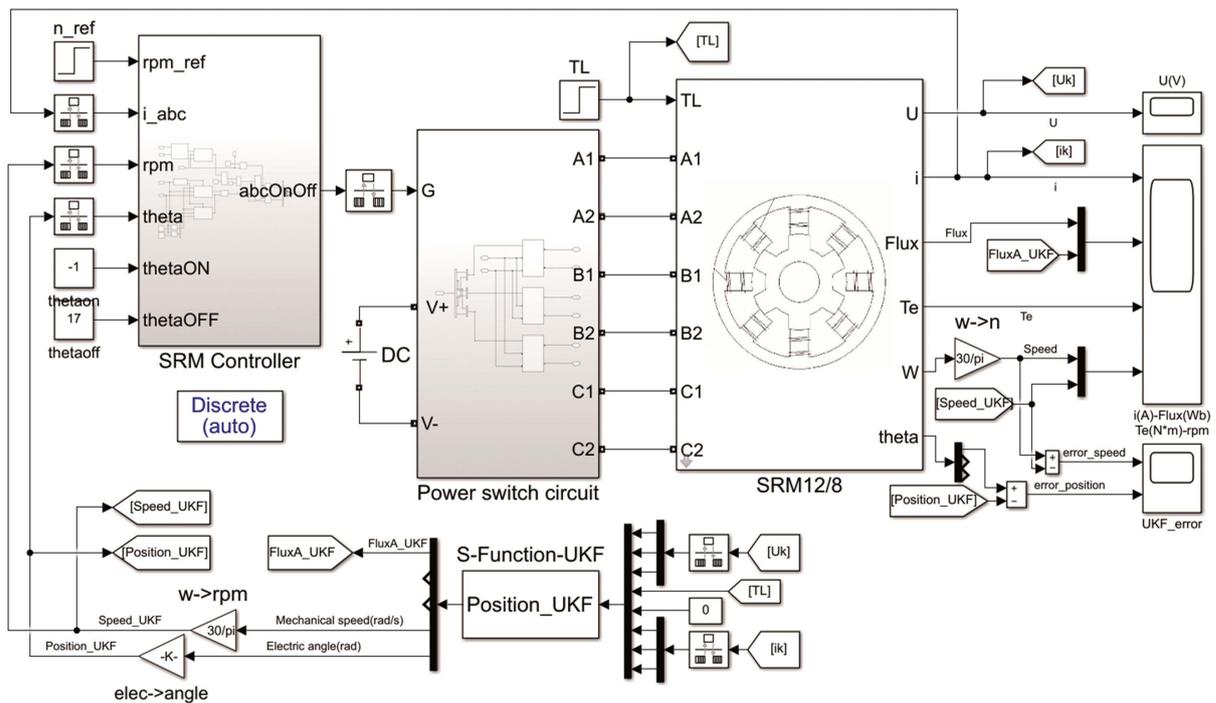


Figure 9. Simulation model of sensorless control system for SRM based on UKF
图 9. 基于 UKF 的 SRM 无位置传感器控制系统仿真模型

状态方程求解, 如图 10 为由三维有限元仿真得到的 12/8 极 SRM 的非线性电感模型。位置观测器模块的输入为三相电压和电流的测量值, 以及负载转矩, 输出为状态变量的估计值, 即三相磁链、转速和转子位置。UKF 计算的转子位置使用电角度表示, 单位为 rad; 转速则为机械角速度, 单位为 rad/s, 因此反馈给控制器的转速和位置信号均进行了相应的单位转化。为了模拟真实的传感器测量环境, 在计算时将输入位置观测器模块的电流测量值叠加了一定大小的高斯噪声。

功率变换器采用三相独立式不对称半桥结构, 其单相拓扑结构如图 11 所示。在电机运行过程中, 位

置观测器实时估计转速和转子位置, 然后将信号反馈给控制器, 同时设定参考转速和开关角。控制器模块如图 12 所示, 主要包括根据开关角判断的换相逻辑、转速和电流双 PI 调节器, 以及电压 PWM 斩波模块。控制器采用软斩波的方式, 即将由开关角控制的换相信号直接作为功率变换器下桥臂的开关信号, 而将电压 PWM 斩波信号与换相信号进行逻辑与运算后作为功率变换器上桥臂的开关信号。

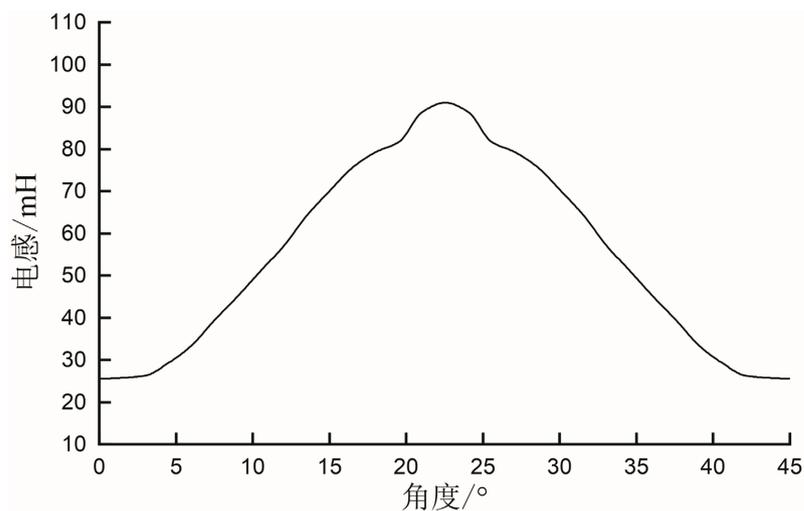


Figure 10. Nonlinear inductance model of 12/8-pole SRM

图 10. 12/8 极 SRM 的非线性电感模型

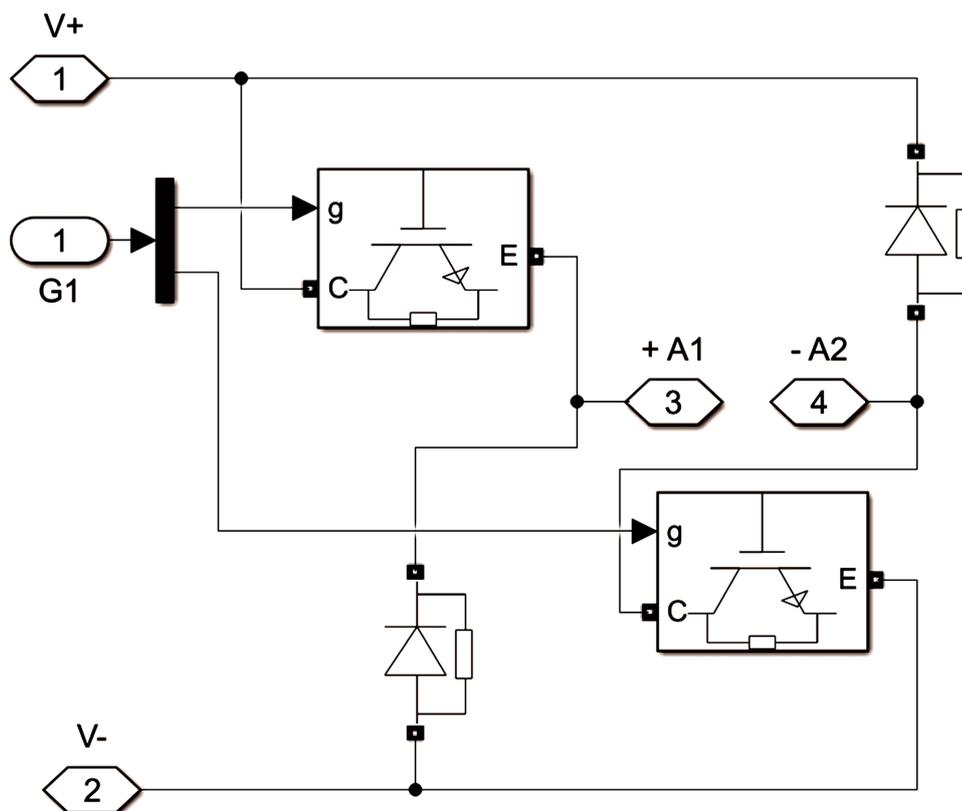


Figure 11. Single-phase topology of power converter

图 11. 功率变换器单相拓扑结构

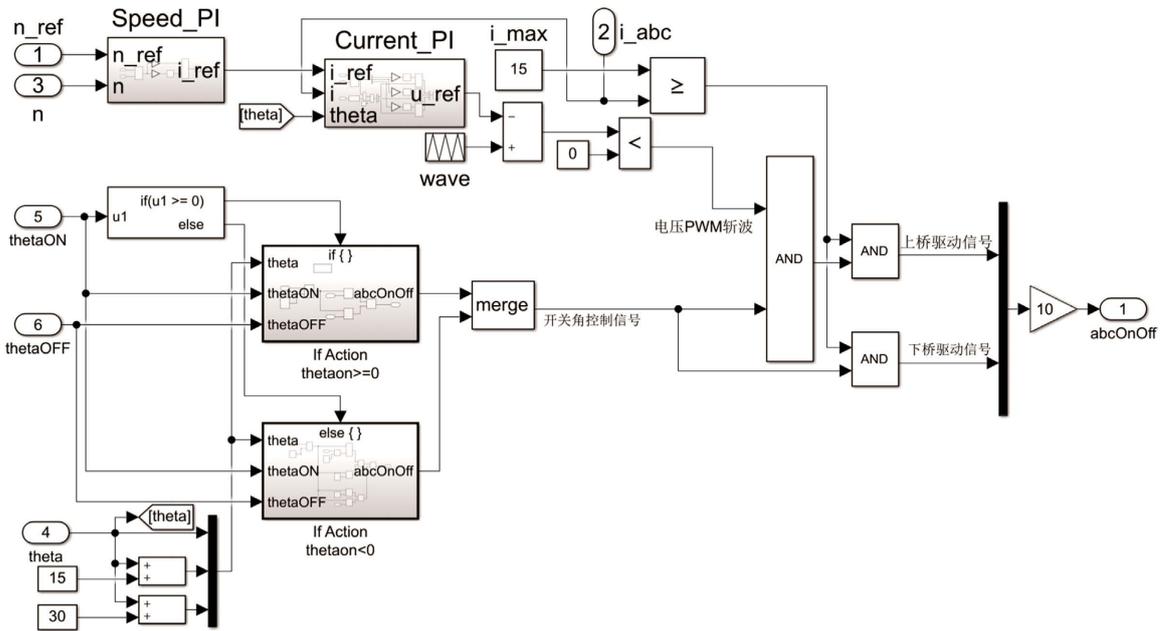


Figure 12. PWM-based controller module
图 12. 基于 PWM 的控制器模块

4. 仿真结果分析

对基于 UKF 的 SRM 无位置传感器控制系统进行仿真，仿真参数设置如表 2 所示。

Table 2. Simulation parameters of sensorless control system for SRM
表 2. SRM 无位置传感器控制系统仿真参数

参数	值
电源电压	220 V
转动惯量	0.008 kg·m ²
阻尼系数	0.03
相电阻	1 Ω
计算步长	0.00005 s

设置位置观测器模块的状态初始值为 $x_0 = \mathbf{0}$ ，即电机初始时刻位于 0°位置，磁链和转速也均为 0。

设置系统的初始状态协方差矩阵为： $P_0 = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.01 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.01 \end{bmatrix}$ ，过程噪声和测量噪声协方差矩阵

分别为： $Q = \begin{bmatrix} 0.01^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.01^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.01^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ ， $R = \begin{bmatrix} 0.01 & 0 & 0 \\ 0 & 0.01 & 0 \\ 0 & 0 & 0.01 \end{bmatrix}$ 。

首先检验该基于 UKF 的位置观测器的估计精度。分别设置参考转速 400 rpm、750 rpm 和 1500 rpm，如图 13 所示为电机在三种转速指令下的速度响应曲线，相应的转速和转子位置的估计误差变化曲线分别如图 14 和图 15 所示。从图中可以看出估计转速对实际转速的跟踪效果良好，在电机启动后位置估计值能够快速跟踪实际的转子位置，且估计误差迅速变小，达到较高的稳态精度，满足控制系统的要求；定义转速估计误差小于 1%、位置估计误差小于 0.5° 时，状态估计过程达到收敛，则低中高速下的转速、转子位置的估计误差和收敛时间分别如表 3 和表 4 所示，可以看出该位置观测器在低中高速条件下均能准确估计转速和转子位置，在较宽的速度范围内具有较高的估计精度，并且随着转速升高，转速和位置估计的动态误差更小，UKF 算法的收敛速度加快。

然后验证该控制系统的调速性能和速度响应特性，设置恒定负载 1.5 N·m，初始参考转速为 900 rpm，0.3 s 时参考转速突变至 1000 rpm，速度变化曲线如图 16 所示，转速和转子位置的估计误差变化曲线分别如图 17 和图 18 所示。从图中可以看出控制系统的速度响应较快，转速跟踪能力强，当转速指令发生突变时系统能够迅速响应，及时调节电机达到新的设定转速。

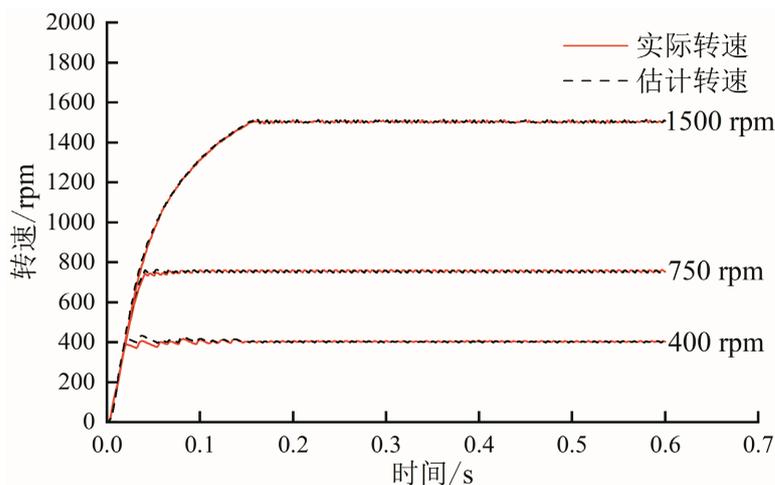


Figure 13. Speed waveforms under three speed commands

图 13. 三种转速指令下的速度响应波形

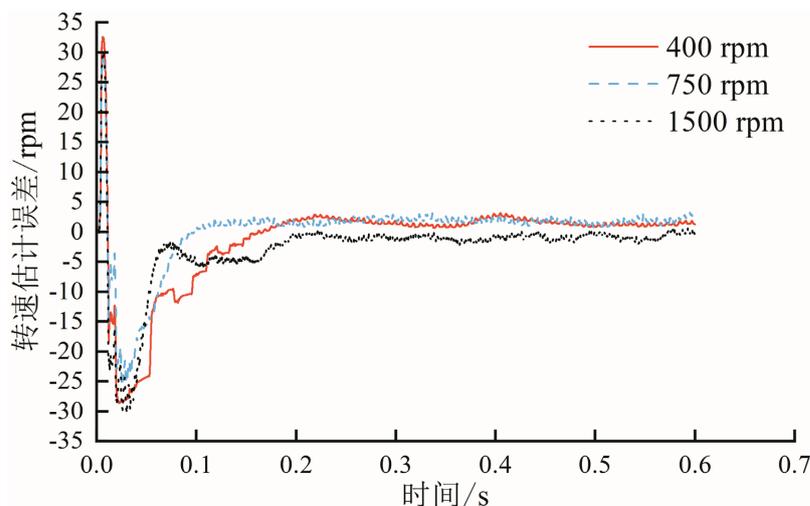


Figure 14. Speed estimation errors corresponding to three speeds

图 14. 三种转速相应的转速估计误差

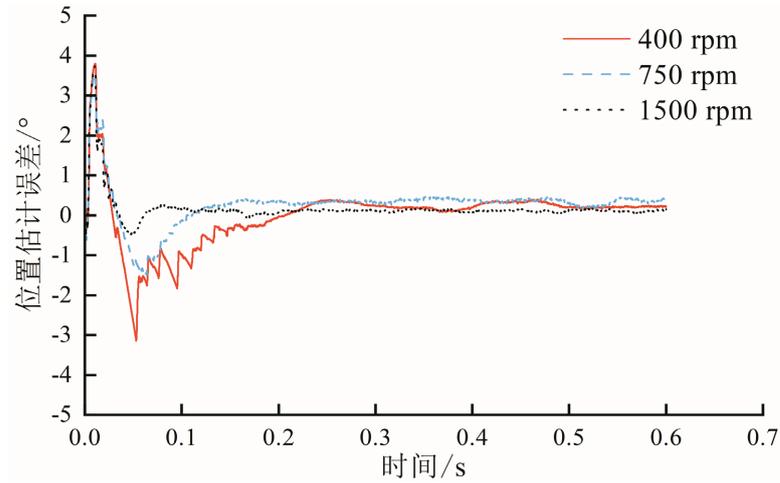


Figure 15. Position estimation errors corresponding to three speeds
图 15. 三种转速相应的位置估计误差

Table 3. Speed estimation error and convergence time for three speeds

表 3. 三种转速下的转速估计误差与收敛时间

转速(rpm)	动态误差平均值(%)	稳态误差平均值(%)	收敛时间(s)
400	3.193	0.372	0.111
750	1.884	0.228	0.067
1500	0.622	0.065	0.049

Table 4. Position estimation error and convergence time for three speeds

表 4. 三种转速下的位置估计误差与收敛时间

转速(rpm)	动态误差平均值(°)	稳态误差平均值(°)	收敛时间(s)
400	1.232	0.234	0.147
750	1.2	0.336	0.085
1500	0.4	0.109	0.029

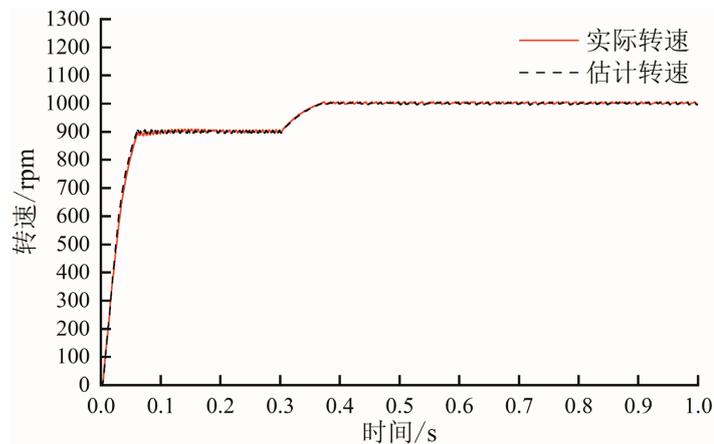


Figure 16. Actual speed and estimated speed waveforms at sudden change of reference speed
图 16. 参考转速突变时的实际转速和估计转速波形

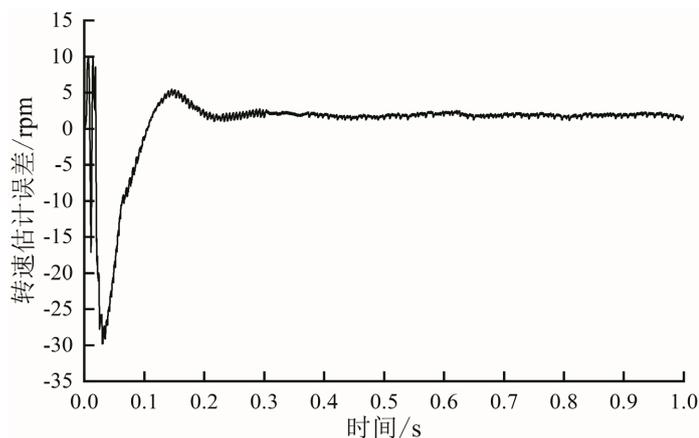


Figure 17. Speed estimation error at sudden change of reference speed

图 17. 参考转速突变时的转速估计误差

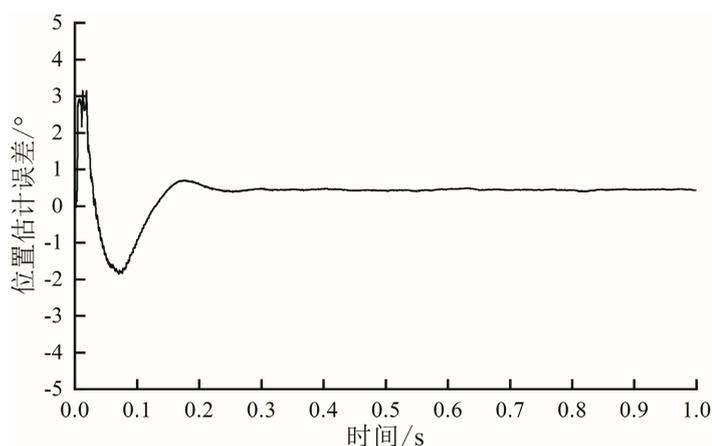


Figure 18. Position estimation error at sudden change of reference speed

图 18. 参考转速突变时的位置估计误差

进一步验证该控制系统的抗负载波动能力, 设置恒定的参考转速 900 rpm, 初始负载 1.5 N·m, 0.3 s 时负载突变至 3.5 N·m, 转速变化曲线如图 19 所示, 转速和转子位置的估计误差变化曲线分别如图 20 和

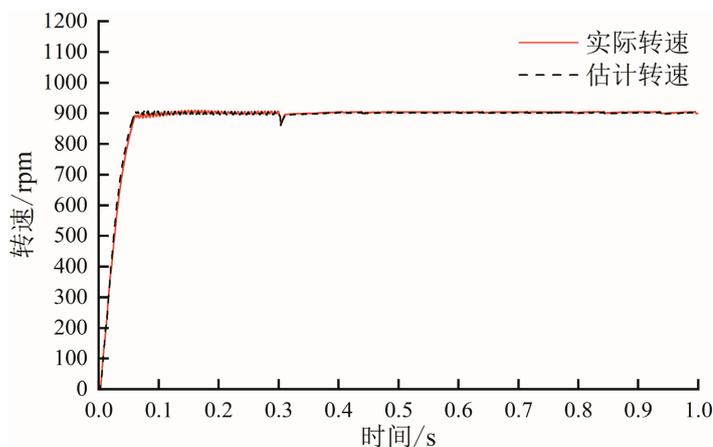


Figure 19. Actual speed and estimated speed waveforms at sudden change of load

图 19. 负载突变时的实际转速和估计转速波形

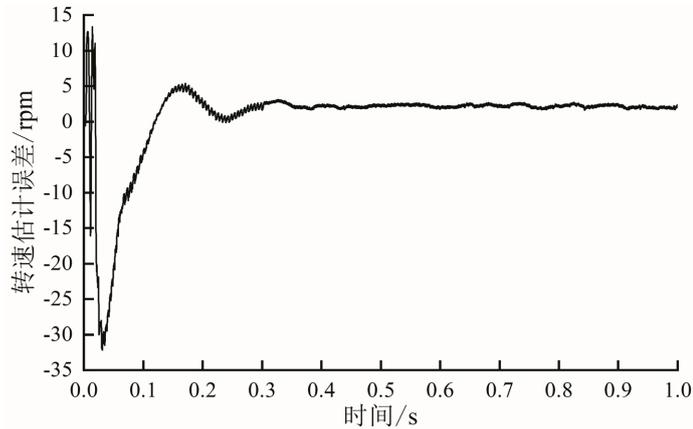


Figure 20. Speed estimation error at sudden change of load
图 20. 负载突变时的转速估计误差

图 21 所示。从图中可以看出在负载突变时转速有较小的跳变，但能够快速恢复至稳定的参考转速，控制系统对负载变化的响应较快，对参数扰动具有较强的鲁棒性。

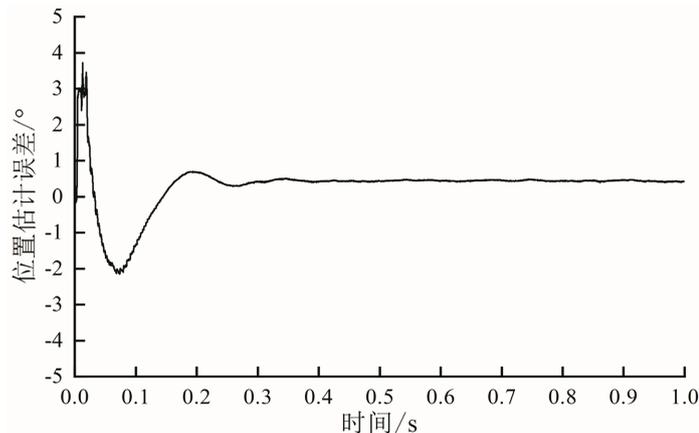


Figure 21. Position estimation error at sudden change of load
图 21. 负载突变时的位置估计误差

由图 16~21 可知，在以上两种情况下估计转速均能快速准确地跟踪实际转速，位置观测器的估计精度几乎不受转速和负载变化的影响。

5. 结论

本文对基于无迹卡尔曼滤波的开关磁阻电机无位置传感器控制系统进行了建模与仿真，以一台三相 12/8 极的 SRM 为分析对象，设计了基于 UKF 的位置观测器，充分利用了 UKF 处理非线性系统的优点，并搭建了非线性的电机本体模型和无位置传感器控制系统的整体仿真模型。通过对仿真结果的分析可知，本文建立的无位置传感器控制系统具有较优的调速性能，对转速指令和负载的突变均有较快的响应速度和较强的调节能力；基于 UKF 的位置观测器在低中高速条件下的动态性能好，状态估计的稳态精度较高，充分验证了该基于无迹卡尔曼滤波的无位置传感器控制方法的有效性。

参考文献

- [1] Qiao, G., Liu, G., Shi, Z., Wang, Y., Ma, S. and Lim, T.C. (2018) A Review of Electromechanical Actuators for

- More/All Electric Aircraft Systems. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science*, **232**, 4128-4151. <https://doi.org/10.1177/0954406217749869>
- [2] 吴红星, 嵇恒, 倪天, 寇宝泉. 新型开关磁阻电机发展综述[J]. 微电机, 2011, 44(1): 78-83.
- [3] 刘成良, 李炳初, 凌晓. 开关磁阻电机优化控制——理论、方法及应用[M]. 上海: 上海交通大学出版社, 2020.
- [4] Gan, C., Wu, J., Sun, Q., Kong, W., Li, H. and Hu, Y. (2018) A Review on Machine Topologies and Control Techniques for Low-Noise Switched Reluctance Motors in Electric Vehicle Applications. *IEEE Access*, **6**, 31430-31443. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2018.2837111>
- [5] Li, S., Zhang, S., Habetler, T.G. and Harley, R.G. (2019) Modeling, Design Optimization, and Applications of Switched Reluctance Machines—A Review. *IEEE Transactions on Industry Applications*, **55**, 2660-2681. <https://doi.org/10.1109/TIA.2019.2897965>
- [6] Lyons, J.P., Macminn, S.R. and Preston, M.A. (1991) Flux-Current Methods for SRM Rotor Position Estimation. *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Dearborn, 28 September-4 October 1991, 482-487. <https://doi.org/10.1109/IAS.1991.178199>
- [7] Koblara, T., Sorandaru, C., Musuroi, S. and Svoboda, M. (2010) A Low Voltage Sensorless Switched Reluctance Motor Drive Using Flux Linkage Method. 2010 *12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment*, Brasov, 20-22 May 2010, 665-672. <https://doi.org/10.1109/OPTIM.2010.5510366>
- [8] 李姗姗, 李爱民, 王青, 刘江文. 基于特殊位置检测的开关磁阻电机无位置传感器控制策略[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(12): 12-18.
- [9] 冯创, 颜建虎, 周怡, 宋同月, 应展. 考虑磁饱和特性下特殊位置电感的开关磁阻电机无位置传感器控制[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(10): 1-6.
- [10] 匡斯建, 张小平, 王易华, 刘苹, 张光辉. 考虑磁路饱和的开关磁阻电机无位置传感器控制方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2021, 35(7): 202-209.
- [11] 周丽芳, 许爱德, 李倩妮, 朱景伟. 考虑谐波影响的开关磁阻电机无位置技术研究[J]. 控制理论与应用, 2021, 38(2): 177-186.
- [12] 蔡骏, 邓智泉. 基于相电感综合矢量法的开关磁阻电机初始位置估计[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(12): 145-151+前插 19.
- [13] Kayikci, E., Harke, M.C. and Lorenz, R.D. (2004) Load Invariant Sensorless Control of a SRM Drive Using High Frequency Signal Injection. *39th Annual Meeting of the IEEE-Industry-Applications-Society*, Seattle, 3-7 October 2004, 1632-1637. <https://doi.org/10.1109/IAS.2004.1348689>
- [14] Kayikci, E. and Lorenz, R.D. (2009) Self-Sensing Control of a Four Phase Switched Reluctance Drive Using High Frequency Signal Injection including Saturation Effects. 2009 *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, Miami, 3-6 May 2009, 611-618. <https://doi.org/10.1109/IEMDC.2009.5075269>
- [15] 邵杰, 邓智泉, 胡荣光, 王骋. 基于改进脉冲注入开关磁阻电机无位置传感器技术[J]. 电工技术学报, 2015, 30(21): 147-153.
- [16] 胡荣光, 邓智泉, 蔡骏, 王骋. 基于 PWM 控制的开关磁阻电机中低速无位置传感器控制方法[J]. 航空学报, 2015, 36(7): 2340-2349.
- [17] Ertugrul, N. and Cheok, A. (2000) Indirect Angle Estimation in Switched Reluctance Motor Drives Using Fuzzy Logic Based Motor Model. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **15**, 1029-1044. <https://doi.org/10.1109/63.892817>
- [18] Hudson, C.A., Lobo, N.S. and Krishnan, R. (2008) Sensorless Control of Single Switch-Based Switched Reluctance Motor Drive Using Neural Network. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **55**, 321-329. <https://doi.org/10.1109/TIE.2007.903965>
- [19] de Araujo Porto Henriques, L.O., Rolim, L., Suemitsu, W., Dente, J.A. and Costa Branco, P.J. (2011) Development and Experimental Tests of a Simple Neurofuzzy Learning Sensorless Approach for Switched Reluctance Motors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **26**, 3330-3344. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2129597>
- [20] 李毓洲, 赵克刚. 开关磁阻电机扩展卡尔曼滤波无位置传感器控制的研究[J]. 微电机, 2010, 43(8): 57-60.
- [21] 王学斌, 徐建宏, 张章. 卡尔曼滤波器参数分析与应用方法研究[J]. 计算机应用与软件, 2012, 29(6): 212-215.