

基于模糊自适应扩展卡尔曼滤波器的 异步电动机无速度传感器控制^{*}

杨景明, 王亚超, 杨波, 李明煜

(燕山大学 工业计算机控制工程河北省重点实验室, 河北 秦皇岛 066004)

摘要: 针对传统扩展卡尔曼滤波器(EKF)固定的噪声协方差矩阵在观测感应电动机转速时不能同时满足系统动态和静态下精确估计的问题,提出了一种模糊自适应调整噪声协方差的方法。该方法可以根据状态鉴别器输出状态,经模糊自适应调整噪声协方差矩阵参数,解决了系统在动态和静态时对噪声协方差矩阵中不同参数需求的问题。仿真表明所提模糊自适应 EKF 转速估计精度更高,有效地提高了系统的抗干扰能力。

关键词: 模糊控制; 扩展卡尔曼滤波器; 无速度传感器; 矢量控制

中图分类号: TM 343 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)06-0044-05

Speed Sensorless Control of Asynchronous Motor Based on Fuzzy Adaptive Extended Kalman Filter^{*}

YANG Jingming, WANG Yachao, YANG Bo, LI Mingyu

(Key Lab of Industrial Computer Control Engineering of Hebei Province, Yanshan University,
Qinhuangdao 066004, China)

Abstract: The fixed noise covariance matrix fixed by the traditional extended Kalman filter (EKF) could not accurately satisfy the estimation requirement under dynamic and static conditions when observing the rotational speed of induction motor. Aiming at this problem, a fuzzy adaptive method was proposed. The method could adjust the noise covariance matrix parameters according to the state discriminator output, and solve the problem that the fixed noise covariance matrix could not acquire different parameters in different states at the same time. Simulation showed that the fuzzy adaptive EKF had higher accuracy and improved the anti-interference ability of the system.

Key words: fuzzy control; extended Kalman filter (EKF); speed sensorless; vector control

0 引言

异步电动机具有结构简单、维护方便、价格低廉等优点,在工业中应用广泛。传统矢量控制中的电动机转速信息是通过在异步电动机上安装编码器来实现,高性能的编码器价格较高,增加了系统的成本,同时降低了系统的可靠性。由于无速度传感器的矢量控制技术既可以降低系统成本,还可以在不改变电动机性能的同时估计转速、转

子磁链以及负载转矩信息^[1],逐渐成为国内外学者的研究热点。常见的估计电动机转速的方法有:模型参考自适应(MRAS)、滑模观测器、ANN和扩展卡尔曼滤波器(EKF)等方法。

EKF是一种利用均方差最小的原理且具有反馈校正环节的应用于非线性系统的随机观测器^[2]。较强的抗干扰性和自适应性使其成为众多学者研究的对象。它将电机运动方程作为状态方程,利用泰勒展开式处理非线性模型成为线性化

^{*} 基金项目: 河北省高等学校创新团队领军人才培育计划项目(LJRC013); 河北省自然科学基金项目(F2016203249)

作者简介: 杨景明(1957—),男,博士,教授,研究方向为电机智能控制。

王亚超(1991—),男,硕士研究生,研究方向为交流电机智能控制。

杨波(1994—),女,硕士研究生,研究方向为交流电机智能控制。

的系统模型,然后再使用卡尔曼滤波算法实现对电机转速和磁链的估算^[3]。文献[4]采用EKF建立电机的非线性状态方程,并对电机转子磁链和转速进行估计,获得了良好的效果。文献[5]提出强跟踪有限微分扩展卡尔曼滤波算法,采用多项式近似技术同时引入强跟踪因子来修正状态的协方差矩阵,增强了系统的观测精度。文献[6]采用双扩展卡尔曼滤波的算法对电机等效电阻和励磁互感进行在线辨识,同时对电机的参数发生突变和慢变的情况进行仿真,结果表明该方法可以实现转速的快速追踪。

传统EKF中固定的噪声协方差矩阵不能同时满足系统在静态和动态下对转速的精确估计,且系统的抗干扰能力较弱。本文设计了一种基于模糊自适应EKF,通过观测状态鉴别器鉴别系统所处的状态,控制噪声协方差矩阵中各参数,使其满足动态和静态对转速的精确估计。仿真试验结果表明:所提模糊自适应EKF可以实现转速和转子磁链的精确估计,同时提高了系统的抗干扰能力。

1 EKF 算法

卡尔曼滤波器适用于线性系统,而对于非线性系统常采用EKF的方法,可以利用泰勒展开式处理非线性模型的线性化方法,将非线性的系统线性化,即可将非线性的异步电动机模型运用卡尔曼滤波算法实现对电机转速和磁链的观测^[3,7-8]。

非线性系统的状态方程可以表示为

$$x(k+1) = f[x(k), u(k)] + W(k) \quad (1)$$

式中: $x(k)$ ——状态变量;

$u(k)$ ——控制变量;

$W(k)$ ——系统噪声。

其观测方程可表示为

$$y(k) = h[x(k)] + V(k) \quad (2)$$

式中: $y(k)$ ——观测向量;

$V(k)$ ——测量噪声。

扩展卡尔曼滤波算法的具体步骤如下^[9-10]。

状态估计方程:

$$\hat{x}(k+1|k) = f[\hat{x}(k), u(k)] \quad (3)$$

协方差阵估计:

$$P(k+1|k) = F(k+1)P(k|k)F^T(k+1) + Q \quad (4)$$

卡尔曼增益矩阵:

$$K(k+1) = P(k+1|k)H^T(k+1) \cdot [H(k+1)P(k+1|k)H^T(k+1) + R]^{-1} \quad (5)$$

状态更新:

$$\hat{x}(k+1|k+1) = \hat{x}(k+1|k) + K(k+1) \cdot [y(k+1) - H(k+1)\hat{x}(k+1|k)] \quad (6)$$

误差协方差阵更新:

$$P(k+1|k+1) = [I - K(k+1) \cdot H(k+1)]P(k+1|k) \quad (7)$$

2 三相异步电动机数学模型

异步电动机扩展卡尔曼状态估计数学模型的建立是基于三相异步电机的静止两相正交坐标系($\alpha\beta$ 坐标系)的数学模型,将定子电流 $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$,转子磁链 $\psi_{r\alpha}$ 、 $\psi_{r\beta}$ 和转速 ω_r 作为状态变量;定子电压 $u_{s\alpha}$ 、 $u_{s\beta}$ 作为状态方程的输入量;转子磁链和转速作为状态方程的输出量,并将其进行离散化,可得电动机状态方程表达式^[11]:

$$\begin{cases} x(k+1) = \bar{A}x(k) + \bar{B}u(k) + V(k) \\ y(k) = \bar{C}x(k) + W(k) \end{cases} \quad (8)$$

其中: $x = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \psi_{r\alpha} \ \psi_{r\beta} \ \omega_r \ T_L]^T$;

$y = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta}]^T$; $u = [u_{s\alpha} \ u_{s\beta}]^T$;

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} T_{sr} & 0 & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} T & \frac{W_r L_m}{\sigma L_s L_r} T & 0 & 0 \\ 0 & T_{sr} & -\frac{W_r L_m}{\sigma L_s L_r} T & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} T & 0 & 0 \\ \frac{L_m}{\tau_r} T & 0 & 1 - \frac{T}{\tau_r} & W_r & 0 & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{\tau_r} T & W_r T & 1 - \frac{T}{\tau_r} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

$T_{sr} = 1 - T\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma \tau_r}\right)$; T 为采样周期;

$$\bar{B} = \begin{bmatrix} \frac{T}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{T}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T;$$

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

3 基于模糊自适应 EKF 的异步电动机转速估计

3.1 EKF 转速估计噪声协方差矩阵参数影响

在卡尔曼滤波算法实现中需要先设计 $\mathbf{Q}$ 、 $\mathbf{R}$ 和 $\mathbf{P}(0)$ 的值。设噪声协方差矩阵 $\mathbf{Q}$ 为六阶矩阵,其中两相定子电流采样电路相同,因此其噪声协方差一致, q_1 代表电流噪声, q_2 代表电压噪声, q_3 代表转速噪声, q_4 代表转矩噪声,噪声协方差矩阵 $\mathbf{Q} = \text{diag}\{q_1, q_1, q_2, q_2, q_3, q_4\}$; 矩阵 $\mathbf{R}$ 代表测量噪声的协方差与 $\mathbf{Q}$ 中的电流一致具有相同的测量噪声,故选择 q_1 的对角二阶矩阵, $\mathbf{R} = \text{diag}\{q_1, q_1\}$; $\mathbf{P}(0)$ 的大小只与初值相关, $\mathbf{P}(0)$ 为六阶的单位阵, $\mathbf{P}(0) = \text{diag}\{1, 1, 1, 1, 1, 1\}$ 。

为了研究系统噪声协方差矩阵中的参数对转速估计精度的影响,通过设置不同数量级的参数进行试验,将估计的异步电动机转速波形进行对比,分析各参数对转速估计精度的影响,如图 1 所示^[12]。

经仿真试验对比可知,在动态阶段 q_1 越小,系统的稳态精度越高,但是动态阶段延迟时间较高, q_1 值越大,在动态阶段跟踪越快,但是会出现较大的超调; q_2 值越小,系统动态跟踪越快,但是在稳态阶段波形会产生振荡,不利于系统的精确控制, q_2 值越大,稳态精度越高,但是动态延时时间较长; q_3 值越小,稳态精度越高,动态阶段延时时间较长, q_3 值越大,动态跟踪越快,但是稳态阶段振荡较大; q_4 值与转矩观测精度有关系,因此用转矩的观测值进行对比, q_4 值越小响应越快,但是在初始阶段误差较大,有振荡,稳定后观测精度较高, q_4 值越大,误差越小,越稳定,但是延时时间较长。综上所述,可知固定的噪声协方差矩阵不能同时满足系统在动态和静态的需求。

3.2 模糊自适应 EKF 设计

EKF 可以实现对电机转速估计。针对传统 EKF 具有固定的协方差矩阵,不能满足系统在动态和静态情况下对速度精确辨识的问题,在分析 EKF 算法中的各参数对系统的影响的基础上,设计了一种模糊自适应 EKF,根据判定状态鉴别器鉴别系统处的状态,从而自适应地调整协方差矩阵,满足异步电动机在不同状态对噪声协方差矩阵的需求,实现转速精确估计^[13]。

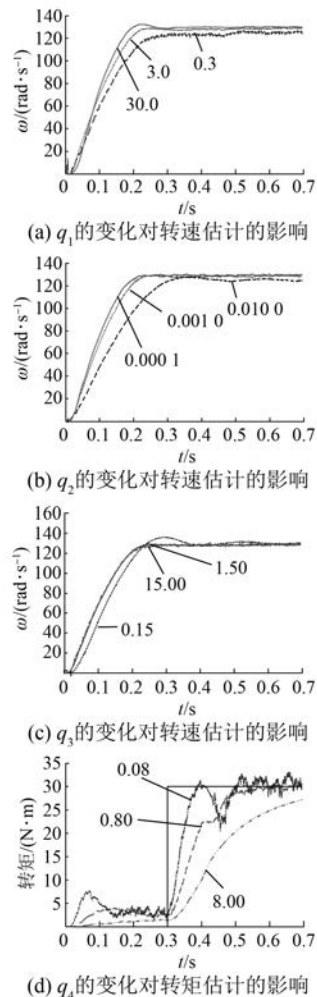


图 1 噪声协方差矩阵参数对系统的影响

3.2.1 状态鉴别

传统电动机状态鉴别器是根据转速的信息和变化量来判断电动机所处状态,但是由于机械惯性的影响,转速的变化有一定的延迟性,并不能及时反映电动机的运行状态。经研究发现转矩电流的变化量能较快且准确地反映系统的运行状态。本文采用转矩电流的误差,即转矩电流的设定量与转矩电流实际值之差 $\Delta i_{st} = |i_{st}^* - i_{st}|$, 以及转矩电流误差的变化量,来鉴定异步电动机的运行状态。当转矩电流变化量超过一定的阈值,则判定异步电动机处于动态运行阶段;若在阈值范围内,则判定电机处于稳定的运行状态^[14]。

3.2.2 模糊控制设计

依据状态鉴别器鉴别出的系统所处状态、转矩电流的误差偏差量 Δi_{st} 以及其变化量作为模糊控制的输入,协方差矩阵中的 4 个参数为模糊控

制器的输出。依据噪声协方差矩阵中各参数对系统影响中的仿真试验分析,不同参数范围对转速、转矩估计在动态和静态的经验值,设计模糊自适应 EKF 用于估计转速和转子磁链。

将每个变量的论域分为 5 个模糊集合:负大(NB)、负小(NS)、零(Z)、正小(PS)、正大(PB),设计输入变量和输出变量的隶属度函数,如图 2 所示。

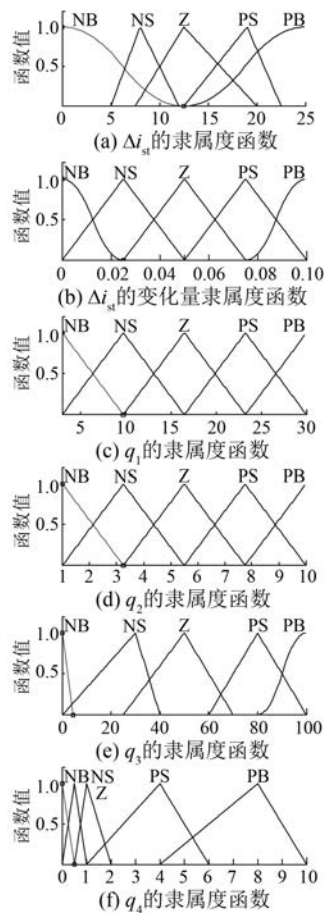


图2 模糊隶属度函数

模糊控制规则的设计是根据转矩电流的误差与转矩电流的变化量和噪声协方差矩阵中的 4 个参数之间的关系,根据模糊控制规则进行模糊推理,再去模糊化完成输出,从而实现改变 EKF 中噪声协方差矩阵中的参数,实现了三相异步电动机的转速精确估计。

4 模糊自适应 EKF 仿真

为了便于分析 EKF 在异步电动机中的应用,通过 MATLAB/Simulink 模块搭建了扩展卡尔曼

滤波的异步电动机矢量控制模型,基于静止坐标系下的数学模型实现对三相异步电动机转速估计^[15]。模糊自适应 EKF 框图如图 3 所示。

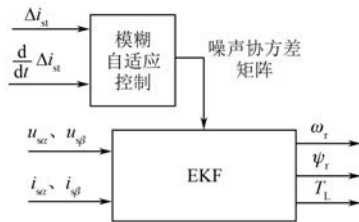


图3 模糊自适应 EKF 框图

仿真用异步电动机参数如表 1 所示。

表 1 仿真用异步电动机参数

参数名称	参数值	参数名称	参数值
额定电压/V	380	转子电阻/ Ω	2.658
额定功率/kW	5.5	定子电感/H	0.294 1
额定频率/Hz	50	转子电感/H	0.294 1
极对数	2	互感/H	0.283 8
定子电阻/ Ω	1.85	转动惯量/ $(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.128 4

在初始时刻空载起动,设定转速为130 rad/s;在 $t=0.5\text{ s}$ 时,将转速降低到 60 rad/s;在 $t=1.0\text{ s}$ 时,将转速升高到 130 rad/s;在 $t=1.5\text{ s}$ 时,突加负载转矩 30 N·m,可得 EKF 和模糊自适应 EKF 估计转速与实际转速如图 4 所示。

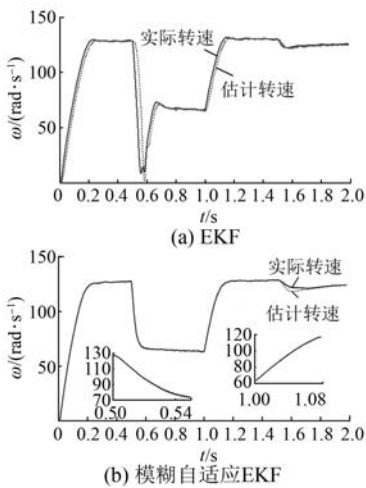


图4 EKF 和模糊自适应 EKF 估计转速与实际转速

由图 4 可以看出,EKF 算法对转速跟踪时间延迟较大,估计转速误差较大,而模糊自适应 EKF 算法则能较快适应突变的系统变化,观测精度较高,有效

地降低了转速估计误差,使系统运行更为稳定。

通过加速、减速和突加负载转矩的方法,观测两种扩展卡尔曼滤波算法对磁链圆的比较可知,EKF 观测的磁链圆发散较大,而模糊自适应 EKF 观测的磁链圆发散较小,较为稳定。

5 结 语

本文提出一种模糊自适应 EKF 算法。仿真表明该算法可以自适应地调节噪声协方差矩阵中各参数的值,以满足系统在不同状态对协方差矩阵中参数的需求。对比 EKF 和模糊自适应 EKF,可得模糊自适应 EKF 更能适应系统的需求,且提高了系统的观测精度和抗干扰能力。

【参考文献】

- [1] 周有为,刘和平,刘述喜.异步电机无速度传感器矢量控制[J].电机与控制应用,2005,32(9): 51.
- [2] 李英强,杨明,龙江,等.基于扩展卡尔曼滤波的永磁同步电机无电流传感器预测控制[J].电机与控制应用,2018,45(1): 107.
- [3] 尹忠刚,李国银,张延庆,等.STEKF 协同残差归一化的感应电机转速辨识方法[J].电工技术学报,2017,32(5): 86.
- [4] 张猛,肖曦,李永东.基于扩展卡尔曼滤波器的永磁同步电机转速和磁链观测器[J].中国电机工程学报,2007,27(36): 36.
- [5] 尹忠刚,肖曦,孙向东,等.基于粒子群优化的感应电机模糊扩展卡尔曼滤波器转速估计方法[J].电工技术学报,2016,31(6): 55.
- [6] 杜茜.基于双扩展卡尔曼滤波的异步电机参数在线辨识[D].西安:西安理工大学,2013.

- [7] 姜红,郎孝宇,杨明,等.基于自适应全阶观测器的永磁同步电机参数辨识策略[J].微电机,2016,49(11): 37.
- [8] 李玲瑞,许鸣珠,高旭东.基于扩展卡尔曼滤波器的电流预测控制[J].电机与控制应用,2017,44(3): 1.
- [9] LAAMARI Y, CHAFAA K, ATHAMENA B. Particle swarm optimization of an extended Kalman filter for speed and rotor flux estimation of an induction motor drive[J].Electrical Engineering,2015,97(2): 129.
- [10] DOUIRI M R, CHERKAOUI M. Learning fuzzy controller and extended Kalman filter for sensorless induction motor robust against resistance variation [J]. Frontiers of Electrical and Electronic Engineering,2012,7(3): 347.
- [11] 丁辉.基于 DSP 的三相交流异步电机矢量控制系统[D].大连:大连理工大学,2007.
- [12] ZHANG Y, YANG H, XIA B. Model-predictive control of induction motor drives: torque control versus flux control[J].IEEE Transactions on Industry Applications,2016,52(5): 4050.
- [13] ZEB K, UDDIN W, HAIDER A, et al. Robust speed regulation of indirect vector control induction motor using fuzzy logic controllers based on optimization algorithms[J].Electrical Engineering,2018,100(2): 787.
- [14] 徐占国,邵诚.基于模糊技术感应电机最大效率控制策略的研究[J].控制与决策,2009,24(5): 743.
- [15] 张海刚,张磊,王步来,等.一种卡尔曼滤波器的永磁同步电机无速度传感器[J].电机与控制应用,2017,44(7): 20.

收稿日期: 2019-01-17

(上接第 7 页)

- [13] 刘颖,周波,冯瑛,等.永磁同步电机低速无传感器控制及位置估计误差补偿[J].电工技术学报,2012,27(11): 38.
- [14] NIJMEIJER H, SCHAFT A V D. Nonlinear Dynamical Control Systems[M]. Berlin: Springer-Verlag, 1990.
- [15] HEDRICK J K, GIRARD A. Control of Nonlinear Dynamic Systems: Theory and Applications [D]. Berkeley: University of California, 2005.
- [16] HENSON M A, SEBORG D E. Critique of exact linearization strategies for process control[J]. Journal of Process Control, 1991, 1(3): 122.
- [17] LEE T S. Input-output linearization and zero-dynamics control of three-phase AC/DC voltage-source converters [J]. IEEE Transactions on Power

Electronics, 2003, 18(1): 11.

- [18] 高扬,杨明,于泳,等.基于扰动观测器的 PMSM 交流伺服系统低速控制[J].中国电机工程学报,2005,25(22): 125.
- [19] WU Z, SHEN Y, PAN T, et al. Feedback linearization control of PMSM based on differential geometry theory [C] // 2010 5th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, 2010: 2047.
- [20] AGHILI F. Optimal feedback linearization control of interior PM synchronous motors subject to time-varying operation conditions minimizing power loss [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(7): 5414.

收稿日期: 2019-01-16