# 复数型扩展卡尔曼滤波算法在感应电机 直接转矩控制系统中的应用

### 潘京辉1节,张维存2

(1. 北京科技大学 自动化学院,北京 100083; 2. 工业过程知识自动化教育部重点实验室,北京 100083)

**摘要**: 针对传统算法中存在的数字信号处理器(DSP)运算速度要求高因而容易产生较大的延迟的问题. 提出一种 复数型扩展卡尔曼滤波观测器(ECKF)对感应电机进行状态估计,将得到的定子磁链和电机转速应用于直接转矩控 制系统中,实现感应电机的无速度传感器控制. 采用感应电机复数模型进行滤波器设计可以简化感应电机状态方程 的维数并有效减少滤波算法计算量. 由于复数型扩展卡尔曼滤波器在实现过程中没有矩阵求逆的运算,并且与常 规扩展卡尔曼滤波器相比具有更低的维数,因此DSP的运算时间得到了有效的降低,提高了滤波器状态估计的快速 性. 仿真和实验结果验证了所提出的复数型扩展卡尔曼滤波器有效性和可行性.

关键词:无速度传感器技术;复数模型;可观性分析;扩展卡尔曼滤波器;直接转矩控制

**引用格式**:潘京辉,张维存.复数型扩展卡尔曼滤波算法在感应电机直接转矩控制系统中的应用.控制理论与应用,2020,37(7):1562-1568

DOI: 10.7641/CTA.2020.90655

# Application of extended complex Kalman filtering algorithm in direct torque control system of induction motor

PAN Jing-hui<sup>1†</sup>, ZHANG Wei-cun<sup>2</sup>

(1. School of Automation, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China;

2. Key Laboratory of Knowledge Automation for Industrial Process Ministry of Education, Beijing 100083, China)

Abstract: In order to solve the problem of high computation speed of digital signal processing (DSP) can generate large delay in traditional algorithms. This paper proposed an extended complex Kalman filter (ECKF) to estimate the state of induction motor, the stator flux and motor speed obtained are applied in the direct torque control system in order to achieve speed sensorless control of induction motor. A complex-valued model for induction motor is adopted that can simplify the observability analysis and reduce the computation complexity of the filtering algorithm simultaneously. The DSP operation time is reduced effectively due to that the ECKF is realized without matrix inversion and has the lower dimensions of the matrices compared with the traditional extended Kalman filter, therefore, the processing time of DSP is reduced effectively and the rapidity of the filter is improved. Simulation and experimental results validate the effectiveness and feasibility of the developed method.

**Key words:** speed sensorless technology; complex-valued model; observability analysis; extended Kalman filter; direct torque control

**Citation:** PAN Jinghui, ZHANG Weicun. Application of extended complex Kalman filtering algorithm in direct torque control system of induction motor. *Control Theory & Applications*, 2020, 37(7): 1562 – 1568

### 1 引言

磁链观测一直是感应电动机控制中的重要部分, 要想获得较高的调速性能,就必须要对电机磁链进行 精确的观测<sup>[1]</sup>.为了获得更加准确的电机状态估计以 提高调速系统的控制性能,各国学者相继提出了许多 状态估计方法,其中比较有代表性的有直接计算法、 模型参考自适应推算法(model reference adaptive system, MRAS)、自适应观测器法以及扩展卡尔曼滤波 器法(extended Kalman filter, EKF)等<sup>[2-6]</sup>. 这3种方法 属于模型确定观测方法,电机参数变化对其观测准确

收稿日期: 2019-08-06; 录用日期: 2020-02-16.

<sup>&</sup>lt;sup>†</sup>通信作者. E-mail: ustb\_pjh@163.com; Tel.: +86 13520606189.

本文责任编委: 陈增强.

国家自然科学基金项目(61164015, 61305132), 江西省自然科学基金项目(20151BAB207043)资助.

Supported by the National Natural Science Foundation of China (61164015, 61305132) and the National Natural Science Foundation of Jiangxi Province (20151BAB207043).

性影响比较大. 扩展卡尔曼滤波器属于随机过程估计 方法, 可以有效的削弱系统噪声和测量噪声的对状态 变量估计的影响, 对电机参数变化的干扰具有很好的 鲁棒性<sup>[7-8]</sup>. 采用扩展卡尔曼滤波器对感应电机进行 状态估计, 能同时给出电机磁链和转速的估计值.

由于交流电动机是一个多变量、强耦合的非线性 系统,对其进行动态系统建模得到的系统状态矩阵也 是一个高阶矩阵[9-11]. 系统的复杂性增加了观测器设 计的难度,而且在观测器进行状态估计时运算量也会 非常大,这样降低了观测器的响应速度,同时也使得 调速系统控制性能大打折扣[12-13].为此,许多学者提 出了使用降维观测器来对系统状态变量进行估计. Francesco Alonge等于1990年提出了变结构降维磁链 观测器<sup>[14]</sup>; 翁海清等于2001年提出了基于H<sub>∞</sub>控制理 论的降维观测器[15]; 武明珠等于2012年提出了基于降 维EKF的转速磁链观测器<sup>[16]</sup>;在2007年Francesco Alonge等提出了降维磁链优化观测器[17],其后又于2014 年提出了基于复数模型的扩展卡尔曼滤波器对模型 进行降维,在感应电机转子磁链估计中使用复数型扩 展卡尔曼滤波器,并将其状态估计值应用于电机矢量 控制系统,取得了比较理想的效果.

复数型扩展卡尔曼滤波器是近年来国外学者提出的比较新颖的概念,通过对控制系统建立复数数学模型,使系统状态矩阵维数得到降低,在理论计算和硬件实现上会带来很大的便捷,有效减少了数字信号处理器(digital signal processor, DSP)的运算时间;而且比起全阶状态观测器,复数型扩展卡尔曼滤波器也能获得准确的状态估计,同时也具有很强的鲁棒性.

本文首次将复数型扩展卡尔曼滤波器应用于感应 电机转速和定子磁链进行估计,采用复数模型进行滤 波器设计有效减少DSP运算量,降低延迟,提高响应 速度,在电机启动和加速时也能具有较高的观测精度. 这些特点改善了感应电机无速度传感器控制系统的 调速性能.本文首先建立了感应电机的复数数学模 型,然后对模型进行离散化并分析了离散化后感应电 机的复数数学模型的可观性,证明了该模型的局部可 观性.基于此,推导得出了感应复数型扩展卡尔曼滤 波器的表达式,并将该滤波算法应用于感应电机直接 转矩控制中;最后通过仿真和实验证明了该方法的有 效性和可行性.

#### 2 感应电机的复数数学模型<sup>[18]</sup>

在两相静止坐标系下, 三相感应电机的状态方程 式可表示为

$$\begin{cases} i_{\mathbf{s}\alpha} = -a_{11}i_{\mathbf{s}\alpha} - \omega_{\mathbf{r}}i_{\mathbf{s}\beta} + a_{12}\psi_{\mathbf{s}\alpha} + \omega_{\mathbf{r}}f_{1}\psi_{\mathbf{s}\beta} + f_{1}u_{\mathbf{s}\alpha}, \\ i_{\mathbf{s}\beta} = \omega_{\mathbf{r}}i_{\mathbf{s}\alpha} - a_{11}i_{\mathbf{s}\beta} - \omega_{\mathbf{r}}f_{1}\psi_{\mathbf{s}\alpha} + a_{12}\psi_{\mathbf{s}\beta} + f_{1}u_{\mathbf{s}\beta}, \\ \dot{\psi}_{\mathbf{s}\alpha} = -a_{21}i_{\mathbf{s}\alpha} + u_{\mathbf{s}\alpha}, \\ \dot{\psi}_{\mathbf{s}\beta} = -a_{21}i_{\mathbf{s}\beta} + u_{\mathbf{s}\beta}, \\ \dot{\omega}_{\mathbf{r}} = f_{2}(i_{\mathbf{s}\beta}\psi_{\mathbf{s}\alpha} - i_{\mathbf{s}\alpha}\psi_{\mathbf{s}\beta}) - f_{3}T_{\mathbf{L}}, \end{cases}$$

式中:  

$$\sigma = 1 - \frac{L_{\rm m}^2}{L_{\rm s}L_{\rm r}}, f_1 = \frac{1}{\sigma L_{\rm s}}, f_2 = \frac{n_{\rm p}^2}{J_{\rm M}}, f_3 = \frac{n_{\rm p}}{J_{\rm M}},$$
  
 $a_{11} = \frac{R_{\rm s}L_{\rm r} + R_{\rm r}L_{\rm s}}{L_{\rm r}}f_1, a_{12} = \frac{L_{\rm r}}{R_{\rm r}}f_1, a_{21} = R_{\rm s},$ 

1563

 $i_{s\alpha}$ 和 $i_{s\beta}$ 是定子电流,  $u_{s\alpha}$ 和 $u_{s\beta}$ 为定子电压,  $\psi_{s\alpha}$ 和 $\psi_{s\beta}$ 是定子磁链.  $R_{s}$ 和 $R_{r}$ 分别是定子电阻和转子电阻,  $\omega_{r}$ 是转子电磁转速,  $L_{sd}$ 和 $L_{rd}$ 分别是定子和转子电感,  $L_{md}$ 为互感,  $n_{p}$ 为电机极对数,  $J_{M}$ 为电机转动惯量,  $T_{L}$ 为负载转矩.

当转速在两个相邻采样时刻间变化很小时,方程 组(1)中的最后一式将等于零,即转速变化率为零,这 种处理方式在卡尔曼滤波器设计的建模过程中被广 泛采用<sup>[8,13,19]</sup>,它所造成的转速估计误差可简单归结 到系统噪声中,电机模型的精度不会受到影响.为建 立感应电机复数数学模型,定义状态变量复数形式 如下:

$$\begin{aligned} x &= (x_1 \ x_2 \ x_3)^{\mathrm{T}} = (i_{\mathrm{s}} \ \psi_{\mathrm{s}} \ \omega_{\mathrm{r}}) = \\ (i_{\mathrm{s}\alpha} + \mathrm{j}i_{\mathrm{s}\beta} \ \psi_{\mathrm{s}\alpha} \ \omega_{\mathrm{r}})^{\mathrm{T}} = \\ (i_{\mathrm{s}\alpha} + \mathrm{j}i_{\mathrm{s}\beta} \ \psi_{\mathrm{s}\alpha} + \mathrm{j}\psi_{\mathrm{s}\beta} \ \omega_{\mathrm{r}})^{\mathrm{T}}, \end{aligned}$$
$$\begin{aligned} u_{\mathrm{s}} &= u_{\mathrm{s}\alpha} + \mathrm{j}u_{\mathrm{s}\beta}, \end{aligned}$$

式中i为虚数单位.

选取定子电流作为输出,定子电压作为输入,状态 方程式(1)变为如下形式:

$$\begin{cases} \dot{x}_{1} = (-a_{11} + jx_{3})x_{1} + (a_{12} - jf_{1}x_{3})x_{2} + f_{1}u_{s}, \\ \dot{x}_{2} = -a_{21}x_{1} + u_{s}, \\ \dot{x}_{3} = 0, \\ y = h(x) = x_{1}. \end{cases}$$
(2)

上式就是三相感应电动机复数模型的状态方程式. 从维数上看,采用复数模型后状态方程式由5维减少 了3维,这对之后的模型可观性分析和滤波器设计带 来了很多方便.

## 3 感应电机的复数数学模型离散化及可观 性分析

#### 3.1 感应电机的复数数学模型离散化

为了设计卡尔曼滤波器并在DSP上实现滤波器功能,需要先对式(2)中的感应电机复数模型进行离散化.取采样周期为T<sub>s</sub>,经过离散化后其状态方程式为

$$\begin{cases} x_1(k+1) = (\bar{a}_{11} + jT_sx_3(k))x_1(k) + \\ (a_{12} - jf_1x_3(k))T_sx_2(k) + \bar{f}_1u_s(k), \\ x_2(k+1) = \bar{a}_{21}x_1(k) + x_2(k) + T_su_s(k), \\ x_3(k+1) = x_3(k), \\ y(k) = h(x(k)) = x_1(k), \end{cases}$$

# 式中: $\bar{a}_{11} = 1 - T_{\rm s}a_{11}, \bar{f}_1 = T_{\rm s}f_1, \bar{a}_{21} = -T_{\rm s}a_{21}.$

## 3.2 感应电机的离散复数模型可观性分析

下面将对第3.1节中得到的离散复数模型进行可 观性分析. 首先令 $x(k+1) = g_k(x(k), u_s(k))$ , 即

$$g_k = \begin{bmatrix} A \\ B \\ C \end{bmatrix}, \tag{4}$$

其中:

$$\begin{split} A &= (\bar{a}_{11} + jT_{s}x_{3}(k))x_{1}(k) + \\ & (a_{12} - jf_{1}x_{3}(k))T_{s}x_{2}(k) + \bar{f}_{1}u_{s}(k), \\ B &= \bar{a}_{21}x_{1}(k) + x_{2}(k) + T_{s}u_{s}(k), \\ C &= x_{3}(k). \end{split}$$

 $q_k$ 在x(k)处的雅克比矩阵为

$$J_{\rm g} = \begin{bmatrix} \bar{a}_{11} + jT_{\rm s}x_3(k) & (a_{12} - jf_1x_3(k))T_{\rm s} \\ \bar{a}_{21} & 1 \\ 0 & 0 \\ jT_{\rm s}(x_1(k) - f_1x_2(k)) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

则可观性矩阵O可表示为[20]

$$O = \begin{bmatrix} dh_1 \\ dh_2 \\ dh_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} o_{11} & o_{12} & o_{13} \\ o_{21} & o_{22} & o_{23} \\ o_{31} & o_{32} & o_{33} \end{bmatrix},$$

其中:

$$dh_1 = \frac{\partial h(x)}{\partial x}|_{x(k)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} o_{11} & o_{12} & o_{13} \end{bmatrix},$$
$$dh_2 = \frac{\partial h(x)}{\partial x}|_{x(k+1)} \cdot \frac{\partial \tilde{g}(x)}{\partial x}|_{x(k)} =$$

$$\begin{bmatrix} \bar{a}_{11} + jT_s x_3(k) & (a_{12} - jf_1 x_3(k))T_s \\ jT_s x_1(k) - f_1 x_2(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} o_{21} & o_{22} & o_{23} \end{bmatrix},$$

$$dh_{3} = \frac{\partial h(x)}{\partial x}|_{x(k+2)} \cdot \frac{\partial \tilde{g}(x)}{\partial x}|_{x(k+1)} \cdot \frac{\partial \tilde{g}(x)}{\partial x}|_{x(k)} = \\ [\bar{a}_{11} + jT_{s}x_{3}(k+1)) \quad (a_{12} - jf_{1}x_{3}(k))T_{s} \\ jT_{s}(x_{1}(k) - f_{1}x_{2}(k))]\frac{\partial \tilde{g}(x)}{\partial x}|_{x(k)} = \\ [o_{21} \quad o_{22} \quad o_{23}].$$

注意到,因为 $\dot{x}_3 = 0$ ,故有 $x_3(k) = x_3(k+1)$ ,据 此条件可以进一步简化推导过程.

$$\begin{split} o_{31} &= o_{21}^2 + \bar{a}_{21} o_{22}, \\ o_{32} &= o_{21} o_{22} + o_{22}, \\ o_{33} &= o_{21} o_{23} + o_{23}', \\ o_{23}' &= \mathbf{j} T_{\mathbf{s}}(x_1(k) - f_1 x_2(k)). \end{split}$$

经过直接计算,可观性矩阵O的行列式值为

$$det(O) = o_{22}o_{33} - o_{23}o_{32} = jT_s^2(a_{12} - jf_1x_3(k))(x_1(k+1) - x_1(k) - (x_2(k+1) - x_2(k))f_1),$$
(5)

式中:由于 $T_{s} > 0$ ,  $a_{12} - jf_{1}x_{3}(k) \neq 0$ ,因此式(3)中的感应电机离散复数模型局部可观性条件为

$$x_1(k+1) - x_1(k) \neq (x_2(k+1) - x_2(k))f_1.$$

注意到式(3)中第2项:

$$x_2(k+1) = \bar{a}_{21}x_1(k) + x_2(k) + T_s u_s(k)$$

整理得

$$x_2(k+1) - x_2(k) = \bar{a}_{21}x_1(k) + T_s u_s(k).$$

显然, x<sub>2</sub>(k)的差分与x<sub>1</sub>(k)差分没有比例关系, 因此式(4)中感应电机离散复数模型局部可观性条件成立, 即式(3)中感应电机离散复数模型局部可观.

#### 4 复数型扩展卡尔曼滤波器设计

前文已证明了感应电机离散复数模型的局部可观 性,这里本文将在感应电机复数模型的基础上,推导 出感应电机复数型扩展卡尔曼滤波器的表达式,以实 现对感应电机转速和定子磁链的估计.

#### 4.1 感应电机离散随机模型

为推导出复数型扩展卡尔曼滤波观测器(extended complex Kalman filter, ECKF)表达式,这里先给出感应电机离散随机模型:

$$\begin{cases} x(k+1) = g_k(x(k), u(k)) + \omega_k, \\ y(k) = h(x(k)) + \nu_k, \end{cases}$$
(6)

其中: g<sub>k</sub>表达式如式(4)所示, ω<sub>k</sub>, ν<sub>k</sub>分别为系统噪声 和输出测量噪声, 二者都是均值为零的高斯白噪声, 且互不相关; 分别用Q, R表示其协方差矩阵.

与普通扩展卡尔曼滤波器设计方法相同,复数型 扩展卡尔曼滤波器设计分为两个步骤:第1个步骤称 为预报阶段,该步骤主要是计算状态预报值和状态误 差协方差矩阵预报值这两个量,得出状态先验估计; 第2个步骤称为更新阶段,在该步骤中将要计算出所 构造的扩展卡尔曼滤波器的增益,进行状态误差协方 差矩阵的更新,还要对所预报的状态值进行更新,得 出状态后验估计.其结构图如图1所示.

#### 4.2 复数型扩展卡尔曼滤波器的表达式

本文设计的ECKF与EKF有相同的结构,但ECKF的状态估计误差协方差矩阵为厄米特矩阵即 $P_k = P_k^{\text{H}}$ .

如图1所示,预报阶段需要根据输入u(k)及当前状态 $\hat{x}(k)$ 对下一采样时刻状态 $\hat{x}(k+1)$ 进行先验估计:

$$\begin{cases} \hat{x}^*(k+1) = g_k(\hat{x}(k), u(k)), \\ P_{k+1}^* = F_k P_k F_k^{\rm H} + Q_k, \end{cases}$$
(7)

式中:

$$F_k = \frac{\partial g_k(x)}{\partial x} \mid_{x = \hat{x}_k},$$

 $\hat{x}^{*}(k+1)$ 是 $\hat{x}(k+1)$ 的先验估计,  $P_{k+1}^{*}$ 为状态估计误差协方差矩阵, 因为滤波器是基于复数模型设计的, 故 $P_{k+1}^{*}$ 是一个厄米特矩阵.



图 1 扩展卡尔曼滤波器结构图

#### Fig. 1 The structure of extended Kalman filter

更新阶段需要根据输出采样y(k),状态先验估计  $\hat{x}^*(k+1)$ 及卡尔曼滤波增益 $L_k$ 对下一采样时刻状态  $\hat{x}(k+1)$ 进行后验估计:

$$\begin{cases} \hat{x}(k) = \hat{x}^*(k) + L_k(y(k) - H_k \hat{x}^*(k)), \\ P_k = P_k^* - L_k H_k P_k^*, \end{cases}$$
(8)

式中:

$$L_{k} = P_{k}^{*}H_{k}^{\mathrm{T}}(H_{k}P_{k}^{*}H_{k}^{\mathrm{T}} + R_{k})^{-1}$$
$$H_{k} = \frac{\partial h(x)}{\partial r} |_{x=\hat{x}_{k}} = [1 \ 0 \ 0].$$

由上述推导过程可以看出,复数型扩展卡尔曼滤波器的表达式是一个由式(7)-(8)组成的递归表达式.

工作开始前要进行滤波器初始化,采样时刻k=0, 状态估计 $\hat{x}(0) = (0 \ 0 \ 0)$ ,初始状态估计误差协方差 矩阵 $P_0 = \text{diag}\{0.1, 0.1, 1\}$ .噪声协方差矩阵Q和R的选定对滤波器的性能至关重要,然而目前并没有统 一的方法来获取这两个参数,多数文献中采用试凑的 方法来得到比较理想的Q和R值. 2000年Bittanti提出 一种先给定R,然后通过试凑得到Q的方法,这种方法 对仅依赖于Q, R比例的系统非常有效<sup>[21]</sup>.本文仿真 过程中采用该方法获得R=1,  $Q=\text{diag}\{1, 10^{-3}, 10\}$ .

滤波器开始工作后,先由式(7)计算得到下一时刻 k=1的系统状态先验估计 $\hat{x}^*(1)$ 和 $P_1^*$ ,然后再由式(8) 计算得到系统状态后验估计 $\hat{x}(1)$ 和 $P_1$ ,这样就完成了 一个步长的系统状态估计.之后滤波器再将新的信息 递归回式(7),进行下一时刻的系统状态估计.

#### 4.3 复数模型减少计算量的分析

本文采用复数模型进行滤波器设计,有效地减少 了滤波算法的计算量,复数模型之所以能降低运算量, 减少运算次数其主要原因总结为如下3点:

1) 滤波器维数降低减少了运算次数,采用复数模型,与EKF相比,ECKF维数从5维降低到了3维,在状态方程求解运算的过程中有效地减少了运算次数;

2) 不包含矩阵求逆运算, 在整个滤波算法实现过 程中, 没有用到矩阵求逆的运算, 相比EKF在求解*L<sub>k</sub>* 的过程中需要进行一个二阶矩阵求逆的运算, ECKF 算法中*L<sub>k</sub>*为一个实数;

3) 输出矩阵*H<sub>k</sub>*中零元素减少,在EKF中输出矩 阵*H<sub>k</sub>*是一个2×5的矩阵,其中有8个零元素,这在运 算过程中带来了很多不必要的计算,占用DSP资源, 而在本文设计的ECKF中*H<sub>k</sub>*为一个1×3的矩阵,有2 个零元素,有效减少了运算量;

基于上述因素,采用复数型扩展卡尔曼滤波器使 感应电机数学模型得到了降维,减少了计算机运算次 数,避免了不必要的计算,使DSP的运算时间得到了 降低,提高了滤波器状态估计的快速性.

#### 5 仿真与实验研究

设计采用MATLAB/Simulink对提出的感应电机 复数型扩展卡尔曼滤波器进行仿真,以验证其有效性 和准确性. 感应电机主要参数:额定电压 $U_{\rm N} = 380$  V, 额定频率 $f_{\rm N} = 50$  Hz,额定转速 $n_{\rm N} = 1440$  r/min,定子 电阻 $R_{\rm s} = 1.405 \Omega$ ,转子电阻 $R_{\rm r} = 1.395 \Omega$ ,定子自感  $L_{\rm sd} = 0.1780$  H,转子自感 $L_{\rm rd} = 0.1780$  H,互感 $L_{\rm md} =$ 0.1722 H,极对数 $n_{\rm p} = 2$ ,转动惯量J = 0.511 kg·m<sup>2</sup>.

在仿真模型中,复数型卡尔曼滤波器先对感应电 机定子磁链和转速进行状态估计,再将得到的估计值 反馈到直接转矩控制系统,形成转速和磁链双闭环控 制,其系统结构如图2所示.



图 2 感应电机直接转矩控制系统结构图

# Fig. 2 The structure of induction motor direct torque control system

进行仿真时,先给定电机转速为600 r/min,定子磁 链幅值给定为1 Wb,到1 s转速平稳后再重新给定转 速为800 r/min,定子磁链幅值不变.仿真时间2 s,仿真 结果如图3-5所示.



图 3 转速估计仿真结果 Fig. 3 Simulation results of rotor speed estimation





从图3可以看出, ECKF估计转速能很好地跟随实际转速变化, 即使在电机启动和加速时也能保持良好的收敛性和准确性; 当电机达到设定转速稳定运行时,转速估计误差就会迅速收敛到零. 图4显示, ECKF对

电机定子磁链的估计误差始终保持在0.04 Wb以下, 满足磁链精度要求. 图5表明定子磁链从仿真开始后 迅速增大到设定值(1 Wb),同时按逆时针方向旋转, 最终形成了磁链圆环.



图 5 ECKF定子磁链估计( $\alpha$ - $\beta$ 轴)



为在MATLAB仿真中计算复数型扩展卡尔曼滤 波器算法和扩展卡尔曼滤波器算法的执行时间,在仿 真用tic和toc监控程序的运行时间,得出扩展卡尔曼滤 波器算法的单次执行时间为6 µs,复数型扩展卡尔曼 滤波器算法的单次执行时间为2 µs,仿真结果验证了 ECKF算法能够有效减少计算量.

同时为了验证的感应电机复数型扩展卡尔曼滤波器的实际可行性,搭建了实验平台进行实物实验,主要包括感应电机及负载、主回路、PC、DSP(TMS3-20F2812)控制板,如图6所示.

电机参数同仿真参数. 实物实验时使电机在与仿 真同样的条件下运行和加速, 实验中用同样的方法整 定得到噪声协方差矩阵 $R=1, Q=\text{diag}\{1, 10^{-4}, 20\}$ . 复数型扩展卡尔曼滤波器通过DSP来实现, 其转速和 定子磁链估计结果直接反馈到转速控制的直接转矩 控制(direct torque control, DTC)模块, 实验结果如图 7–8所示.



(a) 实验平台



(b) 实验平台构成

图 6 实验平台及其构成

Fig. 6 The experiment platform and its components



图 7 感应电机转速响应(实验结果)





图 8 感应电机定子磁链(实验结果)



对比图3(a)和图7可以看出,仿真结果和实验结果 得到的转速变化曲线趋势一致,电机转速能迅速增加 到设定转速,并根据设定值变化进行转速调整.实验 结果图7显示,感应电机转速自调整到仅用了不到0.2 s的时间,验证了DTC控制算法的有效性,同时也表明 了ECKF对转速和定子磁链估计的快速性和准确性, 足以满足DTC控制的实时需求.图8显示,在实验过程 中定子磁链始终收敛于单位圆上,符合定子磁链幅值 的预先设定1Wb.实验结果证明了复数型扩展卡尔曼 滤波器的实际可行性.同时为计算实验中复数型扩展 卡尔曼滤波器算法子程序在DSP中的执行时间,在子 程序运行开始,置一个引脚为高电平,退出子程序时 为低电平,并利用示波器进行观察得到实验中复数型 扩展卡尔曼滤波器算法执行时间约为1.2 µs,同理得 到实验中扩展卡尔曼滤波器算法执行时间约为3 µs, 实验结果说明了ECKF算法能够明显减少DSP的计算 量,验证了该方法的有效性.

### 6 结论

本文提出了一种感应电机复数型扩展卡尔曼滤波器,首次将复数型扩展卡尔曼滤波器应用于感应电机转速和定子磁链进行估计.经理论推导及仿真和实验验证得出以下结论:

 1)复数形式的感应电机离散数学模型具有局部 可观性,满足滤波器设计条件;

2) 采用复数模型进行滤波器设计可以有效减少 DSP运算量,降低延迟,提高响应速度,在电机启动和 加速时也能具有较高的观测精度.这些特点改善了感 应电机无速度传感器控制系统的调速性能;

3) 仿真和实验结果表明,本文提出的感应电机复数型扩展卡尔曼滤波器对转速和定子磁链估计具有较高准确性和快速性,足以满足DTC控制的实时需求. 实物实验验证了感应电机复数型扩展卡尔曼滤波器的有效性和可行性.

#### 参考文献:

 SHI Hongyu, FENG Yong. High-order terminal sliding mode flux observer for induction motors. *Acta Automatica Sinica*, 2012, 38(2): 288 – 294.

(史宏宇, 冯勇. 感应电机高阶终端滑模磁链观测器的研究. 自动化 学报, 2012, 38(2): 288 – 294.)

- [2] JAHNS T M, BLASKO V. Recent advances in power electronics technology for industrial and traction machine drives. *Proceedings of the IEEE*, 2001, 89(6): 963 – 975.
- [3] WANG Bingyuan, FENG Hui. Stator-current-based on MRAS estimator for induction motors. *Electric Machines and Control*, 2013, 17(9): 48 56.
  (王丙元, 冯辉. 基于定子电流的模型参考自适应感应电机转速估计.电机与控制学报, 2013, 17(9): 48 56.)
- [4] FAN Panguo, YANG Geng. Adaptive speed observer for speed sensorless control of induction motor. *Electric Machines and Control*, 2008, 12(6): 621-628.
  (范蟠果,杨耕. 感应电机无速度传感器控制自适应速度观测器. 电机与控制学报, 2008, 12(6): 621-628.)
- [5] HUANG Zhiwu, GUI Weihua, NIAN Xiaohong, et al. Adaptive observer based sensorless speed control of induction motors. *Control Theory & Applications*, 2007, 24(6): 913 – 918.

(黄志武,桂卫华,年晓红,等.基于自适应观测器的无速度传感器感应电机控制.控制理论与应用,2007,24(6):913-918.)

- [6] ZHU Wei, CHEN Boshi. A novel closed loop series dual model speed and flux observer for induction motor. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 1997, 12(5): 17 – 20.
  (竺伟,陈伯时. 一种新型的闭环串联双模型异步电机转速、磁链观测器. 电工技术学报, 1997, 12(5): 17 – 20.)
- [7] LUO Derong, ZOU Yongbo, HUANG Shoudao, et al. Direct torque control method of permanent magnet synchronous motor. *Control Theory & Applications*, 2015, 32(2): 210-216.
  (罗德荣, 邹勇波, 黄守道, 等. 对转永磁同步电机直接转矩控制方法. 控制理论与应用, 2015, 32(2): 210-216.)
- [8] LIU Yingpei, WAN Jianru, LIANG Pengfei. Direct torque control for permanent magnet synchronous motor drive based on extended Kalman filter and space vector modulation. *Proceedings of the CSEE*, 2009, 29(27): 67 – 74.
  (刘英培, 万健如, 梁鹏飞. 基于扩展卡尔曼滤波器和空间电压矢量 调制的永磁同步电机直接转矩控制. 中国电机工程学报, 2009, 29(27): 67 – 74.)
- [9] YIN Zhonggang, ZHAO Chang, ZHONG Yanru, et al. A speed estimation method of induction motors using the robust extended Kalman filter. *Proceedings of the CSEE*, 2012, 32(18): 152 159.
  (尹忠刚,赵昌, 钟彦儒,等. 采用抗差扩展卡尔曼滤波器的感应电机 转速估计方法. 中国电机工程学报, 2012, 32(18): 152 159.)
- [10] YANG Ming, DONG Chen, WANG Songyan, et al. Linear extended state observer based on finite-time output feedback. *Acta Automatica Sinica*, 2015, 41(1): 59 66.
  (杨明, 董晨, 王松艳, 等. 基于有限时间输出反馈的线性扩张状态观测器. 自动化学报, 2015, 41(1): 59 66.)
- [11] CHEN Liang, BI Tianshu, LI Jinsong, et al. Dynamic state estimator for synchronous machines based on cubature Kalman filter. *Proceedings of the CSEE*, 2014, 34(16): 2706 – 2713.
  (陈亮,毕天妹,李劲松,等. 基于容积卡尔曼滤波的发电机动态状态 估计. 中国电机工程学报, 2014, 34(16): 2706 – 2713.)
- [12] LEITE A V, ARAUJO R E, FREITAS D. Full and reduce order extended Kalman filter for speed estimation in induction motor drives: A comparative study. *Power Electronics Specialists Conference*. Achen, Germany: IEEE, 2004: 2293 – 2299.
- [13] KONG Xiaobing, LIU Xiangjie. Efficient nonlinear model predictive control for permanent magnet synchronous motor. *Acta Automatica Sinica*, 2014, 40(9): 1958 1966.
  (孔小兵,刘向杰. 永磁同步电机高效非线性模型预测控制. 自动化 学报, 2014, 40(9): 1958 1966.)

- [14] CHEN Zhen, LIU Xiangdong, JIN Yongqiang, et al. Direct torque control of permanent magnet synchronous motors based on extended Kalman filter observer of flux linkage. *Proceedings of the CSEE*, 2008, 28(33): 75 81.
  (陈振,刘向东,靳永强,等. 采用扩展卡尔曼滤波磁链观测器的永磁 同步电机直接转矩控制. 中国电机工程学报, 2008, 28(33): 75 81.)
- [15] ALONGE F, D'IPPOLITO F. Extended Kalman filter for sensorless control of induction motors. 2010 First Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED). Padova, Italy: IEEE, 2010: 107 – 113.
- [16] WU Mingzhu, LI Hong, WANG Lei, et al. Speed and flux linkage observer for PMSM based on reduced-order EKF. *Measurement and Control Technology*, 2012, 31(8): 59 62.
  (武明珠,李宏,王磊,等.基于降阶EKF的永磁同步电机转速和磁链观测器.测控技术, 2012, 31(8): 59 62.)
- [17] ALONGE F, D'IPPOLITO F. Sensorless control of induction-motor drive based on robust Kalman filter and adaptive speed estimation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(3): 1444 – 1453.
- [18] ZHANG Meng, XIAO Xi, LI Yongdong. Speed and flux linkage observer for permanent magnet synchronous motor based on EKF. *Proceedings of the CSEE*, 2008, 27(36): 36 40.
  (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. 中国电机工程学报, 2008, 27(36): 36 40.)
- [19] DE WIT, YOUSSEF A. Observability conditions of induction motors at low frequencies. *Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decisions and Control.* Sydney: IEEE, 2000: 2044 – 2049.
- [20] BITTANTI S, SAVARESI S M. On the parametrization and design of an extended Kalman filter frequency tracker. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2000, 45(9): 1718 – 1724.
- [21] PAN Yuedou, CHEN Hu. Research on high gain technique based online fluxes estimation for IMs. *Control and Decision*, 2014, 29(8): 1495 – 1500.
  (潘月斗, 陈虎. 基于高增益观测技术的高精度感应电机磁链观测器 研究. 控制与决策, 2014, 29(8): 1495 – 1500.)
- 作者简介:

**潘京辉**博士研究生,目前研究方向为交流异步电机控制理论及应用、复杂系统建模,E-mail: ustb\_pjh@163.com;

张维存 教授,博士,目前研究方向为自适应控制系统的稳定

性、收敛性分析及设计方法, E-mail: weicunzhang@ustb.edu.cn.