

一种感应电机的状态变量及关键参数在线观测方法

潘月斗[†], 郭 凯, 陈 虎

(北京科技大学 自动化学院, 北京 100083)

摘要: 针对感应电机定转子电阻、磁链、负载力矩等关键参数在电动机运行过程中会产生较大变化, 对其精确控制产生不利的影响, 提出一种在线观测方法, 将感应电机强耦合系统数学模型通过非线性微分同胚变换转化为非线性规范型, 并设计一种高增益观测器(HGO). 该观测方法不要求系统能观, 而且鲁棒性好, 计算量小, 通过对观测器增益参数的调节能够使观测误差达到任意精度. 仿真及实验结果表明, 所设计的观测器具有更高的观测精度, 并且具有较强的鲁棒性.

关键词: 感应电机; 状态观测器; 微分同胚变换; 非线性; 鲁棒性

中图分类号: TM346

文献标志码: A

An online observation method of state variables and key parameters for induction motors

PAN Yue-dou[†], GUO Kai, CHEN Hu

(School of Automation, University of Science & Technology Beijing, Beijing 100083, China)

Abstract: The rotor and stator resistance, flux and load torque are easily affected during the operation of induction motor(IM), which goes against its high precision control, an online observation method is proposed. The mathematical model of IM is transformed to the standard nonlinear norm by differential homeomorphism transformation, and then a high gain observer(HGO) is designed, which does not require the system observable. The observation error can achieve any accuracy by adjusting of the gain of the observer. Simulation and experimental results show that the proposed method can achieve much higher accuracy and possess strong robustness to disturbance.

Keywords: induction motor; state observer; differential homeomorphism transformation; nonlinear; robustness

0 引 言

感应电机的高性能控制需要实时获取电动机参数和内部状态变量, 然而电机参数在运行过程中会受到环境干扰, 随着时间推移将发生改变, 从而造成电机参数不匹配. 文献[1]指出, 温度会造成转子电阻变化量增加 100%, 这将对控制算法的设计产生极为不利的影响. 此外, 由感应电机的非线性数学模型可知, 控制律还对负载转矩、磁链等变量有较强的依赖性^[2]. 对于内部状态变量的获取, 安装物理传感器会增加成本、影响系统稳定性、增加电磁扰动的敏感性^[3-4]. 另外, 由于定子绕组的欧姆损耗, 定子电阻的变化会强烈地影响定子电流, 这将会造成矢量控制在低速控制时失效. 为此, 观测器的方法得到广泛的应用^[5-14]. 国内外学者做了许多相关的研究, 提高了

感应电机的控制性能, 其中控制方法主要分为如下几种: 龙伯格观测器方法^[5]、预测控制^[6]、自适应方法^[7-9]、Kalman 滤波方法^[10-12] 及采用神经网络的逆系统方法^[13-14] 等. 文献[4]提出了一种自适应滑模转子磁链观测器, 通过设计辅助滑模面, 使得其对电机转子电阻变化以及外部扰动具有良好的鲁棒性, 在一定程度上降低了感应电机低速稳态运行时的转矩脉动. 文献[9]为改善磁链观测的准确性, 基于自适应控制理论, 提出了一种新型的变结构模型参考自适应观测器, 以适应系统的参数变化. 文献[10]应用扩展卡尔曼滤波器来观测永磁电机的磁链, 结合模型参考自适应系统方法估计转子位置和转速, 避免了因电机的低阶状态方程而引起的辨识问题, 取得了一定的效果. 文献[11]和文献[12]研究了鲁棒卡尔曼滤波器,

收稿日期: 2016-01-08; 修回日期: 2016-03-28.

基金项目: 国家自然科学基金重点项目(51331002); 北京市重点学科共建项目(XK100080537).

作者简介: 潘月斗(1966—), 男, 副教授, 从事交流电动机智能控制、高速高精交流电动机驱动系统的计算机数字控制等研究; 郭凯(1992—), 男, 硕士生, 从事异步电机的时滞非线性系统高精度控制的研究.

[†]通讯作者. E-mail: ydpan@ustb.edu.cn

并与卡尔曼滤波器在干扰存在时的转速及磁链变化作了比较,指出扩展卡尔曼滤波器(REKF)可以加速收敛过程.文献[13]利用感应电机非线性模型,用自回归滑动平均方法对系统进行辨识,解决了电机运行过程中的负载力矩波动问题.文献[14]提出了一种感应电机新型逆系统模型,通过分解感应电机输入空间为单个子空间,然后采用神经网络方法进行训练,利用训练结果进行控制,使得系统具备较强的鲁棒性.

无传感器控制将是感应电机发展的一个方向,观测器的运用在节约成本、减小体积及提高精度等方面起着十分重要的作用^[15].现有文献所采用的方法存在诸多弊端,比如滑模变结构易存在“抖振”现象,并且控制律随滑模面的选取不同而不同,这会给设计带来困难.卡尔曼滤波器方法适用于线性系统,对感应电机模型还需要采取线性化的方法,同时该方法所设计的控制律十分复杂,其高精度实时性难以保证.

考虑到感应电机为高阶强耦合、非线性系统数学模型的特点,文献[16]针对一致可测非线性系统提出了一种近似高增益观测方法.文献[17]提出了一种互联高增益观测器,以此来估计感应电机的磁链,进一步分析可以得到电机的电磁角速度及负载转矩,这种方法的最大优点在于不要求电机状态能观,在低频段可以克服观测器的缺陷.上述观测器是Luenberger观测器的一种特例,其设计过程都是通过把非线性系统分解为线性时不变和非线性两部分,通过对线性时不变系统设计较大的增益矩阵来补偿非线性系统产生的误差,进一步对非线性系统的动态过程进行收敛控制,保证系统的稳定性.这种观测器的衰减指数可以人为设计,理论上可以达到任意精度.由于这种方法在形式及实现方面较简单,在实际应用领域迅速得到了发展,取得了不错的控制效果.本文在文献[18]的基础上,通过坐标变换及非线性微分同胚变换,将感应电机系统数学模型转换为标准规范型,然后设计了两级高增益观测器.其中第1级用来在线观测电机定子和转子电阻以及难以直接测量的状态变量(转子磁链的幅值);第2级在第1级观测结果的基础上,对感应电机的负载转矩进行观测.两级的观测值参与控制律的计算. Matlab 仿真表明,采用两级高增益观测器能够快速、准确地估计转子磁链及负载转矩,估计的准确度可以通过增益参数的调整来实现,从而减小转矩脉动,为异步电机的稳定运行提供保证.

1 感应电机数学模型及HGO原理

1.1 感应电机数学模型

忽略感应电机磁路的非线性特性以及铁损的影响,在 $\alpha\beta$ 静止坐标系下,感应电机的状态方程^[19]为

$$\begin{cases} \dot{i}_{\alpha s} = \theta_1 \varphi_{\alpha r} + \theta_2 \omega \varphi_{\beta r} - \theta_3 i_{\alpha s} + \theta_4 u_{\alpha s}, \\ \dot{i}_{\beta s} = \theta_1 \varphi_{\beta r} - \theta_2 \omega \varphi_{\alpha r} - \theta_3 i_{\beta s} + \theta_4 u_{\beta s}, \\ \dot{\varphi}_{\alpha r} = -\theta_5 \varphi_{\alpha r} - \theta_6 \omega \varphi_{\beta r} + \theta_7 i_{\alpha s}, \\ \dot{\varphi}_{\beta r} = -\theta_5 \varphi_{\beta r} + \theta_6 \omega \varphi_{\alpha r} + \theta_7 i_{\beta s}, \\ \dot{\omega} = \theta_8 (\varphi_{\alpha r} i_{\beta s} - \varphi_{\beta r} i_{\alpha s}) - \theta_9 T_L. \end{cases} \quad (1)$$

其中

$$\begin{aligned} \theta_1 &= \frac{MR_r}{L_s L_r^2 - M^2 L_r}, \quad \theta_2 = \frac{M n_p}{L_s L_r - M^2}, \\ \theta_3 &= \frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{L_s L_r^2 - M^2 L_r}, \quad \theta_4 = \frac{L_r}{L_s L_r - M^2}, \\ \theta_5 &= \frac{R_r}{L_r}, \quad \theta_6 = n_p, \quad \theta_7 = \frac{MR_r}{L_r}, \\ \theta_8 &= \frac{3M n_p}{2J L_r}, \quad \theta_9 = \frac{1}{J}; \end{aligned}$$

$i_{\alpha s}$ 和 $i_{\beta s}$, $\varphi_{\alpha r}$ 和 $\varphi_{\beta r}$, $u_{\alpha s}$ 和 $u_{\beta s}$ 分别为 $\alpha\beta$ 坐标系下的定子电流,转子磁链以及定子电压; R_r 和 R_s 分别为转子和定子相电阻; L_r 和 L_s 分别为转子和定子每相绕组的自感; M 为互感系数; n_p 为极对数; T_L 为负载转矩; J 为转动惯量.

1.2 非线性系统HGO设计

假设多输入多输出系统(MIMO)的数学模型如下:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(u, x) + \varepsilon, \\ y = \bar{C}x = x^1. \end{cases} \quad (2)$$

其中:状态变量 $x \in R^n$ 且 $x^k \in R^{n_k}$, $k = 1, 2, \dots, q$, $n_1 \geq n_2 \geq \dots \geq n_q$, $\sum_{k=1}^q n_k = n$, 输入 $u \in R^m$, 输出 $y \in R^{n_1}$,

$$x = \begin{bmatrix} x^1 \\ x^2 \\ \vdots \\ x^q \end{bmatrix}, \quad f(u, x) = \begin{bmatrix} f^1(u, x^1, x^2) \\ f^2(u, x^1, x^2, x^3) \\ \vdots \\ f^{q-1}(u, x) \\ f^q(u, x) \end{bmatrix},$$

$$\varepsilon = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \varepsilon^{q-1} \\ \varepsilon^q \end{bmatrix}, \quad \bar{C} = [I_{n_1}, 0_{n_1 \times n_2}, \dots, 0_{n_1 \times n_q}],$$

且 I_{n_1} 为 $n_1 \times n_1$ 维单位矩阵, $0_{n_1 \times n_j}$ 为 $n_1 \times n_j$ 维零矩阵, $j \in \{2, \dots, q-1\}$ ($\varepsilon^k \in R^{n_k}, k \in \{q-1, q\}$), 每个 ε^k 都是依赖于 x, u 和特定参数的有界实值函数. 为系统(1)设计状态观测器需要一些基本假设如下.

假设1 每个函数 $f^k(u, x) (k = 1, 2, \dots, q-1)$ 满足: $\forall x \in R^n$, 有 $\text{rank}\left(\frac{\partial f^k}{\partial x^{k+1}}(u, x)\right) = n_{k+1}$, 且 $\exists \alpha, \beta > 0$, 使得对所有 $k = \{1, 2, \dots, q-1\}, \forall x \in R^n$, 都有

$$\alpha^2 I_{n_{k+1}} \leq \left(\frac{\partial f^k}{\partial x^{k+1}}(u, x)\right)^T \frac{\partial f^k}{\partial x^{k+1}}(u, x) \leq \beta^2 I_{n_{k+1}},$$

其中 $I_{n_{k+1}}$ 为 $(n_{k+1}) \times (n_{k+1})$ 维单位矩阵.

假设2 对于 $1 \leq k \leq q-1$, 映射 $x^{k+1} \mapsto f^k(u, x^1, \dots, x^k, x^{k+1})$ 是从 $R^{n_{k+1}}$ 到 R^{n_k} 上的一一映射.

假设3 函数 ε^k 对 $\delta > 0$ 一致有界. 本文选取文献[20]中的观测器形式, 即

$$\dot{\hat{x}} = f(u, \hat{x}) - \theta \Lambda^+(u, \hat{x}) \Delta_\theta^{-1} S^{-1} C^T \bar{C} \hat{x}. \quad (3)$$

其中: $\Lambda^+(u, x)$ 为分块对角矩阵 $\Lambda(u, x)$ 的左逆, 且

$$\Lambda(\hat{x}) = \text{diag}\left(I_{n_1}, \frac{\partial f^1(u, x^{1:2})}{\partial x^2}, \dots, \prod_{k=1}^{q-1} \frac{\partial f^k(u, x)}{\partial x^{k+1}}\right); \quad (4)$$

$\Delta_\theta = \text{diag}\left(I_{n_1}, \frac{1}{\theta} I_{n_1}, \dots, \frac{1}{\theta^{q-1}} I_{n_1}\right), \theta > 0$ 为一个仅由观测器设计决定的实数; S 为下式所代表的方程的正解:

$$S + \alpha^T S + S \alpha - C^T C = 0, \quad (5)$$

且 $C = [I_{n_1}, 0_{n_1}, \dots, 0_{n_1}], \alpha = \begin{bmatrix} 0 & \bar{A} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \bar{A} = \text{diag}(I_{n_1}, \dots, I_{n_1}) \in R^{n_1(q-1)}; \hat{x} = [\hat{x}^1, \hat{x}^2, \dots, \hat{x}^q]^T \in R^n$ 为状态变量的估计值且 $\hat{x}^k \in R^{n_k}, k = 1, 2, \dots, q; u$ 为系统(2)的输入; $\hat{x} = \hat{x} - x$ 为观测误差, x 为系统(2)的未知状态变量.

2 感应电机两级高增益观测器设计

将高增益观测器引入感应电机的磁链观测器的设计中. 为了设计高增益观测器, 需要将系统(1)转换为式(2)所示的表达形式, 为此引入非线性微分同胚变换^[21]

$$\begin{cases} z_1^1 = i_{\alpha s}, \\ z_2^1 = i_{\beta s}, \\ z_1^2 = \frac{\theta_2}{\theta_6} (\theta_5 \phi_{\alpha r} + \theta_6 \omega \phi_{\beta r} - \theta_7 i_{\alpha s}) - \theta_{10} i_{\alpha s}, \\ z_2^2 = \frac{\theta_2}{\theta_6} (\theta_5 \phi_{\alpha r} - \theta_6 \omega \phi_{\alpha r} - \theta_7 i_{\beta s}) - \theta_{10} i_{\beta s}, \\ z_1^3 = \theta_{11}, \\ z_2^3 = \theta_5. \end{cases} \quad (6)$$

其中

$$\theta_{10} = \frac{(M^2 R_r - M R_r + L_r^2 R_s)}{(L_s L_r^2 - M^2 L_r)},$$

$$\theta_{11} = \int \varphi_{\beta r} \omega dt.$$

应用上述变换可将系统(1)转换为

$$\begin{cases} \dot{z}_1^1 = z_1^2 + \theta_4 u_{\alpha s}, \\ \dot{z}_2^1 = z_2^2 + \theta_4 u_{\beta s}, \\ \dot{z}_1^2 = -\theta_{10}(z_1^1 + \theta_5 z_1^1 + \theta_6 \omega z_2^1) - \frac{\theta_2 \theta_7}{\theta_6} z_1^1 - (\theta_5 z_1^2 + \theta_6 \omega z_2^2) + \varepsilon_1, \\ \dot{z}_2^2 = -\theta_{10}(z_2^1 + \theta_5 z_2^1 - \theta_6 \omega z_1^1) - \frac{\theta_2 \theta_7}{\theta_6} z_2^1 - (\theta_5 z_2^2 - \theta_6 \omega z_1^2) + \varepsilon_2, \\ \dot{z}_1^3 = \varepsilon_1, \\ \dot{z}_2^3 = \varepsilon_2. \end{cases} \quad (7)$$

其中: $\varepsilon = (\varepsilon_1, \varepsilon_2) = -\dot{\omega} J_2 (\phi_{\alpha r}, \phi_{\beta r})^T$, 被视为一个未知有界实值函数; $J_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$, 在文献[19]中此项可以忽略, 此处 ε 的存在对观测器的两级增益 λ_1 和 λ_2 任意选择后的收敛性影响亦可以忽略. 系统(7)为系统(2)的形式, 此时利用式(3)得到系统(7)的HGO如下:

$$\begin{cases} \dot{\hat{z}}_1^1 = \hat{z}_1^2 + \theta_4 u_{\alpha s} - 3\lambda_1 \hat{z}_1^1, \\ \dot{\hat{z}}_2^1 = \hat{z}_2^2 + \theta_4 u_{\beta s} - 3\lambda_1 \hat{z}_2^1, \\ \dot{\hat{z}}_1^2 = -\left(\theta_{10} \hat{z}_1^3 + \frac{\theta_2 \theta_7}{\theta_5 \theta_6} \hat{z}_2^3\right) - \hat{z}_1^1 - \theta_{10} \hat{z}_1^1 \hat{z}_1^3 \hat{z}_2^3 - \theta_6 \theta_{10} \omega \hat{z}_2^1 \hat{z}_1^3 - \hat{z}_1^2 \hat{z}_1^3 - \theta_6 \omega \hat{z}_2^2 - 3(\lambda_1)^2 \hat{z}_1^1, \\ \dot{\hat{z}}_2^2 = -\left(\theta_{10} \hat{z}_1^3 + \frac{\theta_2 \theta_7}{\theta_5 \theta_6} \hat{z}_2^3\right) \hat{z}_2^1 - \theta_{10} \hat{z}_2^1 \hat{z}_1^3 \hat{z}_2^3 + \theta_6 \theta_{10} \omega \hat{z}_1^1 \hat{z}_1^3 - \hat{z}_2^2 \hat{z}_2^3 + \theta_6 \omega \hat{z}_1^2 - 3(\lambda_1)^2 \hat{z}_2^1, \\ (\hat{z}_1^3, \hat{z}_2^3)^T = -(\lambda_1)^3 \Lambda^{-1} (\hat{z}_1^1, \hat{z}_2^1)^T. \end{cases} \quad (8)$$

其中: λ_1 为HGO的增益, 而

$$\Lambda = \begin{bmatrix} -\theta_{10}(\hat{z}_1^1 + \theta_6 \omega \hat{z}_1^1 + \hat{z}_1^1 \hat{z}_2^3) \\ -\frac{\theta_2 \theta_7}{\theta_5 \theta_6} \hat{z}_1^1 - \hat{z}_1^2 - \theta_{12} \hat{z}_1^1 \hat{z}_1^3 \\ -\theta_{10}(\hat{z}_2^1 - \theta_6 \omega \hat{z}_1^1 + \hat{z}_2^1 + \hat{z}_2^3) \\ -\frac{\theta_2 \theta_7}{\theta_5 \theta_6} \hat{z}_2^1 - \hat{z}_2^2 - \theta_{10} \hat{z}_2^1 \hat{z}_1^3 \end{bmatrix}.$$

由式(6)进行反变换推得磁链及定转子电阻的估计值如下:

$$\left\{ \begin{aligned} \hat{\phi}_{\alpha r} &= \left(\hat{z}_2^3 \left(\frac{\theta_6}{\theta_2} \hat{z}_1^2 + \theta_{10} \hat{z}_1^1 \hat{z}_1^3 + \frac{\theta_7}{\theta_5} \hat{z}_1^1 \hat{z}_2^3 \right) - \right. \\ &\quad \left. \theta_6 \omega \left(\frac{\theta_6}{\theta_2} \hat{z}_2^2 + \theta_{12} \hat{z}_2^1 \hat{z}_1^3 + \frac{\theta_7}{\theta_5} \hat{z}_2^1 \hat{z}_2^3 \right) \right) / \\ &\quad \left((\hat{z}_2^3)^2 + (\theta_6 \omega)^2 \right), \\ \hat{\phi}_{\beta r} &= \left(\hat{z}_2^3 \left(\frac{\theta_6}{\theta_2} \hat{z}_2^2 + \theta_{10} \hat{z}_2^1 \hat{z}_1^3 + \frac{\theta_7}{\theta_5} \hat{z}_2^1 \hat{z}_2^3 \right) + \right. \\ &\quad \left. \theta_6 \omega \left(\frac{\theta_6}{\theta_2} \hat{z}_1^2 + \theta_{10} \hat{z}_1^1 \hat{z}_1^3 + \frac{\theta_7}{\theta_5} \hat{z}_1^1 \hat{z}_2^3 \right) \right) / \\ &\quad \left((\hat{z}_2^3)^2 + (\theta_6 \omega)^2 \right), \\ \hat{R}_r &= L_r \hat{\alpha}_r = L_r \hat{z}_2^3, \\ \hat{R}_s &= L_s \hat{\alpha}_s = L_r \hat{z}_1^3. \end{aligned} \right. \quad (9)$$

此时,利用转子磁链及转子电阻的估计值可以得到负载转矩及其导数的估计值,即

$$\left\{ \begin{aligned} \hat{\omega} &= \theta_9 \hat{T}_L + \theta_8 (\hat{z}_1^1 \hat{z}_2^1)^T J_2 (\hat{z}_2^3 I - \theta_6 J_2 \hat{\omega})^{-1} (\hat{z}_1^2 \hat{z}_2^2) - \\ &\quad 3\lambda_2 (\hat{\omega} - \omega), \\ \hat{T}_L &= \hat{T}_{Lp} + 3(\lambda_2)^2 J (\hat{\omega} - \omega), \\ \hat{T}_{Lp} &= (\lambda_2)^3 J (\hat{\omega} - \omega). \end{aligned} \right. \quad (10)$$

其中: λ_2 为观测器增益, I 为单位矩阵, \hat{T}_L 和 \hat{T}_{Lp} 分别为负载转矩和其导数的估计值.

综上,由两级高增益观测器得到了电机定转子电阻参数和状态变量的估计值,此外也得到了负载转矩的估计值,如式(10)和(11)所示.

3 稳定性分析

对于系统(2),选择坐标变换 $\Phi: R^n \mapsto R^{n+q}$, 有

$$x = \begin{bmatrix} x^1 \\ x^2 \\ \vdots \\ x^q \end{bmatrix} \mapsto z = \begin{bmatrix} z^1 \\ z^2 \\ \vdots \\ z^q \end{bmatrix} = \Phi(u, x) = \begin{bmatrix} x^1 \\ f^1(u, x^1, x^2) \\ \frac{\partial f^1}{\partial x^2}(u, x^1, x^2) f^2(u, x^1, x^2, x^3) \\ \vdots \\ \left(\prod_{k=1}^{q-2} \frac{\partial f^k}{\partial x^{k+1}}(u, x) \right) f^{q-1}(u, x) \end{bmatrix}. \quad (12)$$

可将系统(2)转换成如下形式:

$$\begin{cases} \dot{z} = \alpha z + \phi(u, z) + \frac{\partial \Phi}{\partial x} \varepsilon, \\ y = Cz = z^1, \end{cases} \quad (13)$$

其中 $\phi(u, z)$ 为三角形结构.

考虑系统(13)的HGO观测器如下:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{z}} &= \alpha \hat{z} + \phi(u, \hat{z}) - \theta \Delta_\theta^{-1} S^{-1} C^T \hat{z}^1 - \\ &\quad \frac{\partial \Phi}{\partial x}(u, \Phi^{-1}(\hat{z})) \left[\Lambda^+(u, \Phi^{-1}(\hat{z})) - \right. \\ &\quad \left. \left(\frac{\partial \Phi}{\partial x}(u, \Phi^{-1}(\hat{z})) \right)^{-1} \right] \theta \Delta_\theta^{-1} S^{-1} C^T \hat{z}^1. \end{aligned}$$

易知其主对角线元素全为零,且为下三角矩阵.由前面假设易知 $\Gamma(u, \hat{z})$ 满足有界性条件. 设 $\bar{z} = \Delta_\theta \hat{z}$, 利用恒等式 $\theta \Delta_\theta^{-1} \alpha \Delta_\theta = \alpha$ 和 $C \Delta_\theta = C$, 可得

$$\begin{aligned} \dot{\bar{z}} &= \theta \alpha \bar{z} - \theta S^{-1} C^T \bar{z}^1 + \Delta_\theta (\phi(u, \hat{z}) - \\ &\quad \phi(u, z)) - \Delta_\theta \frac{\partial \Phi}{\partial x}(u, \Phi^{-1}(z)) \varepsilon - \\ &\quad \theta \Delta_\theta \Gamma(u, \hat{z}) \Delta_\theta^{-1} S^{-1} C^T \bar{z}^1. \end{aligned}$$

考虑二次函数 $V(\bar{z}) = \bar{z}^T S \bar{z}$, 有

$$\begin{aligned} V(\dot{\bar{z}}) &\leq \\ &\quad -\theta V(\bar{z}) + 2\sigma^2(S) \|\bar{z}\| \left(\zeta \|\bar{z}\| + \right. \\ &\quad \left. \frac{\gamma}{\lambda_{\min}(S)} \|\bar{z}^1\| \right) + \left\| \Delta_\theta \frac{\partial \Phi(u, \Phi^{-1}(\hat{z}))}{\partial x} \varepsilon \right\|. \end{aligned} \quad (14)$$

其中: $\lambda_{\min}(S)$ 和 $\lambda_{\max}(S)$ 分别表示矩阵 S 的最小和最大特征根, 并且 $\sigma(S) = \sqrt{\frac{\lambda_{\max}(S)}{\lambda_{\min}(S)}}$, ζ 满足^[18]

$$\|\Delta_\theta (\phi(u, \hat{z}) - \phi(u, z))\| \leq \zeta \|\bar{z}\|.$$

由前面假设易知,对于任意 $\theta \geq 1, \gamma$ 满足

$$\|\theta \Delta \Gamma(u, \hat{z}) \Delta_\theta^{-1}\| \leq \gamma.$$

由于 $\frac{\partial \Phi}{\partial x}(u, \Phi^{-1}(\hat{z}))$ 为三角形结构,可推知

$$\left\| \Delta_\theta \frac{\partial \Phi}{\partial x}(u, \Phi^{-1}(\hat{z})) \varepsilon \right\| \leq \frac{\beta^{q-1}}{\theta^{q-1}} \delta,$$

其中 β 和 δ 在前面假设中已给出. 利用此3个不等式对不等式(14)进行整理,有

$$\begin{aligned} \dot{V}(\bar{z}) &\leq -\theta V(\bar{z}) + 2\lambda_{\max}(S) \|\bar{z}\| (\zeta \|\bar{z}\| + \gamma \sigma \|\bar{z}^1\|) + \\ &\quad 2\lambda_{\max}(S) \frac{\beta^{q-1}}{\theta^{q-1}} \delta \|\bar{z}\| \leq \\ &\quad -(\theta - c_1) V(\bar{z}) + \frac{c_2}{\theta^{q-1}} \delta \sqrt{V(\bar{z})}. \end{aligned}$$

其中

$$c_1 = 2\sigma^2(S) (\zeta + \gamma \sigma(S)),$$

$$c_2 = 2\beta^{q-1} \sigma(S) \sqrt{\lambda_{\max}(S)}.$$

$\forall \theta > 1$ 都有

$$\|\bar{z}(t)\| \leq \|\hat{z}(t)\| \leq \theta^{q-1} \|\bar{z}(t)\|,$$

则

$$\|\hat{z}(t)\| \leq \theta^{q-1} \sigma(S) e^{-\frac{\theta - c_1}{2} t} \|\hat{z}(0)\| + 2\beta^{q-1} \frac{\sigma^2(S)}{\theta - c_1} \delta,$$

因为

$$\theta^{q-1}\sigma(S) > 0,$$

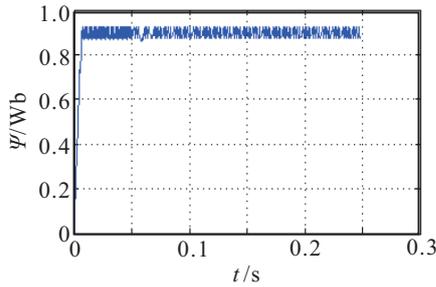
$$\lim_{\theta \rightarrow \infty} \frac{\theta - c_1}{2} = +\infty,$$

$$\lim_{\theta \rightarrow \infty} \beta^{q-1} \frac{\sigma^2(S)}{\theta - c_1} \delta = 0,$$

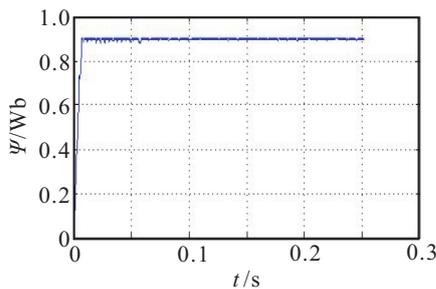
所以 $\lim_{\theta \rightarrow \infty} \|\tilde{z}(t)\| = 0$, 即高增益观测器的误差收敛.

4 仿真分析

为了验证前文所设计的感应电机高增益转子磁链观测器,利用 Matlab/simulink 平台对高增益观测器进行仿真,仿真结果如图1所示,所采用感应电机的仿真参数见表1.



(a) 传统的矢量控制方法磁链响应曲线



(b) 两级高增益观测器的矢量控制方法磁链响应曲线

图1 不同方法的磁链响应曲线

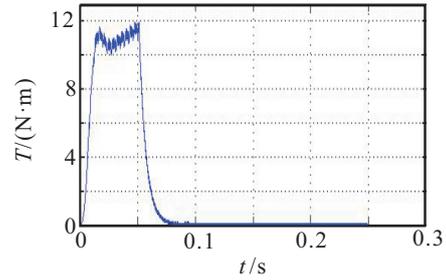
表1 感应电机参数

参数	取值	参数	取值
定子自感 L_s/H	0.004	转子自感 L_r/H	0.002
定子电阻 R_s/Ω	0.435	转子电阻 R_r/Ω	0.816
转动惯量 $J/kg \cdot m^2$	0.089	极对数 n_p	2
额定功率 P/kW	2.2	额定电压 V/V	220
互感系数 M/H	0.069	频率 f/Hz	50

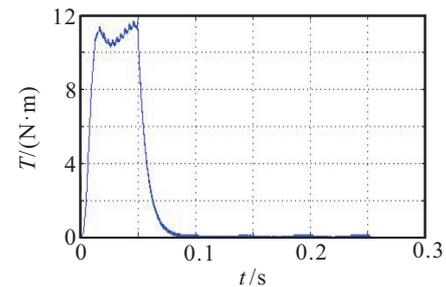
为了对比控制效果,先后采用了传统的矢量控制方法和改进后的基于两级高增益观测器的矢量控制方法,并给出了采用不同控制方法时的磁链、零负载转矩、转速响应曲线.图1(a)和图1(b)分别为传统矢量控制和改进后的基于两级高增益观测器的矢量控制的磁链幅值响应曲线.从中可以看出,图1(a)磁链波动较大,图1(b)磁链幅值波动相对较小,说明采用改进后的基于两级高增益观测器的矢量控制方案能够获得更好的磁链响应曲线.

图2为零负载时矢量控制系统的转矩响应曲

线.从中可以看出,图2(b)相对于图2(a)零负载转矩明显减小,说明改进后的基于两级高增益观测器的矢量控制能够有效减小零负载转矩脉动.



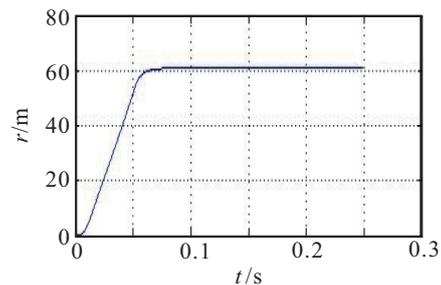
(a) 传统的矢量控制方法零负载转矩响应曲线



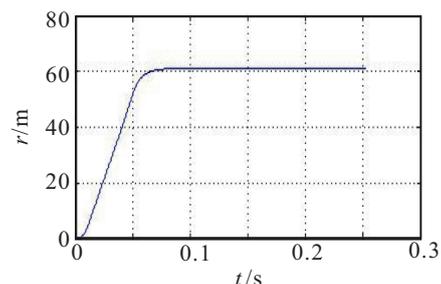
(b) 两级高增益观测器的矢量控制方法零负载转矩响应曲线

图2 不同方法的转矩响应曲线

最后比较传统的矢量控制方法与改进后的基于两级高增益观测器的矢量控制方法的转速控制效果,如图3和图4所示.可以看出,采用改进后的基于两级高增益观测器的矢量控制方法时速度响应与传统的矢量控制方法无较大差别,但是电流响应前者比后者的脉动小,鲁棒性好.此外,噪声会使感应电机的绕组老化,绝缘性变差,因此电流波形的改善有助于提高感应电机的使用寿命.

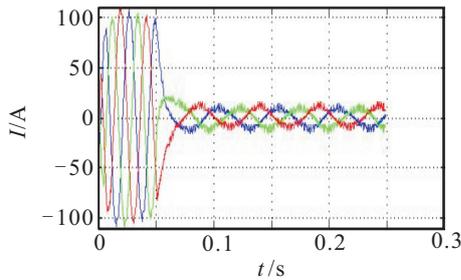


(a) 传统的矢量控制方法转速响应曲线

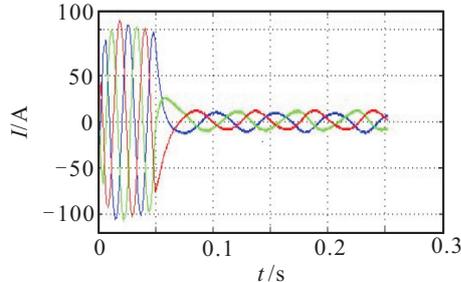


(b) 两级高增益观测器的矢量控制方法转速响应曲线

图3 不同方法的速度响应曲线

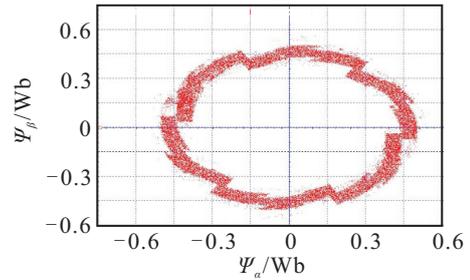


(a) 传统的矢量控制方法电流响应曲线

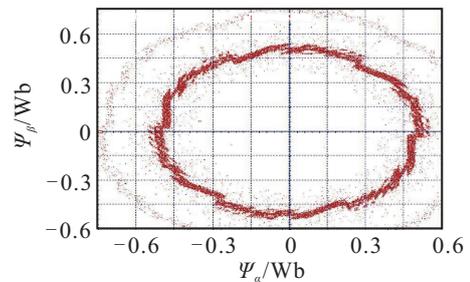


(b) 两级高增益观测器的矢量控制方法电流响应曲线

图4 不同方法的电流响应曲线



(a) 传统的矢量控制方法的磁链曲线

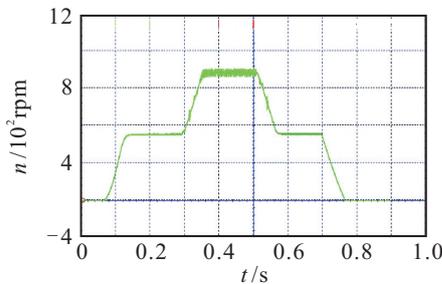


(b) 两级高增益观测器的磁链曲线

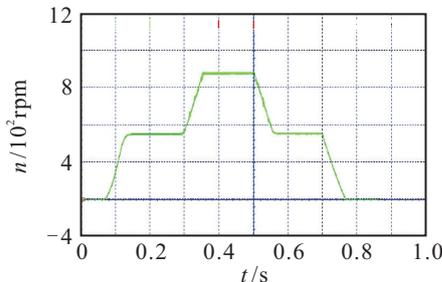
图6 不同方法磁链曲线

5 实验验证

为从实际应用的角度验证本文所提出方法的有效性可实现性,将HGO方法应用于电力电子与电气传动实验平台,进行感应电机拖动实验,感应电机参数与仿真一致.为了验证系统的抗干扰能力,对系统引入人为干扰,即将转速设定值变化视为扰动,系统的转速响应如图5所示,磁链轨迹如图6所示.



(a) 传统的矢量控制方法的转速响应曲线



(b) 两级高增益观测器的系统转速响应曲线

图5 加干扰的不同方法速度响应曲线

分析图5可知,采用传统方法与采用基于两级高增益观测器的感应电机系统速度响应曲线基本一致,其差异在于传统方法对应的感应电机转速存在抖动,这是由于在高速时反电势对定子电流的影响较

大,对转子磁链估计的精确性影响到了转速响应.图6(a)和图6(b)表明,改进后的磁链观测器有着更高的观测精度,磁链波动较小,这对系统转矩观测十分有利,同时可以大大提高感应电机的使用寿命.上述实验结果与仿真一致,说明了本文方法的正确性.

6 结论

本文通过非线性微分同胚变换转化将感应电机模型转变为非线性规范型;然后针对非线性规范系统,引入高增益观测器,用于观测感应电机的转子磁链及电阻等关键参数.通过仿真及实验得到如下结论:

- 1) HGO应用于感应电机电阻参数估计及磁链观测,与传统矢量控制相比具有更好的磁链观测精度以及抑制空载转矩波动的能力.
- 2) HGO应用于感应电机调速系统,在保持矢量控制优良的调速性能的同时,可以抑制感应电机电流谐波的产生,提高电机的运行寿命.
- 3) HGO观测器的设计无需系统满足能观性条件,所设计的控制器鲁棒性强,实时性好,为感应电机的高精度调速及控制提供了一种新的途径.

参考文献(References)

[1] 竺伟,王永红,陈伯时.感应电机带定子电阻自校正的MRAS转速估算研究[J].电气传动, 2014, 44(12): 8-11.
(Zhu W, Wang Y H, Chen B S. Research of induction motor speed estimation based on MRAS and stator resistance self-correction[J]. Electric Drive, 2014, 44(12): 8-11.)

- [2] Qu Z, Hinkkanen M, Harnefors L. Gain scheduling of a full-order observer for sensorless induction motor drives[J]. *IEEE Trans on Industry Applications*, 2014, 50(6): 3834-3845.
- [3] Stojic D, Milinkovic M, Veinovic S, et al. Improved stator flux estimator for speed sensorless induction motor drives[J]. *IEEE Trans on Power Electronics*, 2015, 30(4): 2363-2371.
- [4] 黄进,赵力航,刘赫. 基于二阶滑模与定子电阻自适应的转子磁链观测器及其无速度传感器应用[J]. *电工技术学报*, 2013, 28(11): 54-61.
(Huang J, Zhao L H, Liu H. Sensorless control with resistance variation approach based on parallel MRAS and second-order sliding mode observer[J]. *Trans on China Electrotechnical Society*, 2013, 28(11): 54-61.)
- [5] Yongchang Z, Zhengming Z. Speed sensorless control for three-level inverter-fed induction motors using an extended Luenberger observer[C]. *Vehicle Power and Propulsion Conf IEEE. Piscataway: IEEE*, 2008: 1-5.
- [6] 苗敬利,李华德,胡广大,等. 感应电机最大转矩电流比的预测函数控制[J]. *控制与决策*, 2010, 25(2): 218-222.
(Miao J L, Li H D, Hu G D, et al. Maximum ratio of torque to current of induction motor based on predictive functional control[J]. *Control and Decision*, 2010, 25(2): 218-222.)
- [7] 潘月斗,郭映维,贺靛. 基于重置算法的感应电机转速自适应观测器[J]. *控制与决策*, 2015, 30(9): 1723-1728.
(Pan Y D, Guo Y W, He J. Rotor flux and speed adaptive observer for induction motor based on a reset law [J]. *Control and Decision*, 2015, 30(9): 1723-1728.)
- [8] 张兴华. 永磁同步电机的模型参考自适应反步控制[J]. *控制与决策*, 2008, 23(3): 341-345.
(Zhang X H. Model reference adaptive backstepping control of permanent magnet synchronous motors[J]. *Control and Decision*, 2008, 23(3): 341-345.)
- [9] 王庆龙,张崇巍,张兴. 交流电机无速度传感器矢量控制系统变结构模型参考自适应转速辨识[J]. *中国电机工程学报*, 2007, 27(15): 70-74.
(Wang Q L, Zhang C W, Zhang X. Variable-structure MRAS speed identification for speed sensorless vector control of induction motor[J]. *Proc of the CSEE*, 2007, 27(15): 70-74.)
- [10] 史宇超,孙凯,马鸿雁,等. 内埋式永磁同步电机永磁磁链的在线辨识[J]. *电工技术学报*, 2011, 26(9): 48-53.
(Shi Y C, Sun K, Ma H Y, et al. On-line identification of permanent magnet flux in IPMSM drive[J]. *Trans on China Electrotechnical Society*, 2011, 26(9): 48-53.)
- [11] 尹忠刚,张瑞峰,钟彦儒,等. 基于抗差扩展卡尔曼滤波器的永磁同步电机转速估计策略[J]. *控制理论与应用*, 2012, 29(7): 921-9277.
(Yin Z G, Zhang R F, Zhong Y R, et al. Speed estimation for permanent magnet synchronous motor based on robust extended Kalman filter[J]. *Control Theory & Applications*, 2012, 29(7): 921-927.)
- [12] 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): 36-40.
(Zhang M, Xiao X, Li Y D. Speed and flux linkage observer for permanent magnet synchronous motor based on EKF[J]. *Proc of the CSEE*, 2007, 27(36): 36-40.)
- [13] 梅从立,黄文涛,殷开婷,等. 基于Hammerstein模型的感应电机变频器调速系统神经网络控制[J]. *控制与决策*, 2015, 30(6): 1148-1152.
(Mei C L, Huang W T, Yin K T, et al. speed-regulating system for induction motor and inveter based on Hammerstein model and neural network control[J]. *Control and Decision*, 2015, 30(6): 1148-1152.)
- [14] 刘陆洲,肖建,王嵩,等. 一种感应电机多模型解耦控制方法研究[J]. *控制与决策*, 2010, 25(6): 852-856.
(Liu L Z, Xiao J, Wang S, et al. Research on a decoupling control method of induction motor using multi-model[J]. *Control and Decision*, 2010, 25(6): 852-856.)
- [15] 廖永衡,冯晓云,王珍. 基于定子磁链滑模观测器的异步电机空间矢量调制直接转矩控制[J]. *中国电机工程学报*, 2012, 32(18): 88-97.
(Liao Y H, Feng X Y, Wang Z. Induction motor direct torque control based on stator flux sliding mode observer and space vector pulse width modulation[J]. *Proc of the CSEE*, 2012, 32(18): 88-97.)
- [16] Moreno J, Vargas A. Approximate high-gain observers for uniformly observable nonlinear systems[C]. *Proc of the 39th IEEE Conf on Decision and Control. Piscataway: IEEE*, 2000: 784-789.
- [17] Ghanes M, DeLeon J, Glumineau A. Validation of an interconnected high-gain observer for a sensorless induction motor against a low frequency benchmark: Application to an experimental setup[J]. *IEE Proc of Control Theory and Applications*, 2005, 152(4): 371-378.
- [18] Farza M, M'saad M, Sekher M. A set of observers for a class of nonlinear systems[J]. *Proc of the IFAC World Congress*, 2005, 38(1): 765-770.
- [19] Krim S, Gdaim S, Mtibaa A, et al. Implementation of direct torque control of an induction motor with high gain observer on FPGA[C]. *The 15th Int Conf on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA). Berlin: Springer*, 2014: 284-290.
- [20] Farza M, Ménard T, Ltaief A, et al. Extended high gain observer design for state and parameter estimation[C]. *Proc of the Int Conf on Systems and Control. Taylor and Francis: AAAI*, 2015: 345-350.
- [21] 严星刚,林辉,戴冠中. 基于微分同胚的非线性系统解耦线性化[J]. *纯粹数学与应用数学*, 1998, 14(3): 94-99.
(Yan X G, Lin H, Dai G Z. Linerization and simultaneous decoupling for nonlinear system based on diffeomorphism[J]. *Pure and Applied Mathematics*, 1998, 14(3): 94-99.)