

基于高增益观测技术的高精度感应电机磁链观测器研究

潘月斗, 陈 虎

(北京科技大学 自动化学院, 北京 100083)

摘要: 针对感应电机磁链观测的一般方法具有观测精度不高、使用的电机参数多、易受影响等问题, 利用非线性微分同胚变换对感应电机强耦合非线性系统进行转化, 提出一种基于高增益观测技术的感应电机磁链观测器. 该观测器不需要满足状态能观的条件且计算量小, 通过调节增益能够达到任意精度误差. 对非线性规范型的高增益观测器进行了稳定性分析, 证明了收敛性. 仿真和实验结果验证了该观测器的高观测精度和所提方法的可行性和有效性.

关键词: 微分同胚变换; 高增益观测器; 矢量控制; 磁链观测

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Research on high gain technique based on-line fluxes estimation for IMs

PAN Yue-dou, CHEN Hu

(School of Automation, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China. Correspondent: PAN Yue-dou, E-mail: ydpan@ustb.edu.cn)

Abstract: A state observer based on the high gain technique is proposed to estimate the fluxes of induction motor (IM), which is a strongly coupled nonlinear system, due to the fact that the traditional methods have low precision, are liable to be affected and use too many machine parameters. The diffeomorphism theory is used to transform the IM system to a class of canonical form. This observer, that need not meet the states observable conditions, has low computational complexity and can achieve arbitrary accuracy by adjusting the gain of the high gain observer (HGO). Moreover, the stability analysis is made for the HGO of the nonlinear canonical form, which results in the ultimately bounded stability of the HGO. Simulation and experiment results show the high observation precision, the feasibility and the effectiveness of the proposed observer.

Key words: diffeomorphism transform; high gain observer; vector control; flux observation

0 引 言

实时跟踪电机参数和内部状态对于感应电机实现高性能控制是极为重要的. 然而, 安装物理传感器会增加成本, 同时对电磁干扰的可靠性降低且敏感性提高^[1-2]. 直接转矩控制和矢量控制作为2种高性能控制技术, 已广泛应用于电力传动领域. 矢量控制的基本思想^[3]是: 应用参数重构和状态重构的现代控制理论概念, 实现交流电动机的励磁分量和转矩分量的解耦, 从而将交流电动机等效为直流电动机进行控制, 显著提高了交流调速系统的动态性能, 并逐步取代直流调速. 然而, 磁链无法直接检测, 只能通过定子电压、定子电流和转速等可测状态变量进行估计, 因此磁链估计对于矢量控制变得尤为关键. 为此, 人们进行了大量的研究, 并取得了较为满意的控制效

果, 其中主要的估计算法有以下几类(包含其扩展算法): Luenberger观测器方法^[4-5]、模型参考自适应方法^[6-9]、卡尔曼滤波器方法^[10-12]、神经网络方法^[13-14]等. 文献[9]采用一种改进的模型参考自适应观测器来改善磁链观测的精度, 同时实时估算对系统参数变化的适应能力不确定因素变化的边界, 但该方法依赖于电机的参数, 低速运行时受影响严重; 文献[4]提出了一种自适应滑模观测器, 虽然在一定程度上降低了低速运行时的转矩脉动, 但对存在于滑模观测器中的抖振现象^[15]却无法去除; 文献[10]应用了扩展的卡尔曼滤波器, 但滤波器的时滞问题会给系统带来不稳定因素, 而且将定子电流选作状态变量会使启动过程的观测结果存在产生误解的可能; 文献[14]引入了RBF神经网络作为磁链观测器, 虽然涵盖了电机在不

收稿日期: 2013-01-18; 修回日期: 2013-07-08.

基金项目: 中央高校基本科研业务费专项资金项目(FRF-AS-09-006B); 北京市重点学科共建项目(XK100080537).

作者简介: 潘月斗(1966-), 男, 副教授, 博士, 从事计算机数字控制系统设计等研究; 陈虎(1986-), 男, 硕士生, 从事电气传动及其程序设计的研究.

同情况下的信息,而且具有很强的自学习和泛化能力,能够较为准确地对磁链进行估计,但却始终无法摆脱电机模型.

文献[16-17]提出了一种高增益观测器(HGO),这种观测器是Luenberger观测器的特殊形式,其设计基本思想都是将非线性系统分解为非线性和线性时不变2部分,然后通过线性时不变部分设计增益矩阵,选择充分大的常数增益(或增益矩阵)补偿非线性部分产生的误差,从而保证控制系统的动态稳定.这种观测器可以设计成具有任意指数衰减的观测器,因而具有任意精度,而且形式简单,易于实现,也因此得到了广泛的应用,取得了较好的观测结果.

本文在文献[17]的基础上,根据非线性系统具有确定的关系度,结合感应电机在静止坐标系下方程的特点,通过非线性微分同胚变换将其状态方程转化成非线性规范型,应用HGO观测技术设计异步电机磁链观测器.仿真和实验结果验证了HGO观测器能够快速准确地对感应电机的磁链进行实时估计,并且可以通过对增益参数的调整实现观测误差的任意精度收敛,从而证明了该观测器的可行性和有效性.

1 感应电机的数学模型及高增益观测器原理

1.1 感应电机的数学模型

为了对感应电机进行矢量控制,同时为了便于HGO观测器的引入,这里选择感应电机在静止坐标系 (α, β) 下的定子电流和转子磁链作为状态变量,定子电压作为输入量,转子磁链作为输出量.假设感应电机的磁路是线性的,忽略铁损的影响,感应电机的状态方程为

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

$$\theta_1 = \frac{MR_r}{L_s L_r - M^2}, \theta_2 = \frac{Mn_p}{L_s L_r - M^2},$$

$$\theta_3 = \frac{MR_r + L_r^2 R_s}{(L_s L_r - M^2)L_r}, \theta_4 = \frac{L_r}{L_s L_r - M^2},$$

$$\theta_5 = \frac{R_r}{L_r}, \theta_6 = n_p, \theta_7 = \frac{R_r}{L_r} M.$$

其中: $i_{\alpha s}$ 和 $i_{\beta s}$ 为定子电流, $\varphi_{\alpha r}$ 和 $\varphi_{\beta r}$ 为转子磁链, $u_{\alpha s}$ 和 $u_{\beta s}$ 为定子电压; J 为转动惯量, R_r 和 R_s 分别为转子和定子每相绕组的电阻, L_r 和 L_s 分别为转子和定子每相绕组的自感, M 为定、转子之间的互感, n_p 为极对数, T_L 为负载转矩.

1.2 非线性系统及其高增益观测器设计

考虑如下多输入多输出系统:

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

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

$$\begin{aligned} f(u, x) &= [f^1(u, x^1, x^2), f^1(u, x^1, x^2, x^3), \\ &\quad \dots, f^{q-1}(u, x), f^q(u, x)]^T, \\ \varepsilon &= [0, \dots, 0, \varepsilon^{q-1}, \varepsilon^q]^T, \\ \bar{C} &= [I_{n_1}, 0_{n_1 \times n_2}, \dots, 0_{n_1 \times n_q}]. \end{aligned}$$

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, $j \in \{2, 3, \dots, q-1\}$, $\varepsilon^k \in R^{n_k}$, $k \in \{q-1, q\}$. 每个 ε^k 都是依赖于 x, u 和特定参数的有界实值函数. 为了便于对系统(1)设计状态观测器, 本文作如下假设:

1) 每个函数 $f^k(u, x)$ ($k = 1, 2, \dots, q-1$)满足对于 $\forall x \in R^n$, 有秩条件: $\text{rank}\left(\frac{\partial f^k}{\partial x^{k+1}}(u, x)\right) = n_{k+1}$, 且 $\exists \alpha, \beta > 0$, 使得对于所有 $k = \{1, 2, \dots, q-1\}$ 都有 $\alpha^2 I_{n_{k+1}} \leq \left(\frac{\partial f^k}{\partial x^{k+1}}(u, x)\right)^T \leq \beta^2 I_{n_{k+1}}$, 其中 $I_{n_{k+1}}$ 为 $(n_{k+1}) \times (n_{k+1})$ 维单位矩阵;

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

3) 函数 ε^k 对于 $\Delta > 0$ 一致有界.

本文选取文献[18]中的观测器形式, 即

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

其中: $\Lambda^+(u, \hat{x})$ 为分块对角矩阵 $\Lambda(u, \hat{x})$ 的左逆矩阵, 且有

$$\Lambda(\hat{x}) = \text{diag}\left(I_{n_1}, \frac{\partial f_1(u, x^{12})}{\partial x^2}, \dots, \prod_{i=1}^{q-1} \frac{\partial f_k(u, x)}{\partial x^{k+1}}\right);$$

$\Delta_\theta = \text{diag}\left(I_{n_1}, \frac{1}{\theta} I_{n_1}, \dots, \frac{1}{\theta^{q-1}} I_{n_1}\right)$, $\theta > 0$ 为一个仅由观测器设计决定参数的实数.

S 为如下李雅普诺夫方程的正解:

$$S + A^T S + S A - C^T C = 0,$$

且有

$$C = [I_{n_1}, 0_{n_1}, \dots, 0_{n_1}],$$

$$A = [0 \ \bar{A}; 0 \ 0],$$

$$\bar{A} = \text{diag}(I_{n_1}, \dots, I_{n_1}) \in R^{n_1(q-1)}.$$

此外, $\hat{x} = [\hat{x}^1, \hat{x}^2, \dots, \hat{x}^q]^T \in R^n$, $\hat{x}^k \in R^{n_k}$, $k = 1, 2, \dots, q$; u 为系统(2)的输入, $\tilde{x} = \hat{x} - x$, x 为系统(2)的未知状态变量.

2 高增益观测器在感应电机中的应用

HGO 观测器的设计基于非线性系统具有确定的关系度, 并且能够通过非线性微分同胚变换转换成特定的规范形式. 为了引入上节所述的 HGO 观测器, 将系统 (1) 转换成系统 (2) 的形式, 引入非线性微分同胚变换, 即

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \dot{\varphi}_\alpha \\ \dot{\varphi}_\beta \end{bmatrix}. \quad (4)$$

应用上述变换可将系统 (1) 转换为

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = -\frac{\theta_2}{\theta_6} \dot{z}_3 - \left(\theta_3 - \frac{\theta_2\theta_7}{\theta_6}\right) z_1 + \theta_4 u_\alpha, \\ \dot{z}_2 = -\frac{\theta_2}{\theta_6} \dot{z}_4 - \left(\theta_3 - \frac{\theta_2\theta_7}{\theta_6}\right) z_2 + \theta_4 u_\beta, \\ \dot{z}_3 = -\theta_5 \left(z_3 - \frac{\theta_7}{\theta_5} z_1\right) - \theta_6 \omega z_4 - \theta_6 \dot{\omega} \varphi_\beta, \\ \dot{z}_4 = -\theta_5 \left(z_4 - \frac{\theta_7}{\theta_5} z_2\right) + \theta_6 \omega z_3 + \theta_6 \dot{\omega} \varphi_\alpha. \end{cases} \quad (5)$$

系统 (5) 为系统 (2) 所描述的规范形式, 通过对式 (3) 中各项进行求解, 并结合式 (3) 的形式得到系统 (5) 的 HGO 观测器如下:

$$\begin{cases} \dot{\hat{z}}_1 = -\frac{\theta_2}{\theta_6} \dot{\hat{z}}_3 - \left(\theta_3 - \frac{\theta_2\theta_7}{\theta_6}\right) \hat{z}_1 + \theta_4 u_\alpha - 3\Lambda(\hat{z}_1 - z_1), \\ \dot{\hat{z}}_2 = -\frac{\theta_2}{\theta_6} \dot{\hat{z}}_4 - \left(\theta_3 - \frac{\theta_2\theta_7}{\theta_6}\right) \hat{z}_2 + \theta_4 u_\beta - 3\Lambda(\hat{z}_2 - z_2), \\ \dot{\hat{z}}_3 = -\theta_5 \left(\hat{z}_3 - \frac{\theta_7}{\theta_5} \hat{z}_1\right) - \theta_6 \omega \hat{z}_4 - \theta_6 \dot{\omega} \varphi_\beta - 3\frac{\theta_6}{\theta_2} \Lambda(\hat{z}_1 - z_1), \\ \dot{\hat{z}}_4 = -\theta_5 \left(\hat{z}_4 - \frac{\theta_7}{\theta_5} \hat{z}_2\right) + \theta_6 \omega \hat{z}_3 + \theta_6 \dot{\omega} \varphi_\alpha - 3\frac{\theta_6}{\theta_2} \Lambda(\hat{z}_2 - z_2). \end{cases} \quad (6)$$

其中: Λ 为 HGO 观测器的增益; $(\hat{z}_1, \hat{z}_2, \dots, \hat{z}_4)$ 分别为 (z_1, z_2, \dots, z_4) 的估计值. 为得到转子磁链的估计值, 需对式 (6) 进行反变换, 进而得到磁链 φ_α 和 φ_β 的估计值为

$$\begin{cases} \hat{\varphi}_\alpha = \frac{\theta_5[\theta_6 \hat{z}_3 + (\theta_3\theta_6 - \theta_2\theta_7)\hat{z}_1]}{\theta_2(\theta_5^2 + \theta_6^2\omega^2)} - \frac{\theta_6\omega[\theta_6 \hat{z}_4 + (\theta_3\theta_6 - \theta_2\theta_7)\hat{z}_2]}{\theta_2(\theta_5^2 + \theta_6^2\omega^2)}, \\ \hat{\varphi}_\beta = \frac{\theta_5[\theta_6 \hat{z}_4 + (\theta_3\theta_6 - \theta_2\theta_7)\hat{z}_2]}{\theta_2(\theta_5^2 + \theta_6^2\omega^2)} + \frac{\theta_6\omega[\theta_6 \hat{z}_3 + (\theta_3\theta_6 - \theta_2\theta_7)\hat{z}_1]}{\theta_2(\theta_5^2 + \theta_6^2\omega^2)}. \end{cases} \quad (7)$$

3 稳定性分析

对于系统 (2), 选择如下坐标变换:

$$x = \begin{bmatrix} x^1 \\ x^2 \\ x^3 \\ x^4 \end{bmatrix} \mapsto z = \begin{bmatrix} z^1 \\ z^2 \\ z^3 \\ z^4 \end{bmatrix} = \Phi(u, x) = \begin{bmatrix} x^1 \\ f^1(u, x^1, x^2) \\ \frac{\partial f^1}{\partial x^2}(u, x^1, x^2) f^2(u, x^1, x^2, x^3) \\ \vdots \\ \prod_{i=1}^{q-2} \frac{\partial f^k(u, x)}{\partial x^{k+1}} f^{q-1}(u, x) \end{bmatrix}, \quad (8)$$

可将系统 (2) 转换成如下形式:

$$\begin{cases} \dot{z} = Az + \Phi(u, z) + \frac{\partial \Phi}{\partial x} \varepsilon, \\ y = Cz = z^1. \end{cases} \quad (9)$$

其中 $\Phi(u, x)$ 为三角形结构.

考虑系统 (2) 的 HGO 观测器如下:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{z}} &= A\hat{z} + \Phi(u, \hat{z}) - \theta \Delta_\theta^{-1} S^{-1} C^T \hat{z}^1 - \\ &\Gamma(u, \hat{z}) \theta \Delta_\theta^{-1} S^{-1} C^T \hat{z}^1, \end{aligned} \quad (10)$$

其中 $\hat{z}^1 = C\hat{z} - y$. 同时, 又易知

$$\Gamma(u, \hat{z}) = \frac{\partial \Phi}{\partial x}(u, \Phi^{-1}(\hat{z})) \left[\Lambda^+(u, \Phi^{-1}(\hat{z})) - \left(\frac{\partial \Phi}{\partial x}(u, \Phi^{-1}(\hat{z})) \right)^{-1} \right]$$

为一个主对角线元素全为零的下三角矩阵, 且由前面假设易知 $\Gamma(u, \hat{z})$ 有界. 设 $\bar{z} = \Delta_\theta \hat{z}$, 则利用恒等式 $\theta \Delta_\theta^{-1} A \Delta_\theta = A$ 和 $C \Delta_\theta = C$ 可得

$$\begin{aligned} \dot{\bar{z}} &= \theta A \bar{z} - \theta S^{-1} C^T \bar{z}^1 + \Delta_\theta (\Phi(u, \hat{z}) - \Phi(u, z)) - \\ &\Delta_\theta \frac{\partial \Phi}{\partial x}(u, \Phi^{-1}(z)) \varepsilon - \theta \Delta_\theta \Gamma(u, \hat{z}) \Delta_\theta^{-1} S^{-1} C^T \bar{z}^1. \end{aligned} \quad (11)$$

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

$$\begin{aligned} V(\bar{z}) &\leq -\theta V(\bar{z}) + 2\sigma^2(S) \|\bar{z}\| \left(\zeta \|\bar{z}\| + \frac{\Gamma}{A_{\min}(S)} \|\bar{z}^1\| \right) + \left\| \Delta_\theta \frac{\partial \Phi(u, \Phi^{-1}(\hat{z}))}{\partial x} \varepsilon \right\|. \end{aligned} \quad (12)$$

其中: $A_{\min}(S)$ 和 $A_{\max}(S)$ 分别表示矩阵 S 的最小和

最大特征根,且有 $\sigma(S) = \sqrt{\Lambda_{\max}(S)/\Lambda_{\min}(S)}$; ζ 满足 $\|\Delta_\theta(\Phi(u, \hat{z}) - \Phi(u, z))\| \leq \|\hat{z}\|$; 由前面假设易知对于任意 $\theta \geq 1$, Γ 满足

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

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

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

其中 β 和 Δ 在前面假设中已给出. 利用上述 3 个不等式对式 (12) 进行整理, 可得

$$\begin{aligned} V(\hat{z}) \leq & -\theta V(\hat{z}) + 2\Lambda_{\max}(S) \|\hat{z}\| (\zeta \|\hat{z}\| + \Gamma \sigma \|\hat{z}^{-1}\|) + \\ & 2\Lambda_{\max}(S) \frac{\beta^{q-1}}{\theta^{q-1}} \Delta \|\hat{z}\| \leq \\ & -(\theta - c_1)V(\hat{z}) + \frac{c_2}{\theta^{q-1}} \Delta \sqrt{V(\hat{z})}, \end{aligned} \quad (13)$$

其中

$$\begin{aligned} c_1 &= 2\sigma^2(S)(\zeta + \Gamma\sigma(S)), \\ c_2 &= 2\beta^{q-1}\sigma(S)\sqrt{\Lambda_{\max}(S)}. \end{aligned}$$

又对于 $\forall \theta > 1$, 均有

$$\|\hat{z}(t)\| \leq \|\hat{z}(0)\| \leq \theta^{q-1} \|\hat{z}(t)\|,$$

则

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

而

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

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

因此 $\lim_{\theta \rightarrow \infty} \|\hat{z}(t)\| = 0$, 即 HGO 观测器的观测误差收敛.

4 实验研究

为了验证上文所设计的感应电机高增益磁链观测器的有效性, 对基于高增益观测器构成的控制系统进行了仿真和实验. 根据式 (4)~(7) 得到基于高增益观测技术的感应电机矢量控制系统的仿真参数如表 1 所示, 基于高增益观测技术的感应电机矢量控制系统如图 1 所示.

表 1 感应电机仿真参数

参数	参数值
额定功率 P/W	2238
额定电压 V/V	220
频率 f/Hz	50
定子每相绕组电阻 R_s/Ω	0.435
定子每相绕组自感 L_s/H	0.004
转子每相绕组电阻 R_r/Ω	0.816
转子每相绕组自感 L_r/H	0.002
定、转子之间的互感 M/H	0.069 31
转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	0.089
极对数 n_p	2

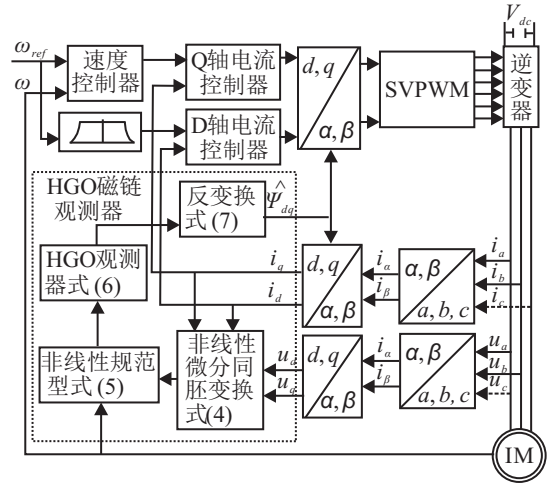
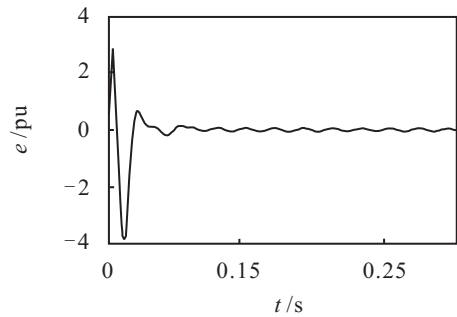
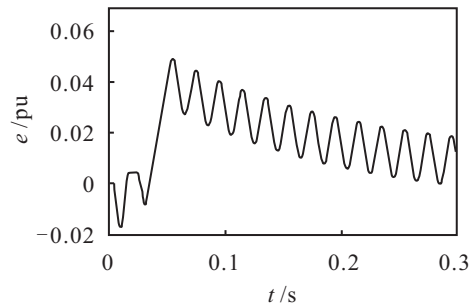


图 1 基于 HGO 观测器的感应电机矢量控制系统

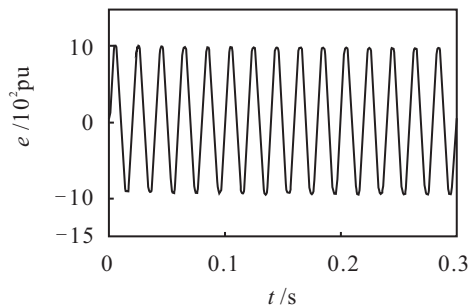
利用 Matlab/Simulink 平台对高增益观测器进行仿真, 将 HGO 观测器用 Simulink 中的 S 函数进行模块化, 忽略对一些实际器件或实际单元的考虑, 旨在验证 HGO 观测器的有效性, 仿真结果如图 2 所示



(a) HGO 观测器增益为 100 时的观测误差



(b) HGO 观测器增益为 1000 时的观测误差



(c) HGO 观测器增益为 10000 时的观测误差

图 2 HGO 观测器磁链观测误差

由图 2(a), 2(b), 2(c) 的顺序可知, 随着 HGO 观测器增益的增加, 磁链观测的稳态误差迅速减小, 观测

精度提高. 当观测器增益取 10 000 时, 观测误差已经降到足够小的范围, 并且可以通过增益的调节继续降低, 从而验证了 HGO 观测器在感应电机中磁链观测应用的可行性和有效性.

为了验证感应电机高增益磁链观测器的实际可行性, 搭建如图 3 所示的实验平台(主要包括感应电机和负载、主回路、PC、DSP (TMS320F2812) 控制板), 电机参数与仿真参数相同.

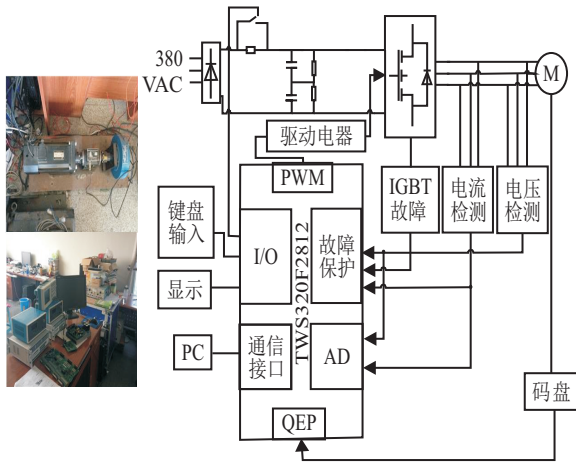
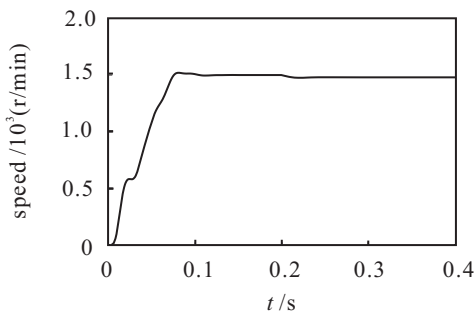
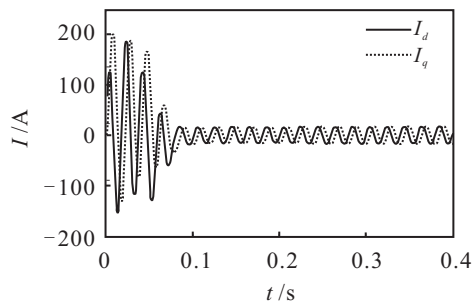


图 3 实验平台

基于 HGO 观测器的感应电机矢量控制系统负载发生变化时的仿真结果和实验结果见图 4 和图 5.



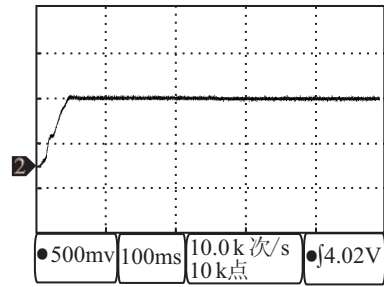
(a) 转速响应



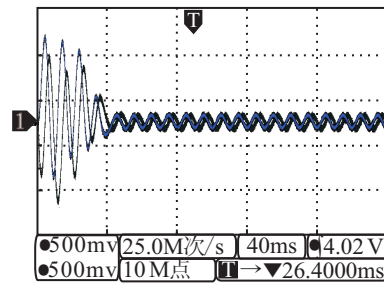
(b) 电流响应

图 4 基于 HGO 观测器的感应电机矢量控制系统负载发生变化时的仿真波形

由图 4 和图 5 可知, 系统的仿真结果和实验结果得到的曲线趋势一致, 转速最终都稳定在了 1 500 r/min, 定子电流也收敛于同一范围, 从而表明了所提出的高增益观测器的实际可行性.



(a) 转速响应



(b) 电流响应

图 5 基于 HGO 观测器的感应电机矢量控制系统负载发生变化时的实验波形

5 结 论

本文通过对感应电机状态方程进行非线性微分同胚变换转化为非线性规范形式, 针对感应电机这个强耦合非线性系统, 将一种非线性高增益观测技术引入到感应电机的磁链观测中, 并通过理论分析和实验证明了高增益观测器的收敛性. 实验结果表明, 通过对观测器增益的调节能够实现观测误差以任意精度收敛以及该观测器的可行性和有效性.

参考文献(References)

- [1] 陆可. 感应电机状态估计和参数辨识若干新方法研究[D]. 成都: 西南交通大学电气工程学院, 2008. (Lu K. Research on novel state estimation and parameter identification methods of induction motor[D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2008.)
- [2] 李大卓. 感应电机伺服系统速度控制器和观测器的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学电气工程及自动化学院, 2010. (Li D Z. Speed controller and observer for induction motor servo system[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2010.)
- [3] 李华德, 李攀, 白晶. 电力拖动自动控制系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2009: 2-7. (Li H D, Li P, Bai J. Automatic control systems of electric drive[M]. Beijing: China Machine Press, 2009: 2-7.)
- [4] 史宏宇, 冯勇. 感应电机高阶终端滑模磁链观测器的研究[J]. 自动化学报, 2012, 38(2): 288-294. (Shi H Y, Feng Y. High-order terminal sliding mode flux observer for induction motors[J]. Acta Automatica Sinica, 2012, 38(2): 288-294.)

- [5] Zhang Yongchang, Zhao Zhengming. Speed sensorless control for three-level inverter-fed induction motors using an extended Luenberger observer[C]. Vehicle Power and Propulsion Conf. Harbin, 2008: 1-5.
- [6] 巫庆辉, 邵诚. 一种基于锁相环原理的参考模型自适应感应电机转速估计方法[J]. 自动化学报, 2006, 32(5): 713-721.
(Wu Q H, Shao C. A phase-locked-loop-based model reference adaptive system for speed estimation of sensorless induction motor drives[J]. Acta Automatica Sinica, 2006, 32(5): 713-721.)
- [7] Schauder C. Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 1992, 28(5): 1054-1061.
- [8] 冯江华, 许峻峰. 基于定子磁链自适应观测的永磁同步电机直接转矩控制系统[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(12): 122-127.
(Feng J H, Xu J F. Permanent magnet synchronous machines direct torque control system based on adaptive stator flux observer[J]. Proc of the CSEE, 2006, 26(12): 122-127.)
- [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 of 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): 921-927.
(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] 万宇宾, 胡婵娟, 万淑芸. 基于电压模型的定子磁链观测器及参数设计方法[J]. 电气传动, 2006, 36(3): 15-18.
(Wan Z B, Hu C J, Wan S Y. Stator flux linkage estimator and parameter design method based on voltage model[J]. Electric Drive, 2006, 36(3): 15-18.)
- [14] 张旭, 瞿文龙. 一种低速下磁链观测补偿的新方法[J]. 电工电能新技术, 2003, 22(3): 50-54.
(Zhang X, Qu W L. A novel compensation method of stator flux estimating in low speed region[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2003, 22(3): 50-54.)
- [15] 张碧陶, 皮佑国. 永磁同步电机伺服系统模糊分数阶滑模控制[J]. 控制与决策, 2012, 27(12): 1776-1780.
(Zhang B T, Pi Y G. Fractional order fuzzy sliding mode control for permanent magnet synchronous motor servo drive[J]. Control and Decision, 2012, 27(12): 1776-1780.)
- [16] Moreno J, Vargas A. Approximate high-gain observers for uniformly observable nonlinear systems[C]. Proc of the 39th IEEE Conf on. Sydney, 2000: 784-789.
- [17] Messaoudi M, Sbita L, Abdelkrim M. On-line rotor resistance estimation for sensorless indirect vector control of induction motor drives[C]. IEEE Forth Int Multi-Conf on Systems, Signals and Devices. Piscataway, 2007: 19-29.
- [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, 16(1): 4-8.

(责任编辑: 闫妍)