

文章编号: 1001-0920(2006)07-0833-04

神经网络磁链估计的感应电机反步法研究

沈艳霞, 林 瑾, 纪志成

(江南大学 控制科学与工程研究中心, 江苏 无锡 214122)

摘 要: 为实现感应电机的位置渐近跟踪, 基于反步法并取转矩和磁链控制信号作为虚拟控制, 设计了感应电机位置控制系统. 采用多层前馈神经网络估计转子磁链, 以 Levenberg-Marquardt 算法训练网络并调整权值. 最后基于 Lyapunov 稳定性理论证明了系统的稳定性. 仿真结果表明, 所设计的神经网络磁链观测器具有良好的估计效果, 位置跟踪误差迅速收敛, 具有较优的伺服跟踪特性.

关键词: 感应电机; 神经网络; 反步法; Levenberg-Marquardt 算法

中图分类号: TM 34 **文献标识码:** A

Study on Induction Motor Backstepping Method Based on Neural Network Flux Estimator

SHEN Yan-xia, LIN Jin, JI Zhi-cheng

(Research Center of Control Science and Engineering, Southern Yangtze University, Wuxi 214122, China)

Correspondent: SHEN Yan-xia, E-mail: shenyanxia@tom.com

Abstract: In order to implement position asymptotic tracking, based on the backstepping method, a position control system of induction motor is designed using the flux and torque control signals as fictitious signals. A multi-layer feedforward neural network is designed to estimate the rotor flux. Levenberg-Marquardt optimum algorithm is used to train the network and adjust the weights. The stability of this system is proved by Lyapunov stable theory. The simulation results show that, the proposed neural network flux observer has good estimation effect, the position tracking error converges quickly and the system can obtain better servo performance.

Key words: Induction motor; Neural network; Backstepping method; Levenberg-Marquardt algorithm

1 引 言

感应电机具有高阶、非线性、强耦合、多变量的特点^[1], 使得对它的控制十分复杂. 传统的感应电机控制方法有矢量控制、直接转矩控制等. 这些方法都是建立在工程的基础上, 没有从理论上给出完整的证明, 也没有从本质上解决感应电机的非线性问题. 近年来, 非线性控制理论不断发展, 为感应电机的控制带来新的生机. 反馈线性化^[2]、无源控制^[3]、反步法^[4]等均被用于感应电机的控制, 并取得较好的效果. 反步法是一种递归设计方法, 它从系统稳定性出发, 通过选取合适的李亚普诺夫函数, 引入虚拟控制实现系统的镇定控制, 并能避免反馈线性化中对

有用非线性项的删除

感应电机的转子状态不可测, 这给控制系统的设计带来一定的困难. 人们对转子磁链的辨识方法进行过许多研究. 磁链估计的电流模型受参数的影响较大, 电压模型的积分初始值和累积误差都将影响计算结果^[1]. 状态观测器估计磁链主要采用龙伯格观测器, 该方法维数高, 计算复杂^[5]. 卡尔曼滤波估计^[6]是一种随机方法, 当噪声为白噪声时, 可以获得良好的结果, 但运算复杂, 计算量大. 随着智能控制的发展, 人工神经网络已成功应用于非线性系统的辨识^[7-9]. 它不需要系统精确的数学模型, 通过学习训练便可实现期望的系统输入输出映射. 在电

收稿日期: 2005-05-06; 修回日期: 2005-09-05

基金项目: 江苏省自然科学基金项目(BK2004021).

作者简介: 沈艳霞(1973—), 女, 山东淄博人, 副教授, 博士, 从事电机非线性控制、电力传动的研究; 纪志成(1959—), 男, 杭州人, 教授, 博士, 从事电力电子、电气传动等研究.

机控制中, 可利用神经网络构成观测器, 用于提供系统的信息, 辨识系统的参数或状态

本文基于以上分析, 采用反步法设计感应电机位置跟踪控制系统, 以转矩和磁链控制信号作为虚拟控制信号, 实现位置的渐近跟踪. 采用多层前馈神经网络对转子磁链进行估计, 利用 Levenberg-Marquardt 优化算法训练网络, 并用模块化建模工具 Matlab/Simulink 建立感应电机位置跟踪控制系统的仿真模型. 仿真结果表明, 所设计的位置控制器具有快速准确的位置跟踪能力, 神经网络观测器性能良好.

2 感应电机数学模型

假设电机为三相对称感应电机, 并为线性磁路, 驱动一个正弦性位置负载. 在 $\alpha\beta$ 坐标下, 感应电机的数学模型如下:

考虑粘滞摩擦, 机械子系统为

$$M \ddot{\theta} + B \dot{\theta} + N \sin(\theta) = \Psi_{\alpha} I_{\beta} - \Psi_{\beta} I_{\alpha}; \quad (1)$$

电磁子系统为

$$L_{\alpha} \dot{I}_{\alpha} = -R_{\alpha} I_{\alpha} + \alpha_1 \Psi_{\alpha} + \alpha_2 \Psi_{\beta} \dot{\theta} + V_{\alpha}, \quad (2)$$

$$L_{\beta} \dot{I}_{\beta} = -R_{\beta} I_{\beta} + \alpha_3 \Psi_{\beta} - \alpha_4 \Psi_{\alpha} \dot{\theta} + V_{\beta}, \quad (3)$$

$$L_r \dot{\Psi}_{\alpha} = -R_r \Psi_{\alpha} - \alpha_5 \theta \dot{\Psi}_{\beta} + K I_{\alpha}, \quad (4)$$

$$L_r \dot{\Psi}_{\beta} = -R_r \Psi_{\beta} + \alpha_6 \theta \dot{\Psi}_{\alpha} + K I_{\beta} \quad (5)$$

其中: θ 是负载位置, I_{α} 和 I_{β} 是定子电流, V_{α} 和 V_{β} 是定子电压, Ψ_{α} 和 Ψ_{β} 是转子磁链, M 是转动惯量, N 是与负载质量及引力系数有关的量, B 是粘滞摩擦系数. 式中各系数为

$$\begin{aligned} L_{\alpha} &= L_s - M_e^2 / L_r, \\ R_{\alpha} &= (M_e^2 R_r + L_r^2 R_s) / L_r^2, \\ K &= R M_e, \alpha_1 = M_e R_r / L_r^2, \\ \alpha_2 &= n_p M_e / L_r, \alpha_3 = n_p L_s \end{aligned}$$

其中: R_s 是定子电阻, R_r 是转子电阻, n_p 是极对数, L_s 是定子电感, L_r 是转子电感, M_e 是互感

3 反步控制器设计

3.1 转矩控制

第 1 步 定义负载位置跟踪误差 $e = \theta_d - \theta$, 其中 θ_d 是期望的负载位置. 假设其一、二、三阶导数有界. 为了简化控制器的设计, 定义滤波跟踪误差 $r = \dot{e} + \alpha e$, 其中 α 为正常数. 对 r 求导并乘以 M , 由式(1)得 r 的动态方程

$$\begin{aligned} M \dot{r} &= M (\ddot{\theta}_d + \alpha \dot{e}) + B \dot{\theta} + \\ &N \sin(\theta) - (\Psi_{\alpha} I_{\beta} - \Psi_{\beta} I_{\alpha}). \end{aligned} \quad (6)$$

为保证 e 或 r 趋于零, 基于反步法的思想, 在式(6)右端加减一个期望转矩信号 τ_d , 作为虚拟控制信号, 即

$$\tau_d = M (\ddot{\theta}_d + \alpha \dot{e}) + B \dot{\theta} + N \sin(\theta) + k_s r, \quad (7)$$

可得到滤波跟踪误差的闭环动态方程

$$M \dot{r} = -k_s r + \eta_r \quad (8)$$

其中

$$\eta_r = \tau_d - (\Psi_{\alpha} I_{\beta} - \Psi_{\beta} I_{\alpha})$$

为转矩跟踪误差, k_s 为正的控制增益

设计的 Lyapunov 函数为 $V_1 = (1/2) M r^2$.

第 2 步 对 η_r 求导, 利用式(2) ~ (5), (7) 和 r 的表达式, 得

$$L_r \dot{\eta}_r = w_a - (\Psi_{\alpha} V_{\beta} - \Psi_{\beta} V_{\alpha}),$$

其中

$$w_a =$$

$$\begin{aligned} &L_{\alpha} (M (\ddot{\theta}_d + \alpha \dot{e}) + N \dot{\theta} \cos(\theta) + k_s (\dot{\theta}_d + \alpha e)) + L_{\beta} (B - M \alpha - k_s) (-B/M) \dot{\theta} - \\ &(N/M) \sin(\theta) + (1/M) (\Psi_{\alpha} I_{\beta} - \Psi_{\beta} I_{\alpha}) - \\ &L_r L_r^{-1} I_{\beta} (-R_r \Psi_{\alpha} - \alpha_5 \theta \dot{\Psi}_{\beta}) + L_r L_r^{-1} I_{\alpha} (-R_r \Psi_{\beta} + \\ &\alpha_6 \theta \dot{\Psi}_{\alpha}) - \Psi_{\alpha} (-R_r I_{\beta} - \alpha_5 \Psi_{\alpha} \dot{\theta}) + \\ &\Psi_{\beta} (-R_r I_{\alpha} + \alpha_6 \Psi_{\beta} \dot{\theta}). \end{aligned}$$

设计电压输入

$$\Psi_{\alpha} V_{\beta} - \Psi_{\beta} V_{\alpha} = w_a + k_1 \eta_r + r, \quad (9)$$

其中 k_1 是正控制增益. 从而有

$$L_r \dot{\eta}_r = -k_1 \eta_r - r. \quad (10)$$

设计的 Lyapunov 函数为 $V_2 = (1/2) L_r \eta_r^2$.

3.2 磁链控制

第 1 步 定义磁链跟踪误差信号

$$\eta_{\psi} = \psi_b - (1/2) (\Psi_{\alpha}^2 + \Psi_{\beta}^2),$$

其中 ψ_b 是期望磁链的幅度. 对 η_{ψ} 求导, 并由式(4)和(5)可得到 η_{ψ} 的动态方程

$$\begin{aligned} \bar{L}_r \dot{\eta}_{\psi} &= \bar{L}_r \dot{\psi}_b + \bar{R}_r (\Psi_{\alpha}^2 + \Psi_{\beta}^2) - (\Psi_{\alpha} I_{\alpha} + \Psi_{\beta} I_{\beta}). \end{aligned} \quad (11)$$

其中: $\bar{L}_r = L_r / K_I, \bar{R}_r = R_r / K_I$.

由于式(11)中缺少控制输入, 利用反步法, 在等式右端加减一个虚拟的磁链控制信号

$$u_1 = \bar{L}_r \dot{\psi}_b + \bar{R}_r (\Psi_{\alpha}^2 + \Psi_{\beta}^2) + k_2 \eta_{\psi}, \quad (12)$$

可得

$$\bar{L}_r \dot{\eta}_{\psi} = -k_2 \eta_{\psi} + \eta_r \quad (13)$$

其中

$$\eta_r = u_1 - (\Psi_{\alpha} I_{\alpha} + \Psi_{\beta} I_{\beta}),$$

k_2 为正的控制增益

设计的 Lyapunov 函数为 $V_3 = (1/2) \bar{L}_r \eta_{\psi}^2$.

第 2 步 对 η_r 求导, 利用式(2) ~ (5) 和(12)得

$$L_r \dot{\eta}_r = w_b - (\Psi_{\alpha} V_{\alpha} + \Psi_{\beta} V_{\beta}), \quad (14)$$

其中

$$w_b =$$

$$\bar{L}_r \bar{L}_r \dot{\psi}_b + \bar{L}_r^{-1} (2 L_r \bar{R}_r \Psi_{\alpha} - L_r I_{\alpha}) (-R_r \Psi_{\alpha} -$$

$$\alpha_s \dot{\theta} \Psi_\beta + K_I I_\alpha) + k_2 L_r \bar{L}_r^{-1} (Y \Psi \theta \Psi - (\Psi_\alpha I_\alpha + \Psi_\beta I_\beta)) + L_r^{-1} (2L_r \bar{L}_r \Psi_\beta - L_r I_\beta) (-R_r \Psi_\beta + \alpha_s \dot{\theta} \Psi_\alpha + K_I I_\beta) - \Psi_\alpha (-R_r I_\alpha + \alpha_s \dot{\theta} \Psi_\alpha) - \Psi_\beta (-R_r I_\beta + \alpha_s \dot{\theta} \Psi_\beta).$$

根据式(14), 设计电压控制输入

$$\Psi_\alpha V_\alpha + \Psi_\beta V_\beta = w_b + k_3 \eta_k + \eta_b, \quad (15)$$

其中 k_3 为正的增益 从而有

$$L_r \dot{\eta}_k = -k_3 \eta_k - \eta_b \quad (16)$$

设计的 Lyapunov 函数为 $V_4 = (1/2)L_r \eta_k^2$

3.3 电压控制输入

根据式(9)和(15), 可得到电压控制输入 V_α 和 V_β 当 $\Psi_\alpha = \Psi_\beta = 0$ 时, 转子磁链为 0, 产生转子磁链的控制奇点 因此在启动时, 必须采取一些激励措施来确保避免奇点

3.4 稳定性分析

整个系统的 Lyapunov 函数为

$$V = V_1 + V_2 + V_3 + V_4 = \frac{1}{2} M r^2 + \frac{1}{2} L_r \eta_k^2 + \frac{1}{2} L_r \eta_b^2 + \frac{1}{2} L_r \eta_k^2 \quad (17)$$

对式(17)求导, 并将式(8), (10), (13)和(16)代入, 得

$$\dot{V} = -k_s r^2 - k_1 \eta_k^2 - k_2 \eta_b^2 - k_3 \eta_k^2 \leq 0 \quad (18)$$

所以当 $t \rightarrow \infty$ 时, $r \rightarrow 0, \eta_k \rightarrow 0, \eta_b \rightarrow 0, \eta_k \rightarrow 0$

4 神经网络磁链观测器

从感应电机的数学模型(4)和(5)可以看到, 转子磁链是定子电流和转速的非线性函数, 即 $\Psi_r = f(i_\alpha, i_\beta, w)$. 因此采用三层前馈神经网络估计转子磁链 通过不断试验, 选定输入学习样本 $i_\alpha(t), i_\alpha(t-1), i_\beta(t), i_\beta(t-1), w(t), w(t-1)$; 选定输出学习样本 $\Psi_\alpha(t)$ 和 $\Psi_\beta(t)$. 网络隐层包含 20 个结点, 其传递函数为 Tan-Sigmoid 函数, 输出层传递函数为 Purelin 函数 初始权值和阈值随机选取 首先将训练数据归一化到 $[-1, 1]$ 的范围内, 以使网络不至于陷入饱和, 并加快网络训练时的收敛速度

网络的训练采用 LM 算法, 该优化算法是在牛顿法的基础上加以改进而得到的 在前馈网络中采用 LM 算法更新权值和阈值, 学习时间短, 训练次数少, 性能稳定, 收敛速度快 在要求精确训练的场合, 其优势更加明显, 为实时控制奠定了基础

为了训练网络, 通过比较电机模型的磁链输出和神经网络模型的输出, 利用二者的误差来调节神经网络的内部参数

5 仿真研究

基于模块化建模工具 Matlab/Simulink, 建立了感应电机位置跟踪控制系统的模型, 并对该模型进行仿真测试 仿真时的各参数如下:

$$R_s = 3.05 \Omega, R_r = 2.12 \Omega, L_s = 0.243 \text{ H}, \\ L_r = 0.306 \text{ H}, M_e = 0.225 \text{ H}, \\ J = 0.00021 \text{ kg} \cdot \text{m}^2, \\ B = 0.0204 \text{ Nm} \cdot \text{s/rad}, \\ N = 0.8159 \text{ kg}^2 \cdot \text{m}^2/\text{s}^2, \\ M = 0.00021 \text{ kg} \cdot \text{m}^2, n_p = 1.$$

控制参数

$$k_1 = 10^4, k_2 = k_3 = 20, k_s = 8, \alpha = 105;$$

期望位置

$$\theta_b = (\pi/2) \sin(5t) (1 - e^{-t^3}) \text{ rad};$$

期望磁链幅度

$$\Psi_b = 2(1 - e^{-t^2}) + 1 \text{ Wb}.$$

感应电机转子电阻的变化对磁链有很大的影响, 电机温升和频率变化都会影响转子电阻 一般情况下, 随着温度的升高, 转子电阻可以增加 20%, 有些情况下甚至可以增加一倍^[10]

在转子电阻值增加一倍时, 考察转子电阻变化对网络的影响 转子电阻变化前后的位置跟踪误差如图 1 所示; 转子电阻变化前后的转子磁链误差波形分别如图 2 和图 3 所示

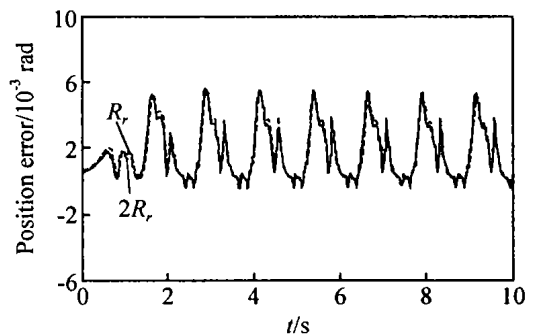


图 1 位置跟踪误差

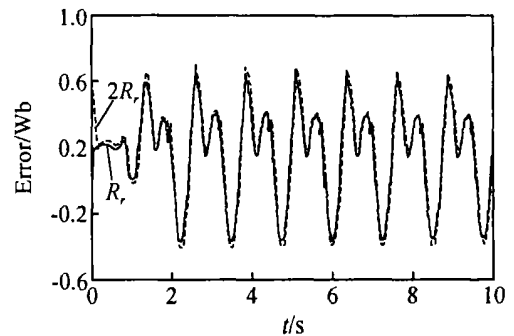
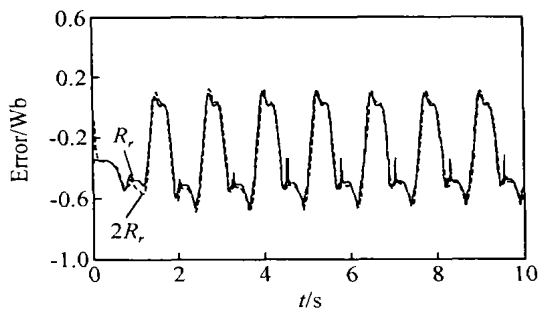


图 2 α 轴磁链误差

从仿真波形可以看到, 位置跟踪误差在 $-0.0005 \text{ rad} \sim +0.006 \text{ rad}$ 范围内 当转子电阻值变为原来的 2 倍时, 所设计的神经网络仍能得到良好的估计, 保证了较好的位置跟踪性能

图3 β 轴磁链误差

6 结 论

本文从感应电机的数学模型入手,利用非线性反步法设计感应电机位置跟踪控制系统,并用多层前馈神经网络估计转子磁链,避免了实际中转子磁链测量带来的困难。通过李亚普诺夫稳定性定理,证明了所设计的位置控制器能保证系统的稳定性。仿真结果表明,系统能平稳运行,可获得较好的位置跟踪性能。

参考文献(References)

- [1] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统——运动控制系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2004.
(Chen B S. *The Electric Power Drive Automatic Control System — Motion Control System* [M]. Beijing: Mechanical Industry Publishing House, 2004.)
- [2] Boukas T K, Habetler T G. High-performance Induction Motor Speed Control Using Exact Feedback Linearization with State and State Derivative Feedback [J]. *IEEE Trans on Power Electronics*, 2004, 19(4): 1022-1028.
- [3] Romeo Ortega, Antonio Loria, Per Johan Nicklasson,

- et al. *Passivity-based Control of Euler-Lagrange Systems* [M]. New York: Springer, 1998.
- [4] 杨俊华, 吴捷, 胡跃明. 反步方法原理及在非线性的鲁棒控制中的应用[J]. *控制与决策*, 2002, 17(增): 641-653.
(Yang J H, Wu J, Hu Y M. Backstepping Method and Its Applications to Nonlinear Robust Control [J]. *Control and Decision*, 2002, 17(S): 641-653.)
- [5] Moldoveanu F, Topa I, Comnac V, et al. Observer-based Rotor Flux Estimation for A synchronous Machines [A]. *OPTIM '98 Proc of the 6th Int Conf [C]* Brasov, 1998, 2: 505-510.
- [6] Weng H Q, Liu C W, Li F H, et al. A New Flux Observer of Induction Motor by H Optimization [A]. *IEEE Industry Applications Conf [C]* Chicago, 2001, 3: 1795-1799.
- [7] Tanomaru J. Comparative Study of Two Neural Network Approaches for Nonlinear Identification [A]. *Int Symp on Speech, Image Processing and Neural Networks [C]* Hong Kong, 1994, 2: 487-490.
- [8] Jiang D C, Wang J. On-line Learning of Dynamical Systems in the Presence of Model Mismatch and Disturbances [J]. *IEEE Trans on Neural Networks*, 2000, 11(6): 1272-1283.
- [9] Laxmidhar Behera, Swagat Kumar, Subhas Chandra Das. Identification of Nonlinear Dynamical Systems Using Recurrent Neural Networks [A]. *Conf on Convergent Technologies for Asia-pacific Region [C]* Taj Residency, 2003, 3: 1120 - 1124.
- [10] Ben Brahim L, Tadakuma S. Practical Considerations for Sensorless Induction Motor Drive System [A]. *IECON '98 Proc of the 24th Annual Conf [C]* Aachen, 1998: 1002-1007.

(上接第 832 页)

- [6] 于双和, 强文义, 傅佩琛. 无抖振离散准滑模控制[J]. *控制与决策*, 2001, 16(3): 380-382.
(Yu S H, Qiang W Y, Fu P C. Chattering-free Discrete Quasi-sliding Mode Controller [J]. *Control and Decision*, 2001, 16(3): 380-382.)
- [7] 宋立忠, 陈少昌, 姚琼荃. 滑模预测离散变结构控制[J]. *控制理论与应用*, 2004, 21(5): 826-829.
(Song L Z, Chen S C, Yao Q H. Discrete Variable Structure Control Algorithm Based on Sliding Mode Prediction [J]. *Control Theory and Applications*, 2004, 21(5): 826-829.)
- [8] 胡品慧, 袁璞. 状态反馈预测控制系统的鲁棒稳定性[J]. *控制与决策*, 2001, 16(1): 126-128.
(Hu P H, Yuan P. Robustness of State Feedback Predictive Control Systems [J]. *Control and Decision*, 2001, 16(1): 126-128.)
- [9] 杨益生, 贾欣乐, 于晓利. 船舶航向非线性系统的鲁棒自适应控制[J]. *中国造船*, 2000, 41(1): 21-25.
(Yang Y S, Jia X L, Yu X L. Robust Adaptive Control Algorithm Applied to Ship Steering Autopilot with Uncertain Nonlinear System [J]. *Ship Building of China*, 2000, 41(1): 21-25.)