

文章编号: 1001-0920(2005)10-1097-05

自适应有限拍感应电机电流控制器设计

程金路, 张承进

(山东大学 控制科学与工程学院, 济南 250061)

摘要: 基于有限拍方法设计了一种自适应矢量控制感应电机的电流控制器。通过差分消去电机模型中的反电动势, 利用补偿电压进一步消除电流误差。针对电流控制器对电机参数变化敏感的问题, 对电机参数进行在线辨识, 保证控制器参数与电机的实际参数一致。仿真结果表明, 定子电流在参数变化时能够实现参考电流的快速跟踪, 同时能获得良好的稳态性能。

关键词: 感应电机; 电流控制; 有限拍控制; 参数估计

中图分类号: TP273.2 **文献标识码:** A

Adaptive Deadbeat Current Controller for Induction Machine Drives

CHEN G J in⁻lu, ZHANG Cheng⁻jin

(School of Control Science and Engineering, Shandong University, Ji⁻nan 250061, China Correspondent: ZHANG Cheng⁻jin, E-mail: cjzhang@sdu.edu.cn)

Abstract: A self-tuning current controller for induction machines is proposed. A deadbeat controller is utilized in the stationary frame, eliminating the machine back electromotive force with an assumption that it is a constant in one sampling interval. A recursive parameter estimation algorithm then adjusts the controller online to guarantee the precise current tracking, independent of time-varying motor parameters. Simulation results show that this scheme is able to achieve both the satisfactory steady state performance and fast dynamic response when plant parameters vary.

Key words: Induction machine; Current control; Deadbeat control; Parameter estimation

1 引言

感应电机是应用最广泛的一种电动机, 生产实践中的绝大多数电-机能量转换都由它完成。感应电机具有结构简单、易于维护等许多优点, 而且可靠性高。然而, 由于它的转矩和磁通耦合在一起, 调速性能较差, 很少用于高性能场合。随着半导体技术和计算机控制技术的发展, 变频调速将感应电机的控制水平带入了一个新的阶段。20 世纪 70 年代以来, Blaschke 提出的矢量控制思想使感应电机获得了如同直流电机那样具有优良的调速性能, 可用于高性能场合。

矢量控制包括电流控制环和速度控制环, 图 1 为电流控制的结构图。经过坐标变换和磁场定向, 定子电流被分解为励磁电流(直流电流)和转矩电流(交轴电流), 它们分别控制电机的磁通和转矩。因此, 电流控制的性能极大地影响着整个系统的性能, 是矢量控制的重要组成部分。

人们对电流控制进行了大量的研究, 提出了许多有效的控制方法^[1]。滞环控制器是一种结构简单的电流控制方法, 它能获得快速的动态响应, 只是电力电子器件的开关频率受负载变化影响较大, 不能保持恒定, 而且电流有波动, 稳态性能较差^[2,3]。比例

收稿日期: 2004-11-03; 修回日期: 2005-01-24

基金项目: 国家自然科学基金项目(60474007, 50477042); 山东省优秀中青年科学家科研奖励基金项目(03BS089)。

作者简介: 程金路(1980—), 男, 山东枣庄人, 硕士生, 从事系统辨识与控制的研究; 张承进(1962—), 男, 山东莱芜人, 教授, 博士, 从事系统辨识与系统控制等研究。

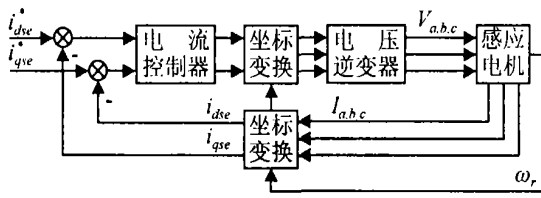


图1 电流控制基本结构

积分(PD)控制在电流控制中较为常用,它虽然能获得零稳态误差,但动态响应速度较慢^[4,5]。有限拍控制方法能同时获得良好的动态和稳态性能,很适合高性能感应电机的控制^[6],它的主要缺点是控制器对电机参数变化尤其敏感,鲁棒性差^[7,8]。基于神经网络和模糊逻辑的智能控制器^[9,10],在电流控制中体现出了独特的优点,但迄今为止,他们相对于传统的控制方法没有表现出明显优良的性能^[11]。不论怎样,智能方法极大地开拓了人们的视野,为今后电流控制的发展提供了更大的空间

有限拍控制器的动态响应速度快,稳态误差小,很适合高性能感应电机的电流控制。但是,感应电机的参数,尤其是电阻,会受环境以及电机自身工作状态的影响而变化^[12],而有限拍控制器对参数变化敏感,所以电机参数变化对系统性能影响很大。为了解决这一问题,本文利用递推估计算法,设计了一种自校正电流控制器,对电机参数进行在线估计,保证控制器性能不受参数变化的影响

2 感应电机数学模型

在两相静止轴系中,感应电机的数学模型可用如下状态空间方程表示:

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k), \quad (1a)$$

$$y = C(k). \quad (1b)$$

其中的状态、控制和输出矢量分别为

$$x = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \Psi_{dr} \\ \Psi_{qr} \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}, y = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix}; \quad (2a)$$

系数矩阵为

$$A = \begin{bmatrix} 1 - T \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R L_m^2}{\sigma L_r^2} \right) & 0 \\ 0 & 1 - T \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R L_m^2}{\sigma L_r^2} \right) \\ T L_m \frac{R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & T L_m \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} T \frac{L_m R_r}{\sigma L_r^2} & T \frac{L_m}{\sigma L_r} \omega(k) \\ - T \frac{L_m}{\sigma L_r} \omega(k) & T \frac{L_m R_r}{\sigma L_r^2} \\ 1 - T \frac{R_r}{L_r} & - T \omega(k) \\ T \omega(k) & 1 - T \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} T & 0 \\ \sigma L_s & 0 \\ 0 & T \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2b)$$

其中: i_{ds}, i_{qs} 分别为 d 轴和 q 轴定子电流; v_{ds}, v_{qs} 分别为 d 轴和 q 轴定子电压; Ψ_{dr}, Ψ_{qr} 分别为 d 轴和 q 轴转子磁链; R_s, R_r 分别为定子和转子电阻; L_s, L_r, L_m 分别为定子电感、转子电感和互感, $L_s = L_m + L_{sl}, L_r = L_m + L_{rl}, L_{sl}$ 和 L_{rl} 分别为定子漏感和转子漏感; T 为采样周期; ω 为转子角速度; $\sigma = (1 - (L_m^2 / L_r))$ 。

将方程(1)展开,由前两行可以得到感应电机的电流方程

$$i_{ds}(k+1) = a i_{ds}(k) + b \Psi_{dr}(k) + c \omega(k) \Psi_{qr}(k) + d v_{ds}(k), \quad (3a)$$

$$i_{qs}(k+1) = a i_{qs}(k) + b \Psi_{qr}(k) - c \omega(k) \Psi_{dr}(k) + d v_{qs}(k). \quad (3b)$$

其中

$$a = 1 - T \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R L_m^2}{\sigma L_r^2} \right),$$

$$b = T \frac{L_m R_r}{\sigma L_r^2}, c = T \frac{L_m}{\sigma L_r}, d = \frac{T}{\sigma L_s}$$

进一步分析可以看出,方程(3)的耦合部分为

$$b \Psi_{dr}(k) + c \omega(k) \Psi_{qr}(k), \quad (4a)$$

$$b \Psi_{qr}(k) - c \omega(k) \Psi_{dr}(k). \quad (4b)$$

3 电流控制器设计

为了简化电流方程,可以将方程(4)看作感应电机的反电动势,即

$$b \Psi_{dr}(k) + c \omega(k) \Psi_{qr}(k) = e_{do}, \quad (5a)$$

$$b \Psi_{qr}(k) - c \omega(k) \Psi_{dr}(k) = e_{qo}; \quad (5b)$$

然后,将反电动势代入方程(3)便可得到

$$i_{ds}(k+1) = a i_{ds}(k) + d v_{ds}(k) + e_{do}, \quad (6a)$$

$$i_{qs}(k+1) = a i_{qs}(k) + d v_{qs}(k) + e_{qo}. \quad (6b)$$

为了讨论方便,将方程(6)写成矢量形式

$$I_{dq}(k+1) = a I_{dq}(k) + d V_{dq}(k) + E_{dqo}(k). \quad (7)$$

其中电流、电压和反电动势矢量分别为

$$I_{dqs} = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix}, V_{dqs} = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}, E_{dqo} = \begin{bmatrix} e_{qo} \\ e_{do} \end{bmatrix}.$$

将方程(7) 移动一个采样间隔可以得到

$$I_{dqs}(k) = aI_{dqs}(k-1) + dV_{dqs}(k-1) + E_{dqo}(k-1). \quad (8)$$

分析方程(5) 能够看出, 反电动势与磁链和速度有关, 而且存在耦合. 因此, 直接求解反电动势比较困难. 假设在一个时间间隔内感应电机的反电动势保持不变. 因为电流控制器的工作频率可以达到几千赫兹, 远远高于感应电机的运动动态特性, 所以这种假设是合理的. 于是可以得到

$$E_{dqo}(k) = E_{dqo}(k-1). \quad (9)$$

将方程(7) 和(8) 代入方程(9), 有

$$V_{dqs}(k) = V_{dqs}(k-1) + \frac{1}{d} \{ [I_{dqs}(k+1) - I_{dqs}(k)] - a[I_{dqs}(k) - I_{dqs}(k-1)] \}. \quad (10)$$

其中: $I_{dqs}(k)$ 能够直接获得; $I_{dqs}(k-1)$ 和 $V_{dqs}(k-1)$ 可从上一步的控制中保存, 如果将 $I_{dqs}(k+1)$ 用从速度控制环得到的参考电流 $I_{dqs}^*(k+1)$ 代替, 则可以求出每一步的控制电压. 因为实际的电机参数与理想电机参数不可能完全一致, 所以定义控制电压包括由实际参数计算得出的电压 V_1 和补偿电压 V_2 两个部分

$$V(k) = V_1(k) + V_2(k). \quad (11)$$

将真实的电机参数和参考电流代入方程(10), 得

$$V_1(k) = V_{dqs}(k-1) + \frac{1}{d} \{ [I_{dqs}^*(k+1) - I_{dqs}(k)] - a[I_{dqs}^*(k) - I_{dqs}(k-1)] \}, \quad (12)$$

其中带有上标“^”的参数是要通过参数估计得到的实际电机参数. 下面求解补偿电压. 结合方程(11) 和(12) 可以得到

$$V_2(k) = V(k) - V_1(k), \quad (13)$$

即

$$V_2(k) = \left[\frac{1}{d} I_{dqs}(k+1) - \frac{1}{d} I_{dqs}^*(k+1) \right] - \left[\frac{1}{d} I_{dqs}(k) - \frac{1}{d} I_{dqs}^*(k) \right] - \left[\frac{a}{d} I_{dqs}(k) - \frac{a}{d} I_{dqs}^*(k) \right] + \left[\frac{a}{b} I_{dqs}(k-1) - \frac{a}{b} I_{dqs}^*(k-1) \right]. \quad (14)$$

当控制器参数与实际参数一致时, 方程(14) 可简化为

$$V_2(k) = \frac{1}{d} [I_{dqs}(k+1) - I_{dqs}^*(k+1)] - \frac{a}{d} [I_{dqs}(k) - I_{dqs}^*(k)], \quad (15)$$

即

$$\Delta I_{dqs}(k+1) = a\Delta I_{dqs}(k) + dV_2(k). \quad (16)$$

为了消除电流误差, 可以取

$$V_2(k) = -g\Delta I_{dqs}(k) = -\frac{a}{d} [I_{dqs}(k) - I_{dqs}^*(k)] \quad (17)$$

4 参数估计

实际中, 电机的参数会受温度、速度以及电磁饱和等因素的影响而发生变化. 电流控制的性能对电机参数变化十分敏感, 为了解决高性能感应电机电流控制鲁棒性差的问题, 本文对控制器设计过程中用到的参数 a 和 d 进行辨识. 在线校正电流控制器, 增强系统鲁棒性. 由于方程(18) 中的 d 轴和 q 轴电流方程结构相同, 不妨取 q 轴电流方程作为辨识模型

$$i_{qs}(k+1) = i_{qs}(k) + ai_{qs}(k) - ai_{qs}(k-1) + dv_{qs}(k) - dv_{qs}(k-1); \quad (18)$$

然后移项整理成

$$i_{qs}(k) - i_{qs}(k-1) = a[i_{qs}(k-1) - i_{qs}(k-2)] + d[v_{qs}(k-1) - v_{qs}(k-2)]; \quad (19)$$

再写成矢量形式

$$Y(k) = H^T(k)X(k). \quad (20)$$

其中

$$Y(k) = [i_{qs}(k) - i_{qs}(k-1)],$$

$$H(k) = \begin{bmatrix} a(k) \\ d(k) \end{bmatrix},$$

$$X(k) = \begin{bmatrix} i_{qs}(k-1) - i_{qs}(k-2) \\ v_{qs}(k-1) - v_{qs}(k-2) \end{bmatrix}.$$

方程(19) 是感应电机在两相静止轴系中的模型, 电流值是正弦量. 实际环境中的扰动能够为参数估计提供持续的激励. 于是, 可以利用带遗忘因子的递推最小二乘(RLS) 算法进行在线参数辨识

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + K(k)[z(k) - h^T(k)\hat{\theta}(k-1)], \quad (21a)$$

$$K(k) = P(k-1)h(k)[h^T(k)P(k-1)h(k) + \mu]^{-1}, \quad (21b)$$

$$P(k) = \frac{1}{\mu} [I - K(k)h^T(k)]P(k-1). \quad (21c)$$

将估计得到的参数用于设计有限拍控制器,最终能够实现定子电流的自校正控制

5 仿真结果

为了检验控制器的有效性,对自适应系统作仿真研究.电流控制器的工作频率为5 kHz,感应电机的参数为 $R_s = 0.55 \Omega, R_r = 0.75 \Omega, L_s = L_r = 0.068 \text{ H}, L_m = 0.063 \text{ H}$,额定电压为380 V,额定功率为1 kW,额定转速为1440 r/min,频率为50 Hz,极对数 $p_n = 4$.选择 d 轴的参考电流为2 A, q 轴的参考电流为周期2 s幅值1 A的方波

图2为理想状态下电流控制器在两相同步旋转轴系中的响应曲线.其中: i_{dse}, i_{qse} 是 d 轴和 q 轴定子电流; i_{dse}^*, i_{qse}^* 是 d 轴和 q 轴定子参考电流.图3是控制器的动态响应曲线,控制器只用了一个采样周期(0.0002 s)便跟上了参考电流的变化,具有快速的动态响应

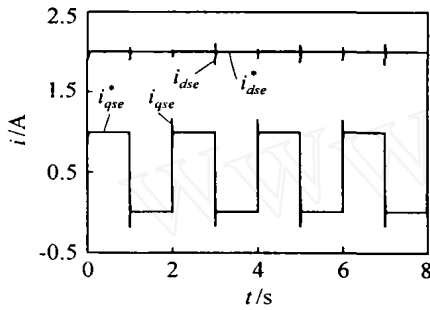


图2 电流控制器响应曲线

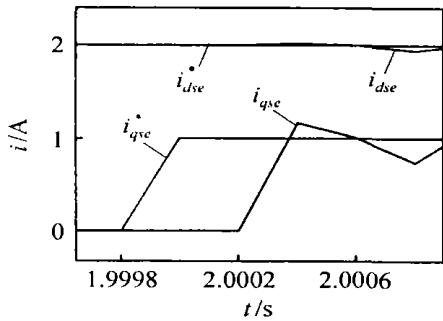


图3 电流控制器的动态响应

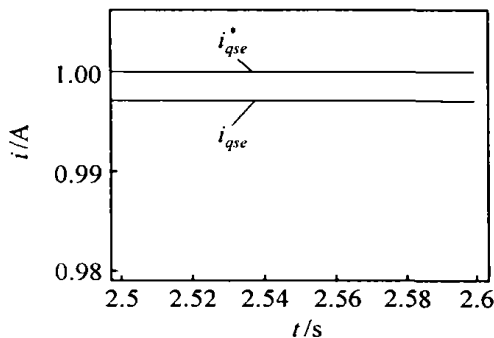


图4 q轴电流稳态误差

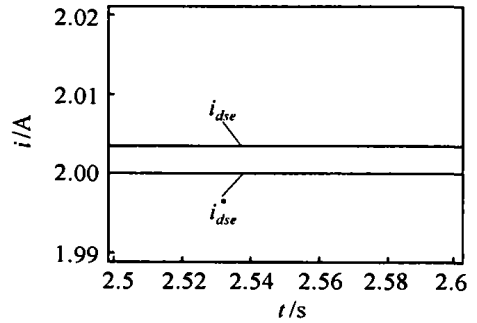


图5 d轴电流稳态误差

图4和图5是控制器的稳态误差曲线,可见控制器获得了令人满意的稳态误差

为了检验系统的鲁棒性,对电机参数发生变化的情况进行仿真.当电机的定子电阻变为原来的2倍,转子电阻变为原来的3倍,控制器参数不变时,系统的响应曲线如图6所示.图7为带有参数估计自校正控制器的响应曲线

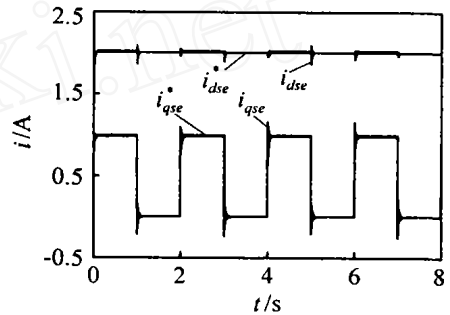


图6 固定参数控制器响应曲线

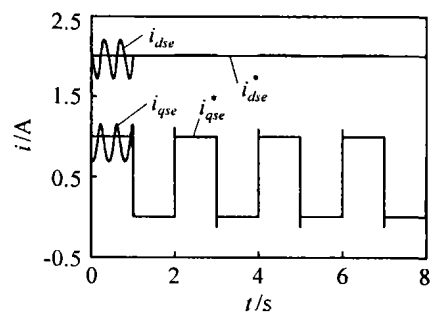


图7 自适应控制器响应曲线

比较图6和图7可以看出,有限拍控制器对电机参数变化敏感.由于电机参数发生了变化,控制器的性能受到了影响.而自适应控制器,在参数估计达到稳态后,立即获得了良好的控制性能,具有较强的鲁棒性

图8是自适应控制器的动态响应曲线.转矩电流能够快速跟踪参考电流的变化,可见电机参数变化时,自校正电流控制器仍然具有快速的动态响应速度

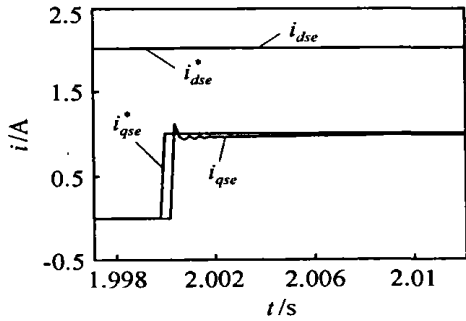


图 8 自适应控制器的动态响应

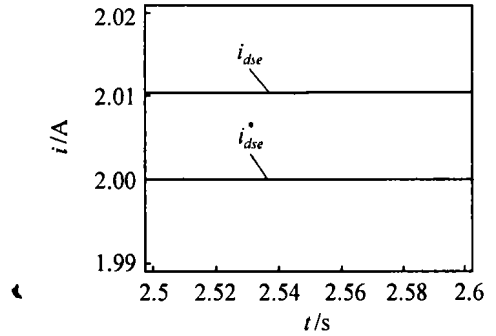


图 12 自适应控制器 d 轴电流稳态误差

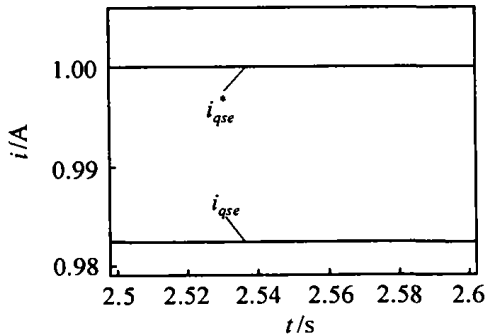


图 9 固定参数控制器 q 轴电流稳态误差

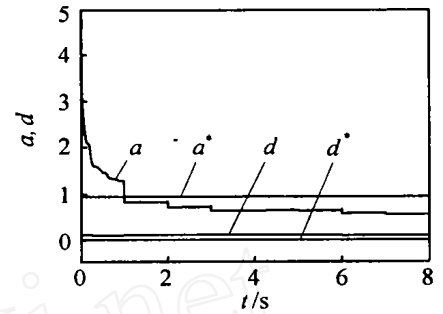


图 13 电机参数 a 和 d 的跟踪曲线

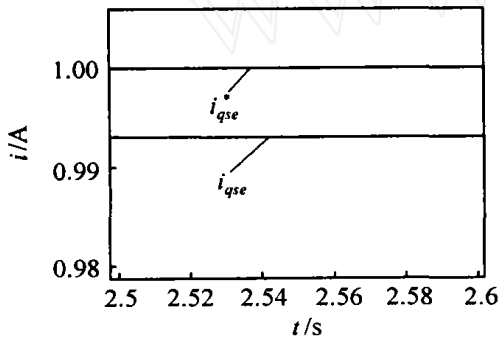


图 10 自适应控制器 q 轴电流稳态误差

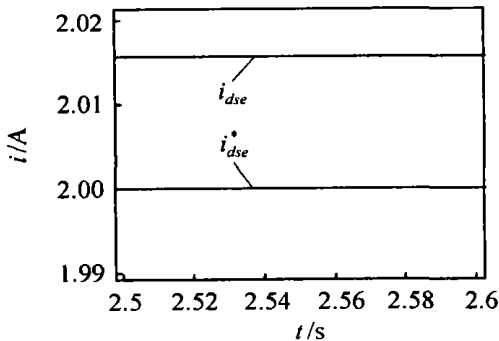


图 11 固定参数控制器 d 轴电流稳态误差

图 9~ 图 12 为固定参数控制器与自适应控制器的稳态误差比较。自适应控制器 dq 轴的稳态误差分别小于固定参数控制器 dq 轴的稳态误差,证明了参数估计的有效性。

取遗忘因子 $\lambda = 0.96$, a 和 d 的初值都设为 0.001, 参数 a 和 d 的闭环辨识响应曲线如图 13 所示。电流跟踪曲线表明, 参数辨识能够保证闭环系统关于电机参数变化的鲁棒性。

6 结 论

本文假设感应电机的反电动势在一个采样间隔内保持不变, 消去了定子电流方程中的耦合部分, 得到了简化的电机模型。采用这个简化模型构造递推的控制算法, 并利用补偿电压进一步消除电流误差。递推估计算法对电机参数进行在线辨识, 自适应地调整控制器参数, 解决了电流控制器对电机参数变化敏感的问题。仿真结果表明, 电流控制器能够获得满意的稳态误差和快速的动态响应, 当电机参数发生变化时, 仍然保持良好的控制性能。

参考文献 (References)

[1] Kazmierkowski M. P., Malesani L. Current Control Techniques for Three-phase Voltage-source PWM Converters: A Survey [J]. *Industrial Electronics, IEEE Trans on*, 1998, 45(5): 691-703.

[2] Ching-Tsai Pan, Yi-Shuo Huang, Tai-Lang Jong. A Constant Hysteresis-band Current Controller with Fixed Switching Frequency [A]. *Proc of the 2002 IEEE Int Symposium on* [C]. L'Aquila, Italy, 2002, 3: 1021-1024.

(下转第 1106 页)

工况信息样本的同时控制工作样本集的规模 将所提出的软测量建模方法用于PX 吸附分离过程中纯度的预测, 结果表明所提出的方法以及样本替换策略可以有效地增强软测量模型适应工况变化的能力, 提高其预测的精度

参考文献(References)

- [1] 冯孝庭 吸附分离技术[M]. 北京: 化工出版社, 2000: 46-52
(Feng X T. *Techniquical of Fractionation by Adsorption Process* [M]. Beijing: Chemical Industry Press, 2000: 46-52)
- [2] Pavone D, Hotier G. System Approach Modeling Applied to the Eluxyl Process[J]. *Oil & Gas Science and Technology*-rev, 2000, 55(4): 437-446
- [3] 徐敏, 俞金寿. 软测量技术[J]. *石油化工自动化*, 1998, 10(2): 1-3
(Xu M, Yu J S. Technology of Soft Sensor [J]. *A uam ation in Petro-chemical Industry*, 1998, 10(2): 1-3
- [4] Vapnik V. *Statistical Learning Theory* [M]. New York: Wiley Springer, 1998: 146-175
- [5] 阎威武, 邵惠鹤. 支持向量机和最小二乘支持向量机的比较及应用研究[J]. *控制与决策*, 2003, 18(3): 358-360
(Yan W W, Shao H H. Application of Support Vector M achines and Least Squares Support Vector M achines to Heart Disease Diagnoses [J]. *Control and decision*, 2003, 18(3): 358-360
- [6] Naqa I E, Yang Y. Relevance Feedback Based on Incremental Learning for Mammogram Retrieval[J]. *Image Processing*, 2003, 4(2): 7-11
- [7] Cauwenberghs G, Poggio T. Incremental and Decremental Support Vector Machine Learning [J]. *Advances in Neural Information Processing Systems*, 2000, 13(2): 147-158
- [8] Burges C J C. A tutorial on Support Vector M achines for Pattern Recognition [J]. *Data Mining and Knowledge Discovery*, 1998, 2(2): 1-47.
- [9] Chang C C, Lin C J. Training Nu-support Vector Regression: Theory and Algorithms [J]. *Neural Computation*, 2002, 14(2): 1959-1977.
- [10] Tax D M J, Duin R P W. Data Domain Description by Support Vectors [A]. *Proc of 8th European Symposium on Artificial Neural Networks* [C]. Brussels: Facto D, 1999: 251-256
- [3] Buso S, Fiasolo S, Malesani L. et al. A Dead-beat adaptive Hysteresis Current Control [J]. *Industry Applications, IEEE Trans on*, 2000, 36(4): 1174 - 1180
- [4] Kawabata Y, Kawakami T, Sasakura Y, et al. New Design Method of Decoupling Control System for Vector Controlled Induction Motor [J]. *Power Electronics, IEEE Trans on*, 2004, 19(S): 1-9
- [5] Telford D, Dunnigan M W, Williams B W. A Self-tuning Regulator for Induction Machine Vector Control [A]. *Power Electronics Specialists Conf, 2002 PESC 02*[C]. Carins, 2002, 3: 1463-1468
- [6] Nishida K, Nakaoaka M. Deadbeat Current Control with Adaptive Predictor for Three-phase Voltage-source Active Power Filter [A]. *Power Electronics Specialists Conf, 2004, PESC 04* [C]. Aachen, 2004, 2: 1010-1016
- [7] Telford D, Dunnigan M W, Williams B W. Adaptive High Bandwidth Current Control for Induction M achines [J]. *Power Electronics, IEEE Trans on*, 2003, 18(2): 527-538
- [8] Malesani L, Mattavelli P, Buso S. Robust Dead-beat Current Control for PWM Rectifiers and Active Filters [J]. *Industry Applications, IEEE Trans on*, 1999, 35(S): 613-620
- [9] Burton B, Harley R G, Diana G, et al. Implementation of a Neural Network to Adaptively Identify and Control VSI-Fed Induction Motor Stator Currents [J]. *Industry Applications, IEEE Trans on*, 1998, 34(3): 580-588
- [10] Saetio S, Torrey D A. Fuzzy Logic Control of a Space-vector PWM Current Regulator for Three-phase Power Converters [J]. *Power Electronics, IEEE Trans on*, 1998, 13(3): 419-426
- [11] Zhang C J, Dunnigan M W. Robust Adaptive Stator Current Control for an Induction Machine [A]. *Proc of 2003 IEEE Conf on* [C]. Istanbul, 2003, 1(23-25): 779-784
- [12] Sheng-Ming Yang, Chen-Haur Lee. A Deadbeat Current Controller for Field Oriented Induction Motor Drives [J]. *Power Electronics, IEEE Trans on*, 2002, 17(5): 772-778

(上接第 1101 页)