

文章编号: 1001-0920(2004)09-1004-04

基于死区技术的感应电机鲁棒自适应电流控制

张承进

(山东大学 控制科学与工程学院, 山东 济南 250061)

摘要: 提出一种新型感应电机鲁棒自适应电流控制方案。在非线性反馈解耦之后, 应用内模原理设计一个极点配置电流控制器, 以保证稳态定子电流的精确跟踪; 然后将死区技术应用于梯度适应律, 以增强控制系统的鲁棒性; 最后的 Matlab/Simulink 仿真研究结果表明闭环控制回路具有良好的控制性能。

关键词: 电流控制; 鲁棒稳定性; 自适应控制; 感应电机; 死区

中图分类号: TP13 **文献标识码:** A

Robust adaptive current control of induction machine based on dead-zone technique

ZHANG Cheng-jin

(School of Control Science and Engineering, Shandong University, Jinan 250061, China. E-mail: cjzhang@sdu.edu.cn)

Abstract: A new robust adaptive current control scheme for the induction machine is proposed. After employing nonlinear feedback decoupling technique, a pole placement controller for synchronous frame current control is designed by employing the internal model principle resulting in zero steady state tracking error of the machine stator currents. The dead-zone technique is then utilized in the gradient adaptive law to enhance the robustness of the control system. The simulation study carried out using Matlab/Simulink shows the performance of the closed-loop current control system.

Key words: current control; robust stability; adaptive control; induction machine; dead-zone

1 引言

在感应电机的高性能控制中, 间接转子磁场定向(RFO)矢量控制是应用最广泛的控制方法^[1]。这种技术可使感应电机获得类似于直流电机的转矩控制性能, 因此在许多高性能应用领域能以感应电机代替直流电机。矢量控制感应电机的转矩性能极大地依赖于内环电流控制策略, 而实际上电流控制回路又受到未建模动态和参数不确定性的影响, 感应电机中的运行状况总是不断变化的, 因此是一个典型的时变系统。为了获得高性能矢量控制系统, 需要设计一个可以随着电机动态和扰动的变化而变化的

鲁棒电流控制器

一种常用的感应电机电流控制方法是PI调节器^[2], 它能获得零稳态电流误差, 但由于PI控制器固有的相位滞后而使其动态性能低下。另外一种常用的控制方法是磁滞控制器^[2,3], 它对三个相位均使用一个带有磁滞比较器的非线性反馈回路。磁滞控制器能获得非常快速的动态响应, 但其稳态性能很差。这是由于相位间的交互作用和开关频率的变化, 致使电流误差有时可能达到磁滞带宽的二倍^[4,5]。电流预测控制算法可获得快速动态响应和良好的稳态性能^[6]。它根据实际误差和参数在每一采样周期的

收稿日期: 2003-10-03; 修回日期: 2004-02-09

基金项目: 山东省优秀中青年科学家奖励基金项目(03BS089)。

作者简介: 张承进(1962—), 男, 山东莱芜人, 教授, 博士, 从事时变系统控制、非线性系统理论等研究。

初始点预测电流误差向量, 然后极小化此预测误差以确定下一周期的电压向量, 但该方法的控制性能随着电机热效应和磁场饱和而引起的模型参数变化而降低^[7,8]。近年来, 神经网络和模糊逻辑等新技术已应用于感应电机的电流控制^[9,10], 尤其适用于处理系统动态未知的问题。但感应电机电流控制需要具有较精确的数学模型, 而神经网络和模糊控制方法并不比传统电流控制策略的性能优越^[11]。

本文提出一种新型的感应电机鲁棒自适应电流控制方法。首先将时变极点配置控制设计策略^[11]应用于电机模型, 控制器参数由模型参数的估计值和闭环特征多项式的系数计算导出; 然后将死区技术^[12]用于梯度适应算法, 并将定子电流的估计误差与建模误差和不确定性扰动的上界进行比较, 依此切换适应算法从而提高控制系统的鲁棒性; 最后给出仿真研究以证实所提出控制系统的鲁棒稳定性和良好的动态性能。

2 问题的描述

在 RFO 方案中, 通过 d - q -轴电流来控制转子磁通和转矩, 定子电压方程可简化为

$$v_{dse} = R_s i_{dse} + \alpha_s \frac{di_{dse}}{dt} - \omega \alpha_s i_{qse}, \quad (1a)$$

$$v_{qse} = R_s i_{qse} + \alpha_s \frac{di_{qse}}{dt} + \omega L_s i_{dse} \quad (1b)$$

其中: v_{dse} 和 v_{qse} 为 d - q -轴定子电压, R_s 为定子电阻, L_s 为定子电感, ω 为旋转角频率, i_{dse} 和 i_{qse} 为 d - q -轴定子电流, $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L L_r}$, L_r 和 L_m 分别为转子电感和互感。

可以看出 d - q -轴电压方程包含两个耦合项, 即 $\omega \alpha_s i_{qse}$ 和 $\omega L_s i_{dse}$, 这两项可通过在控制器中应用非线性反馈解耦回路加以消除。解耦之后的电压方程变为

$$v_{dse} = R_s i_{dse} + \alpha_s \frac{di_{dse}}{dt}, \quad (2a)$$

$$v_{qse} = R_s i_{qse} + \alpha_s \frac{di_{qse}}{dt} \quad (2b)$$

以上方程是在假设参考坐标系与转子磁通同步旋转之下推导得到的。为了得到转子磁通的旋转角度 θ , 给出以下观测器:

$$\omega_l = \frac{R_r i_{dse}}{L_r i_{dse}}, \omega = \omega_l + \omega, \theta = \int \omega dt, \quad (3)$$

其中 ω_l 为转差频率。所以最后得到定子电流的动态模型为

$$\dot{i}_{dse} = -\frac{R_s}{\alpha_s} i_{dse} + \frac{1}{\alpha_s} v_{dse}, \quad (4a)$$

$$\dot{i}_{qse} = -\frac{R_s}{\alpha_s} i_{qse} + \frac{1}{\alpha_s} v_{qse} \quad (4b)$$

令 $a(t) = R_s/\alpha_s, b(t) = 1/\alpha_s$, 可得简化的感应电机动态模型

$$A(s, t) i_{dse} = B(s, t) v_{dse}, \quad (5a)$$

$$A(s, t) i_{qse} = B(s, t) v_{qse} \quad (5b)$$

其中: $A(s, t) = s + a(t), B(s, t) = b(t), s$ 是 Laplace 算子。

下面只考虑 (5a) 的控制器设计, (5b) 的控制器设计与 (5a) 的相同。

引入低通滤波器 $1/F = 1/(s + f)$ (其中 $f > 0$) 以减小建模误差的影响^[2], 并且定义

$$y_{dse} = \frac{1}{F} i_{dse}, u_{dse} = \frac{1}{F} v_{dse} \quad (6)$$

注 1 文献 [4, 5] 指出滤波作用可将参数估计器置于相关频带上运行, 因此可大大减少未建模动态和扰动的影响, 这一点对自适应电流控制的成功至关重要。

由 (5a) 和 (6) 可推得以下关系式:

$$i_{dse} = [F - A(s)] y_{dse} + B(s) u_{dse} + \eta_{se} = \Phi \theta + \eta_{se} \quad (7)$$

其中: $\Phi = [y_{dse}, u_{dse}]$, $\theta = [\theta_1, \theta_2] = [f - a(t), b(t)]$, η_{se} 为时变算子之间交互作用而引起的误差项。式 (7) 的推导及 η_{se} 的表达式类似于文献 [8]。

尽管感应电机在运行中其参数能增至初始值的二倍左右, 但是参数的变化相对于电机动态来讲非常缓慢, 因此给出以下假设:

假设 1 存在充分小的 $\epsilon > 0$, 使得对任意的 t 慢时变参数满足

$$\dot{\theta}(t) \leq \epsilon \quad (8)$$

假设 1 中时变参数 $a(t)$ 和 $b(t)$ 的变化速度很慢, 由于 $1/F, A, B$ 之间的相互作用而出现的 η_{se} 是 y_{dse} 和 u_{dse} 的函数, 如果时变参数的变化速度 $\dot{a}(t)$ 和 $\dot{b}(t)$ 满足 $\max\{|\dot{a}|, |\dot{b}|\} \leq \epsilon$, 且令 $\alpha_0 \in (0, \overline{\alpha_0}), \overline{\alpha_0} = \min\{1, f\}$, 则对 (7) 中的误差项 η_{se} 有以下假设:

假设 2 存在常数 $\epsilon, \sigma_0 > 0$, 使得

$$|\eta_{se}(t)| \leq \epsilon \rho(t) = d(t), \quad (9)$$

其中

$$\rho(t) = \sup_{0 \leq \tau \leq t} \{ \mathcal{Q}(\tau) \exp\{-\sigma_0(t - \tau)\} \}. \quad (10)$$

注 2 由式 (9) 和 (10) 可看出, 建模误差项 $\eta_{se}(\eta_{se})$ 在一个上界函数范围之内变化。式 (7) 中的误差项 $\eta_{se}(t)$ 包含两项误差来源: 一项为未建模动

态,另一项为时变算子之间的交互作用^[8].

3 带有死区的适应律

记 $\hat{\theta}$ 为参数向量 θ 的估计,估计误差为

$$e = i_{dse} - \Phi \hat{\theta} \tag{11}$$

估计误差 e 又可表示为

$$e = \Phi \tilde{\theta} + \eta_{dse}, \tag{12}$$

其中 $\tilde{\theta} = \hat{\theta} - \theta$ 为参数向量的估计误差 信号 e 包含参数误差项 $\tilde{\theta}$ 和建模误差项 η_{dse} , 当 e 变大时,意味着 $\Phi \tilde{\theta}$ 增大,这又意味着 $\tilde{\theta}$ 增大 此时建模误差的影响不大,参数估计由 e 驱动朝着减小 $\tilde{\theta}$ 的方向变化 当 e 变小时, η_{dse} 的影响比信号 $\Phi \tilde{\theta}$ 的影响更加突出,参数估计有可能朝着加大参数误差 $\tilde{\theta}$ (或 $\Phi \tilde{\theta}$) 的方向变化 应用死区技术监控估计误差的变化,只有估计误差相对于建模误差 η_{dse} 变得较大时才修正参数的估计值,这将改善控制系统的鲁棒性

$$\tilde{\theta} = \frac{\alpha \mathcal{R}(t) g(t)}{1 + \Phi(t) \mathcal{R}(t)}, \tag{13}$$

其中

$$g(t) = \begin{cases} 0, & e(t) = 0; \\ e(t) \max \left\{ \frac{|e(t)| - d(t)}{|e(t)|}, 0 \right\}, & e(t) \neq 0 \end{cases} \tag{14}$$

4 控制器设计

在两相旋转坐标系中稳态运行时,定子参考电流信号 i_{dse}^* (或 i_{qse}^*) 满足

$$Q(s) i_{dse}^* = 0, \tag{15}$$

其中 $Q(s) = s$, s 是微分算子.

极点配置控制器由下式给出:

$$P(s)Q(s)v_{dse} = L(s)(i_{dse}^* - i_{dse}). \tag{16}$$

其中 $L(s)$ 和 $P(s)$ 分别为 1 阶和 0 阶多项式,由以下 Bezout 方程解得:

$$P(s)Q(s)\hat{A}(s) + L(s)\hat{B}(s) = A^*(s). \tag{17}$$

其中: $A^*(s)$ 为所期望的 2 阶闭环稳定多项式, $\hat{A}(s)$ 与 $\hat{B}(s)$ 是 $A(s)$ 与 $B(s)$ 的估计多项式,即将 $A(s)$ 与 $B(s)$ 的参数用上节中的估计值代替

由式(16)和等式 $\hat{A} i_{dse} = B v_{dse}$ 可得

$$P(s)Q(s)\hat{A} i_{dse} = L(s)\hat{B}(i_{dse}^* - i_{dse}),$$

因此有

$$i_{dse} = \frac{L\hat{B}}{\hat{A}} i_{dse}^* = \frac{A^* - PQA}{A} i_{dse}^*,$$

所以定子电流跟踪误差 $e_r = i_{dse} - i_{dse}^*$ 满足

$$e_r = i_{dse} - i_{dse}^* = - \left[\frac{PA}{A} \right] [Q i_{dse}^*] \tag{18}$$

因为 $Q(s) i_{dse}^* = 0$, 所以跟踪误差 e_r 将随时间依指数率趋于零

选取 $L(s) = l_0 s + l_1, P(s) = p$, 及

$$A^* = s^2 + a_1 s + a_2, \tag{19}$$

则由式(17)解得

$$l_0 = \frac{a_1 - a}{b}, l_1 = \frac{a_2}{b}, p = 1.$$

因为式(16)中 v_{dse} 和 $i_{dse}^* - i_{dse}$ 的导数不易实现,所以利用一个滤波器 $1/\Lambda(s)$ 给出以下电压控制输入(其中 $\Lambda(s) = s + \lambda$ 是一个 1 阶 Hurwitz 多项式):

$$\begin{aligned} v_{dse} &= [\Lambda(s) - P(s)Q(s)] \frac{1}{\Lambda(s)} [v_{dse}^*] + \\ &L(s) \frac{1}{\Lambda(s)} [i_{dse}^* - i_{dse}] = \\ &\frac{\lambda}{\Lambda(s)} [v_{dse}^*] + l_0 [i_{dse}^* - i_{dse}] + \\ &(l_1 - l_0 \lambda) \frac{1}{\Lambda(s)} [i_{dse}^* - i_{dse}] \end{aligned} \tag{20}$$

因此可得到控制总电压输入

$$\bar{v}_{dse} = v_{dse} - \omega \mathcal{L}_s i_{qse} \tag{21}$$

5 仿真研究

图 1 为鲁棒自适应感应电机电流控制结构图,本节将用 Matlab/Simulink 仿真系统对本文的鲁棒自适应控制策略的有效性进行验证 其参数分别为 $R_s = 0.55 \Omega, R_r = 0.75 \Omega, L_m = 0.063 \text{ H}, L_s = L_r = 0.068 \text{ H}$, 设计参数选为 $\lambda = 10, a_1 = 1800, a_2 = 1.8 \times 10^6, \alpha = 50$ 模型参数的初始值取为 $a(0) = 50, b(0) = 100$, 励磁电流参考信号 $i_{qse}^* = 9 \text{ A}$, 转矩电流参考信号 i_{dse}^* 为 $\pm 4 \text{ A}$ 的方波 图 2 给出了两相旋转 $d-q$ 轴电流响应曲线,在初始阶段电流响应有些振荡现象,但是控制器迅速调节,具有很强的调节能力,得到了良好的动态响应 图 3 是电流的瞬态方

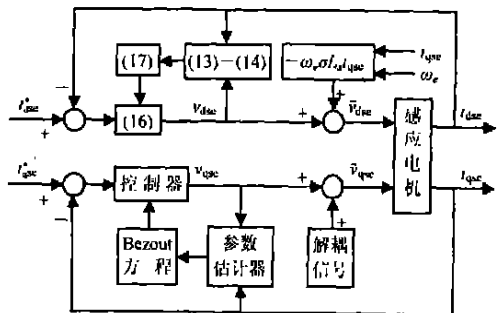


图 1 鲁棒自适应感应电机电流控制结构

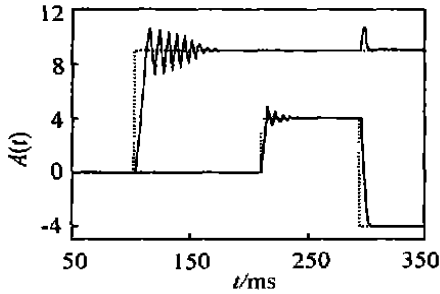


图 2 初始阶段的定子电流跟踪

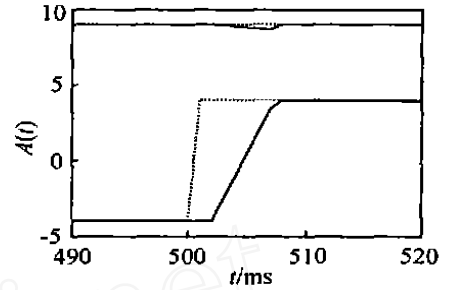
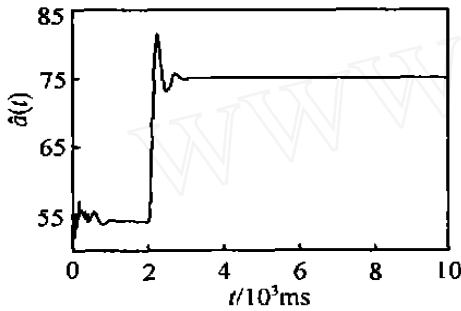
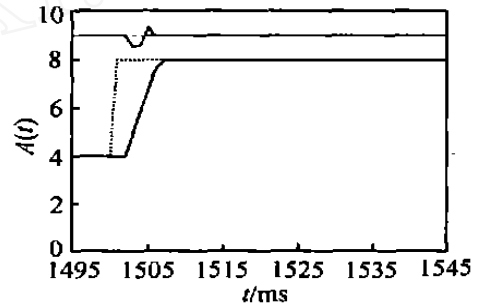


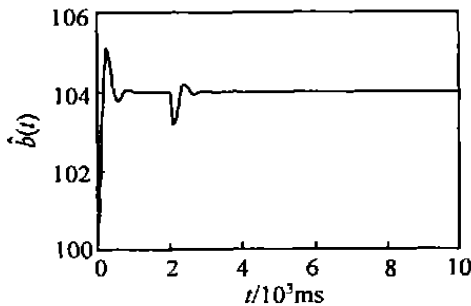
图 3 定子电流瞬态响应



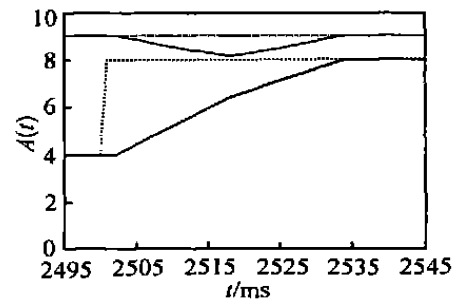
(a) $a(t)$ 的估计曲线 $\hat{a}(t)$



(a) 电阻变化前



(b) $b(t)$ 的估计曲线 $\hat{b}(t)$



(b) 电阻变化后

图 4 参数估计

图 5 定子电流动态响应

响应,可以看出响应速度很快,时间大约为 5 ms

在 $t = 2$ s 时定子电阻 R_s 增大 40%, 以检验控制方案的鲁棒性能, 仿真结果见图 4 和图 5。图 4 为参数 $a(t)$ 和 $b(t)$ 的估计, 可看出即使在电机参数突然变化的情况下, 参数适应率也能成功地辨识出参数 $a(t)$ 和 $b(t)$; 图 5 为电机参数变化前后定子电流的动态响应, 尽管参数变化后定子电流的响应时间稍长, 但电机参数变化前后的瞬态性能均十分优良, 在参数有突然跳动的情况下, 也能得到良好的控制性能, 控制系统具有较强的鲁棒性。这些结果表明文中的鲁棒自适应控制器不但能辨识出变化的参数, 并且可获得良好的动态、稳态性能。

6 结 语

在感应电机的间接转子磁场定向矢量控制中, 系统性能高度依赖于内环电流控制策略。从本文的

控制方案设计、分析和仿真验证可以看出, 由于使用了滤波和死区技术, 所提出的自适应电流控制系统对于未建模动态和电机参数扰动具有很强的鲁棒性; 因为设计原则是极点配置控制, 所以控制系统的稳定性能够得以保证; 另外内模原理可消除稳态定子电流跟踪误差, 从而提高了稳态性能。

参考文献 (References):

[1] Vas P. *Sensorless Vector and Direct Torque Control* [M]. Oxford: Oxford University Press, 1998
 [2] Kazmierkowski M P, Malesani L. Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey [J]. *IEEE Trans on Industrial Electronics*, 1998, 45(5): 691-703

(下转第 1012 页)

二次磨矿细度强弱磁分别提高了 2.92% 和 2.21%。结果表明该系统能够得到可行的调度方案且效果好。

参考文献(References):

- [1] Nagalingam S V, Lin G C I. Latest developments in CM [J]. *Robotics and Computer Integrated Manufacturing*, 1999, (15): 423-430
- [2] Bruce M Rishardson. Back to the Future: MES from 1999-2000[R]. AMR Inc, 1995
- [3] 柴天佑, 金以慧, 任德祥, 等. 基于三层结构的流程工业现代集成制造系统[J], 控制工程, 2002, 9(3): 1-6 (Chai T Y, Jin Y H, Ren D X, et al. Contemporary integrated manufacturing system based on three-layer structure in process industry [J]. *Control Engineering of China*, 2002, 9(3): 1-6)
- [4] Sohlenius G. Concurrent engineering [J]. *Annals of CIRP*, 1992, 41(2): 645-655
- [5] Kusiak A, Larson T N. Reengineering of design and manufacturing processes [J]. *Computers Engineering*, 1994, 26(1): 521-536
- [6] Garey M R, Graham R L, Johnson D S. Performance guarantees for scheduling algorithms [J]. *Operations Research*, 1978, 26(1): 3-21
- [7] Gonzalez T, Sahni S. Flow shop and jobshop schedules: Complexity and approximation [J]. *Operations Research*, 1978, 26(1): 36-52
- [8] Jay Liebowitz, William E Potter. Scheduling objective, requirements, resources, constraints, and Process: Implications for a generic expert scheduling system architecture and toolkit [J]. *Expert Systems with Applications*, 1995, 9(3): 423-432
- [9] Everett J E. Iron ore production scheduling to improve product quality [J]. *European J of Operational Research*, 2001, 129(2): 355-361
- [10] Speranza M G, Ukovich W. Applying an optimization model to production management and logistics [J]. *CMS*, 1992, 3(8): 239-244
- [11] Rao M, Wang Q. Computer integrated process system in continuous manufacturing industries [J]. *CMS*, 1993, 4(11): 260-272
- [12] Henning G, Jaime C. A knowledge-based approach to production scheduling for processes [J]. *Computers Chem Engng*, 1996, 20(S): 1295-1300
- (上接第 1007 页)
- [3] Plunkett B. A current controlled PWM transistor inverted drive [A]. *IEEE-IAS Ann Meeting [C]*. Florida, 1979. 785-792
- [4] Malesani L, Mattavelli P, Tomasin P. Improved constant-frequency hysteresis current control of VSI inverters with simple feedforward bandwidth prediction [J]. *IEEE Trans on Industry Applications*, 1997, 33(5): 1194-1202
- [5] Buso S, Fasalo S, Malesani L, et al. A dead-beat adaptive hysteresis current control [J]. *IEEE Trans on Industry Applications*, 2000, 36(4): 1174-1180
- [6] Brahim L B, Kawamura A. Digital control of induction motor current with deadbeat response using predictive state observer [J]. *IEEE Trans on Power Electronics*, 1992, 7(3): 551-559
- [7] Malesani L, Mattavelli P, Buso S. Robust dead-beat current control for PWM rectifiers and active filters [J]. *IEEE Trans on Industry Applications*, 1999, 35(3): 613-620
- [8] Zhang C J, Dunnigan M. Robust adaptive stator current control for an induction machine [A]. *IEEE Conf on Control Applications [C]*. Istanbul, 2003. 779-784
- [9] Tzou Y Y, Lin S Y. Fuzzy-tuning current-vector control of a three-phase PWM inverter for high performance AC drives [J]. *IEEE Trans on Industrial Electronics*, 1998, 45(5): 782-792
- [10] Burton B, Harlry R G, Diana G, et al. Implementation of a neural network to adaptively identify and control VSI-fed induction motor stator currents [J]. *IEEE Trans on Industry Applications*, 1998, 34(3): 580-588
- [11] Goodwin G C, Sin K S. *Adaptive Filtering, Prediction and Control* [M]. New Jersey: Prentice-Hall, 1984
- [12] Middleton R H, Goodwin G C, Hill D J. Design issues in adaptive control [J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1988, 33(1): 50-58