

文章编号: 1001-0920(2001) 06-0947-04

具有不确定负载的交流电机自适应后推控制方法

刘国海, 戴先中

(东南大学 自动控制系, 江苏 南京 210096)

摘 要: 将后推控制方法应用于非线性感应电动机的控制系统中, 并把负载作为不确定参数, 引入自适应的机制。通过状态观测, 感应电动机的速度和转子磁链得到很好的跟踪, 改善了系统的性能。仿真结果证明了该方法的有效性。

关键词: 感应电动机; 后推控制; 自适应; 负载

中图分类号: TM 343

文献标识码: A

Adaptive Backstepping Control of Induction Motors with Load Torque Uncertainties

LIU Guo-hai, DAI Xian-zhong

(Department of Automatic Control, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: An adaptive backstepping control design is applied to an nonlinear induction motor system with load torque uncertainties. With state observers, both rotor speed and rotor flux amplitude tracing objectives are satisfied, which improves power efficiency without affecting the speed regulation. The proposed method has a simple structure. The simulation results show the validity of this method.

Key words: induction motor; backstepping control; adaptive control; load

1 前 言

交流电机是多变量、非线性和强耦合的系统, 实现交流电动机的高性能控制是当前交流传动研究领域中的重要内容。目前已有许多这方面的控制方法, 如磁场定向控制、部分状态反馈^[1]、精确输入输出线性化解耦控制^[2]、自适应形式的输入输出线性化解耦控制^[3]、无源方法^[4]以及后推控制^[5]等。这些方法均需要事先知道系统的部分状态或全部状态, 特别是负载的不确定会影响控制效果。

本文把后推控制方法应用于非线性感应电动机

的控制系统中, 并把负载作为不确定参数, 引入自适应的机制。通过状态观测, 速度和磁链能够得到很好的跟踪, 系统的控制结构简单。仿真结果证明了该方法的有效性。

2 感应电动机自适应后推控制

2.1 感应电动机的数学模型

在互感相等和线性磁路的假设条件下, 感应电动机在同步旋转坐标系 (d, q) , 且转子磁链在 d 轴方向上(即磁场定向控制), 其数学模型如下

收稿日期: 2000-08-18; 修回日期: 2000-12-04

作者简介: 刘国海(1964—), 男, 江苏高邮人, 教授, 博士, 从事电机控制、复杂系统控制等研究; 戴先中(1954—), 男, 江苏昆山, 教授, 博士生导师, 从事复杂系统控制、电力系统控制等研究。

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d\omega}{dt} &= \mu \phi_{di sq} - \frac{T_L}{J} \\ \frac{d\phi_d}{dt} &= -\alpha \phi_d + \alpha M i_{sd} \\ \frac{di_{sd}}{dt} &= -\gamma i_{sd} + \alpha \beta \phi_d + n_p \omega i_{sq} + \\ &\quad \alpha M \frac{i_{sq}^2}{\phi_d^2} + \frac{1}{\sigma L_s} u_d \\ \frac{di_{sq}}{dt} &= -\gamma i_{sq} - \beta n_p \omega \phi_d - n_p \omega i_{sd} - \\ &\quad \alpha M \frac{i_{sq} i_{sd}}{\phi_d} + \frac{1}{\sigma L_s} u_q \end{aligned} \right. \quad (1)$$

式中

$$\begin{aligned} \alpha &= R_r / L_r, \quad \beta = M / (\sigma L_s L_r) \\ \gamma &= M^2 R_r / (\sigma L_s L_r^2) + R_s / (\sigma L_s) \\ \mu &= n_p M / (J L_r) \end{aligned}$$

这里, $\sigma = 1 - (M^2 / L_s L_r)$; R, L, M, i, ϕ, ω 和 u 分别为电阻、自感、互感、电流、磁链、转子角速度和电压; 下标 s 和 r 分别为定子和转子; (d, q) 分别为两相同步旋转坐标分量; n_p 为极对数; J 为转动惯量; T_L 为负载转矩。

控制的目标是速度跟踪期望的参考速度, 磁链幅值跟踪期望的参考磁链。参考速度代表期望的机械输出性能, 参考磁链则代表改善效率的尺度。

2.2 自适应后推控制设计

为了实现速度和磁链幅值跟踪的目标, 自适应后推设计步骤如下:

第1步 针对速度和磁链幅值跟踪的目标, 定义跟踪误差为

$$e_1 = \omega_d - \omega, \quad e_3 = \phi_{ref} - \phi_d$$

则误差的导数为

$$\left\{ \begin{aligned} \dot{e}_1 &= \dot{\omega}_d - \dot{\omega} = \dot{\omega}_{ef} - \mu \phi_{di sq} + T_L / J \\ \dot{e}_3 &= \dot{\phi}_{ref} + \alpha \phi_d - \alpha M i_{sd} \end{aligned} \right. \quad (2)$$

在式(2)中, 把 $\phi_{di sq}$ 和 i_{sd} 看作控制, 当参数 T_L

已知时, 使用 Lyapunov 函数 $V_1 = \frac{1}{2}[e_1^2 + e_3^2]$ 。为了获得稳定的反馈, 取

$$\left\{ \begin{aligned} (\phi_{di sq})_{ref} &= \frac{1}{\mu} \left[k_1 e_1 + \dot{\omega}_{ef} + \frac{T_L}{J} \right] \\ (i_{sd})_{ref} &= \frac{1}{\alpha M} [k_3 e_3 + \dot{\phi}_{ref} + \alpha \phi_d] \end{aligned} \right. \quad (3)$$

则 $\dot{e}_1 = -k_1 e_1, \dot{e}_3 = -k_3 e_3, \dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 - k_3 e_3^2 < 0$, 其条件为 $k_1 > 0, k_3 > 0$ 。

式(3)给出了在参数 T_L 已知的情况下, 为了满足速度和磁链幅值跟踪的要求, 状态变量 $\phi_{di sq}, i_{sd}, i_{sq}$

所期望的性能。当 T_L 未知时, 则使用其估计值 $\hat{T}_L$, 式(3)变为

$$\left\{ \begin{aligned} (\phi_{di sq})_{ref} &= \frac{1}{\mu} \left[k_1 e_1 + \dot{\omega}_{ef} + \frac{\hat{T}_L}{J} \right] \\ (i_{sd})_{ref} &= \frac{1}{\alpha M} [k_3 e_3 + \dot{\phi}_{ref} + \alpha \phi_d] \end{aligned} \right. \quad (4)$$

第2步 重新定义含有期望变量的误差信号如下

$$\begin{aligned} e_2 &= (\phi_{di sq})_{ref} - \phi_{di sq} = \\ &\quad \frac{1}{\mu} [k_1 e_1 + \dot{\omega}_{ef}] + \frac{\hat{T}_L}{\mu J} - \phi_{di sq} \\ e_4 &= (i_{sd})_{ref} - i_{sd} = \\ &\quad \frac{1}{\alpha M} [k_3 e_3 + \dot{\phi}_{ref} + \alpha \phi_d] - i_{sd} \end{aligned}$$

则式(2)可以表示为

$$\left\{ \begin{aligned} \dot{e}_1 &= -k_1 e_1 + \mu e_2 - \tilde{T}_L / J \\ \dot{e}_3 &= -k_3 e_3 + \alpha M e_4 \end{aligned} \right. \quad (5)$$

其中 $\tilde{T}_L = T_L - \hat{T}_L$ 为估计误差。 e_2, e_4 的动态方程为

$$\left\{ \begin{aligned} \dot{e}_2 &= \frac{d}{dt}(\phi_{di sq})_{ref} - \frac{d}{dt}(\phi_{di sq}) = \\ &\quad -\frac{1}{\mu} k_1^2 e_1 + k_1 e_2 - \frac{k_1}{\mu J} \tilde{T}_L - \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{di sq} + \lambda_1 \\ \dot{e}_4 &= (\dot{i}_{sd})_{ref} - \dot{i}_{sd} = \\ &\quad -\frac{1}{\alpha M} k_3^2 e_3 + k_3 e_4 - \frac{1}{\sigma L_s} u_d + \lambda_2 \end{aligned} \right. \quad (6)$$

式中

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= \frac{1}{\mu} \ddot{\omega}_{ef} + \frac{\dot{\hat{T}}_L}{\mu J} - (-\alpha \phi_d + \alpha M i_{sd}) i_{sq} - \\ &\quad \phi_d \left(-\gamma i_{sq} - \beta n_p \omega \phi_d - n_p \omega i_{sd} - \alpha M \frac{i_{sq} i_{sd}}{\phi_d} \right) \\ \lambda_2 &= \frac{1}{\alpha M} [\dot{\phi}_{ref} + \alpha (-\alpha \phi_d + \alpha M i_{sd})] - \\ &\quad \left(-\gamma i_{sd} + \beta \alpha \phi_d + n_p \omega i_{sq} + \alpha M \frac{i_{sq}^2}{\phi_d^2} \right) \end{aligned}$$

第3步 为了获得控制和参数的更新规律, 把 e_2, e_4 和 $\tilde{T}_L$ 加入 V_1 中形成新的 Lyapunov 函数, 即

$$V_e = \frac{1}{2} [e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + e_4^2 + \frac{1}{k_T J} \tilde{T}_L^2]$$

式中 k_T 是正数。由方程(5)和(6)可以得到

$$\begin{aligned} \dot{V}_e &= e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 + e_4 \dot{e}_4 + \frac{1}{k_T J} \tilde{T}_L \dot{\tilde{T}}_L = \\ &\quad -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 - k_4 e_4^2 + \\ &\quad e_2 \left[\left(\mu - \frac{1}{\mu} k_1^2 \right) e_1 + (k_1 + k_2) e_2 + \right. \\ &\quad \left. \lambda_1 - \frac{\phi_d}{\sigma L_s} u_q \right] + e_4 \left[\left(\alpha M - \frac{1}{\alpha M} k_3^2 \right) e_3 + \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & (k_3 + k_4)e_4 + \lambda_2 - \frac{1}{\sigma L_s}u_d \Big] + \\ & \frac{T_L}{J} \Big[-e_1 - \frac{k_1}{\mu}e_2 + \frac{1}{k_T}\dot{\hat{T}}_L \Big] \end{aligned} \tag{7}$$

式中, $k_2 > 0, k_4 > 0$ 。如果取如下的控制规律和参数调整规律

$$\begin{cases} u_q = \frac{\sigma L_s}{\Phi_{fd}} \Big[\Big(\mu - \frac{1}{\mu}k_1^2 \Big) e_1 + (k_1 + k_2)e_2 + \lambda_1 \Big] \\ u_d = \sigma L_s \Big[\Big(\alpha M - \frac{1}{\alpha M}k_3^2 \Big) e_3 + (k_3 + k_4)e_4 + \lambda_2 \Big] \\ \dot{\hat{T}}_L = k_T \Big(e_1 + \frac{k_1}{\mu}e_2 \Big) \end{cases} \tag{8}$$

则
$$\dot{V}_e = -k_1e_1^2 - k_2e_2^2 - k_3e_3^2 - k_4e_4^2 \leq 0$$

因此, 式(8)即为交流电机自适应后推控制的规律。它是在磁场定向的基础上, 考虑到交流电机实际工作时负载不确定而得到的, 克服了原磁场定向控制受负载变化的不足, 相对于自适应的输入输出线性化解耦控制来说, 结构简单, 容易实现。

3 系统仿真

交流电机自适应后推控制系统的框图如图1所示。为了验证控制的有效性, 采用MATLAB5.3&SIMULINK进行仿真, 用于仿真的电机参数为: $R_s = 0.687 \, \Omega, R_r = 0.842 \, \Omega, L_s = 83.97 \, \text{mH}, L_r = 85.28 \, \text{mH}, M = 81.36 \, \text{mH}, J = 0.03 \, \text{kgm}^2, n_p = 2$, 额定速度为 $182 \, \text{rad/s}$, 额定负载为 $12 \, \text{Nm}$, 额定转子磁链为 $0.48 \, \text{Wb}$, $P_N = 2.2 \, \text{kW}$ 。

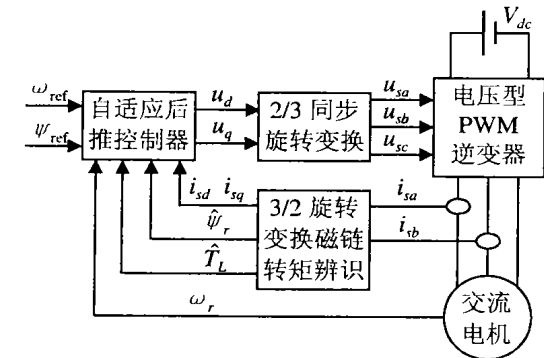


图 1 仿真系统框图

感应电动机自适应后推控制系统的仿真参数取为 $k_1 = k_2 = k_3 = 100, k_4 = 400, k_T = 4$ 。

图 2 为电机转子速度跟踪过程, $t = 0$ 时速度给定为 $150 \, \text{rad/s}$, 在 $t = 2 \, \text{s}$ 时达到额定值 ($182 \, \text{rad/s}$)。转子磁链给定 $t = 0 \, \text{s}$ 为额定值 ($0.48 \, \text{Wb}$) ,

在 $t = 1.5 \, \text{s}$ 时变为 $0.25 \, \text{Wb}$, 其跟踪过程如图 3 所示。图 4 给出了负载转矩的实际值 ($12 \, \text{Nm}$) 和其估计值。

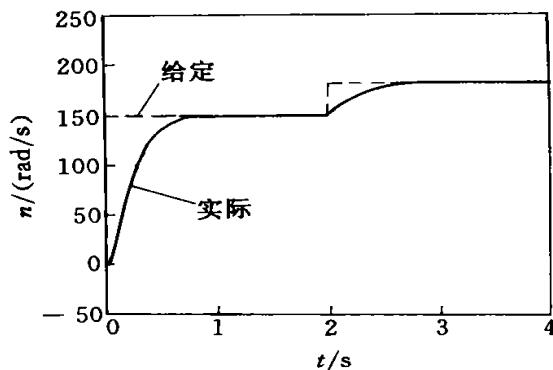


图 2 速度跟踪过程

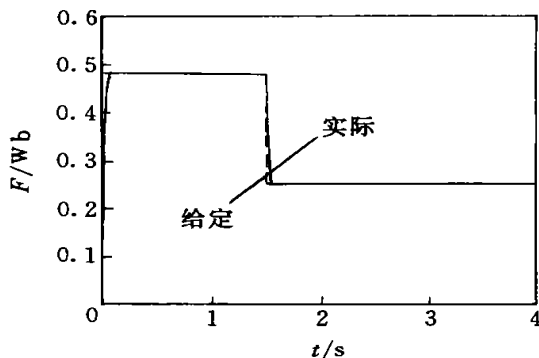


图 3 磁链的跟踪过程

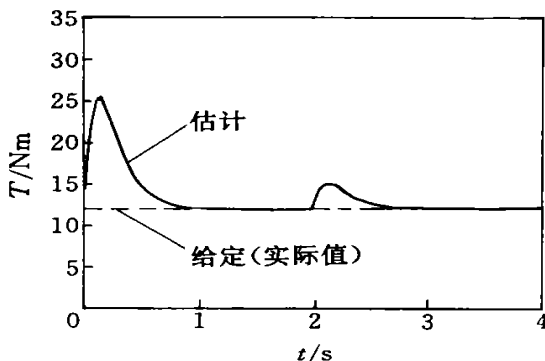


图 4 负载转矩的辨识过程

4 结 论

从仿真结果可以看出: 采用新的自适应后推控制方法可以实现感应电动机的非线性控制。不论负载确定与否, 通过状态观测, 电机的速度和转子磁链均能得到很好的跟踪, 系统的控制结构简单。仿真结果证明了该方法的有效性, 此方法易于工程实现。

(下转第 953 页)

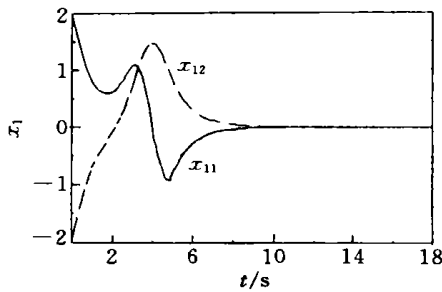


图 1 子系统 1 的状态

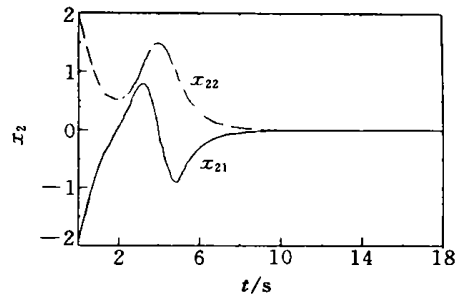


图 2 子系统 2 的状态

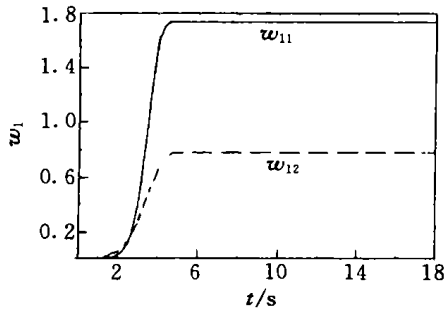


图 3 自适应变量 w_1

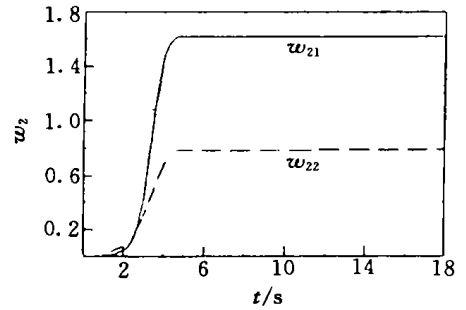


图 4 自适应变量 w_2

5 结 论

本文讨论一类具有加性扰动的不确定相似组合大系统, 给出了其非线性和自适应控制器的设计方法。所设计的控制器具有较强的鲁棒性, 避免了在系统不确定项的界未知的情况下, 采用估计界所设计控制器的过分保守性或不能使系统稳定的缺陷。研究结果表明, 与以往在系统干扰和不确定性的界已知的情况相比, 本文结果更接近于实际; 系统的相似结构使控制器在结构上也具有某种相似性, 从而可简化控制系统的分析和设计。

参考文献:

[1] Chen Y H, Leitmann G, Kai X Z. Robust control de-

sign for interconnected systems with time-varying uncertainties[J]. Int J of Contr, 1991, 54(12): 1119-1142.

[2] 倪茂林, 吴宏鑫. 线性不确定系统的鲁棒控制器设计[J]. 自动化学报, 1992, 18(5): 585-589.

[3] Gu G X. Stability condition of multivariable uncertain systems via output feedback control[J]. IEEE Trans on Autom Contr, 1990, 35(8): 925-927.

[4] Gavel D T, Siljak D D. Robust decentralized control using output feedback[J]. IEE Proc-D, 1982, 129(6): 310-314.

[5] 刘粉林. 不确定组合大系统的鲁棒分散控制[D]. 沈阳: 东北大学信息科学与工程学院, 1999.

[6] 杜树新, 吴铁军, 陈新海. 关联不确定大系统的分散变结构控制[J]. 自动化学报, 1998, 24(1): 44-49.

(上接第 949 页)

参考文献:

[1] Hu J, Dawson D. Position tracking of an induction motor via partial state feedback[J]. Automatica, 1995, 31: 989-1000.

[2] Krzeminski Z. Nonlinear control of induction motor [A]. 10th IFAC World Congress[C]. Munich, 1987. 349-354.

[3] Marino R, Peresada S, Valigi P. Adaptive input-output

linearizing control of induction motors[J]. IEEE Trans on Autom Contr, 1993, 38(2): 208-221.

[4] Gokdere Levent U, Simaan Marwan A. Passivity-based method for induction motor control[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 1997, 44(5): 688-695.

[5] Gear B, Cafuta P. Backstepping dynamic compensator design for the PMAC servo-drive[J]. IEEE Trans on Energy Conversion, 1999, 14(4): 1396-1401.