

文章编号: 1001-0920(2005)03-0329-03

自适应积分反步法永磁同步电机伺服控制器的设计

纪志成, 李三东, 沈艳霞

(江南大学 控制科学与工程研究中心, 江苏 无锡 214036)

摘要: 针对永磁同步电机(PM SM)绕组相电流和转速强耦合特性以及参数的不确定性, 利用非线性积分反步法设计了自适应积分反步控制器, 在补偿参数不确定性影响的同时, 实现了PM SM高性能位置跟踪控制。基于Matlab建立了系统的仿真模型并实施仿真。仿真结果表明, 用该方法设计的PM SM控制系统, 滤波跟踪误差能以指数规律迅速收敛到零, 并且具有很强的抗负载扰动能力。

关键词: 永磁同步电机; 反步法; 自适应控制; 伺服控制

中图分类号: TM 13 **文献标识码:** A

Adaptive backstepping design for the servo controller of permanent magnet synchronous motor

J I Zhi-cheng, L I San-dong, S H EN Yan-xia

(Control Science and Engineering Research Center, Southern Yangtze University, Wuxi 214036, China

Correspondent: J I Zhi-cheng, E-mail: zcji@sytu.edu.cn)

Abstract: To compensate the parametric uncertainty and to realize the global asymptotic position tracking, an adaptive controller based on the integrator backstepping method is designed. Then the simulation model of the permanent magnet synchronous motor control system is established using Matlab and simulation is carried out. The results show that the filter position tracking error of the system adopting the designed controller converge to zero exponentially fast, and that this system is robust to the load disturbances.

Key words: permanent magnet synchronous motor; backstepping; adaptive control; servo control

1 引言

永磁同步电机(PM SM)伺服控制在工业上得到广泛的应用, 然而由于速度和电流的非线性耦合以及转矩方程中的非线性, 使得PM SM精确的伺服控制成为一个复杂的问题^[1]; 而且电机在运行过程中绕组的温升会引起电机参数发生变化, 电机的负载一般都是不精确的, 甚至是未知的。为克服这些不确定性对控制性能的影响, 需要高性能的PM SM伺服控制器。随着控制理论的发展, 非线性控制技术逐步应用到电机控制系统设计中, 如滑模变结构控制^[2]、反馈线性化^[3]等, 并取得了一定的成果。

本文采用一种新的非线性控制方法——自适应

积分反步方法, 设计了PM SM伺服控制器, 在电机参数和负载转矩未知的情况下, 可实现PM SM的线性动态解耦控制。从设计过程中可以看出, 这种方法结构简单。仿真结果表明, 反步方法设计的PM SM位置跟踪系统具有良好的跟踪效果, 整个系统具有很强的抗扰动能力和良好的伺服控制特性。

2 PM SM 数学模型

假定电机三相定子绕组对称, 磁路线性, 反电动势和电感变化为正弦函数。则在 $d-q$ 坐标系下, PM SM的数学模型可描述为

$$M \ddot{\theta} + B \dot{\theta} + N \sin(\theta) = (K_d I_d + 1) I_q, \quad (1)$$

$$L_d \dot{I}_d = -R I_d + n_p L_q I_q \dot{\theta} + V_d, \quad (2)$$

收稿日期: 2004-06-10; 修回日期: 2004-07-15

基金项目: 教育部重点科技项目(03085)。

作者简介: 纪志成(1959—), 男, 浙江杭州人, 教授, 博士生导师, 从事电力电子与电气传动等研究; 沈艳霞(1973—), 女, 山东淄博人, 博士生, 从事电力电子与电气传动的研究。

$$L_d \dot{I}_q = -R I_q - n_p L_d I_d \dot{\theta} - K_{\tau} \dot{\theta} + V_q \quad (3)$$

其中: K_d 和 K_{τ} 为正的转矩常数; M 为与电机转动惯量有关的常数; N 为与负载有关的常数; B 为负载粘滞摩擦因数; R 为定子电阻; n_p 为电机极对数; V_d 和 V_q 分别为 d 轴和 q 轴电压分量; I_d 和 I_q 分别为 d 轴和 q 轴电流分量; L_d 和 L_q 分别为 d 轴和 q 轴等效电感; θ , $\dot{\theta}$ 和 $\ddot{\theta}$ 分别为负载位置、速度和加速度

3 自适应积分反步控制器设计

假设 PM SM 系统的状态 θ , $\dot{\theta}$, I_d 和 I_q 都是可测信号, 且忽略 d 轴动态^[4]. 利用积分反步法, 可将位置跟踪问题简化为跟踪误差在原点的稳定问题

3.1 控制目标

定义位置跟踪误差

$$e = \theta_l - \theta \quad (4)$$

其中 θ_l 为负载期望位置信号, 假设 θ_l 的一阶、二阶和三阶导数都是时间的有界函数. 为简化计算和稳定性分析, 定义位置滤波跟踪误差

$$r = \dot{e} + \alpha e, \quad (5)$$

其中 α 为一正的控制增益, 则

$$M \dot{r} = W_{\tau} \dot{\theta}_r - (K_d I_d + 1) I_q \quad (6)$$

其中

$$W_{\tau} = [\ddot{\theta}_l + \alpha \dot{e} \quad \dot{\theta} \sin(\theta)],$$

$$\theta_r = [M \quad B \quad N]^T,$$

θ_r 中的参数是未知的. 将式(6)右端同时加上和减去电流参考值, 得

$$M \dot{r} = W_{\tau} \dot{\theta}_r - I_{dq} + \eta_l - K_d I_q I_{dd} + K_d I_q \eta_b \quad (7)$$

其中: I_{dd} 和 I_{dq} 分别为 d 轴和 q 轴的参考电流, $\eta_l = I_{dd} - \dot{I}_d$ 和 $\eta_b = I_{dq} - I_q$ 为电流跟踪误差. 将 I_{dd} 和 I_{dq} 看作虚拟控制, 通过设计适当的 I_{dd} 和 I_{dq} , 使电流跟踪误差 η_l 和 η_b 收敛于零, 从而使位置误差收敛于零. 对 η_l 和 η_b 求导, 可得

$$L_d \dot{\eta}_l = L_d \dot{I}_{dd} - L_d \dot{I}_d, L_q \dot{\eta}_b = L_q \dot{I}_{dq} - L_q \dot{I}_q \quad (8)$$

即

$$\begin{cases} L_d \dot{\eta}_l = L_d \dot{I}_{dd} + R I_d - n_p L_q I_q \dot{\theta} - V_d, \\ L_q \dot{\eta}_b = L_q \dot{I}_{dq} + R I_q - n_p L_d I_d \dot{\theta} + K_{\tau} \dot{\theta} - V_q \end{cases} \quad (9)$$

3.2 自适应控制器设计

第1步 设计期望的电流信号, 以确保输出转矩跟踪期望的转矩. 取

$$I_{dd} = 0, I_{dq} = W_{\tau} \dot{\theta}_r + k_s r \quad (10)$$

其中: k_s 为一正增益, $\hat{\theta}_r(t) \in R^3$ 为未知参数动态估计, 且

$$\hat{\theta}_r = \Gamma W_{\tau}^T r, \quad (11)$$

其中自适应控制增益矩阵 $\Gamma \in R^{3 \times 3}$ 为一正的对角阵. 定义 $\hat{\theta}_r$ 与 θ_r 之间的 $\tilde{\theta}_r = \theta_r - \hat{\theta}_r$, 则有

$$\dot{\tilde{\theta}}_r = -\Gamma W_{\tau}^T \dot{r} = -\tilde{\theta}_r \quad (12)$$

式(11)代入(7), 可得到

$$M \dot{r} = W_{\tau} \tilde{\theta}_r - k_s r + \eta_l + K_d I_q \eta_b \quad (13)$$

对式(10)求导, 可得

$$\dot{I}_{dq} = \dot{W}_{\tau} \hat{\theta}_r + W_{\tau} \dot{\hat{\theta}}_r + k_s \dot{r} \quad (14)$$

式(6)和(12)代入(14), 得

$$\begin{aligned} \dot{I}_{dq} = & M (\dot{\hat{\theta}}_d - \ddot{\theta}) + \\ & \hat{B} \ddot{\theta} + \hat{N} \dot{\theta} \cos(\theta) + W_{\tau} \Gamma W_{\tau}^T r + \\ & k_s (\hat{\theta}_d - \ddot{\theta} + \alpha \dot{e}). \end{aligned} \quad (15)$$

从而有

$$L_q \dot{\eta}_b = W_q \hat{\theta}_b - V_q \quad (16)$$

其中

$$\begin{aligned} W_q = & [W_{q1} \quad W_{q2} \quad \dots \quad W_{q8}], \\ W_{q1} = & (B - \alpha M - k_s) I_q, \\ W_{q2} = & -(\hat{B} - \alpha \hat{M} - k_s) \dot{\theta}, \\ W_{q3} = & -(\hat{B} - \alpha \hat{M} - k_s) \sin(\theta), \\ W_{q4} = & (\hat{B} - \alpha \hat{M} - k_s) I_d I_q, \\ W_{q5} = & I_q, W_{q6} = \dot{\theta}, W_{q7} = n_p I_b \dot{\theta}, \\ W_{q8} = & \hat{M} (\ddot{\theta}_l + \alpha \dot{e}) + \hat{N} \dot{\theta} \cos(\theta) + \\ & k_s (\ddot{\theta}_l + \alpha \dot{e}) + W_{\tau} \Gamma W_{\tau}^T r, \\ \hat{\theta}_b = & [L_q \hat{M} \quad L_q \hat{B} / \hat{M} \quad L_q \hat{N} / \hat{M} \\ & L_q K_b / \hat{M} \quad R \quad K_{\tau} \quad L_d \quad L_q]^T. \end{aligned}$$

同理可得

$$L_d \dot{\eta}_l = W_d \hat{\theta}_l - V_d - K_d I_q r \quad (17)$$

其中

$$\begin{aligned} W_d(\hat{\theta}_l, \dot{\theta}, I_q, I_d, t) = & [I_d \quad -n_p I_q \dot{\theta} \quad I_q r], \\ \hat{\theta}_l = & [R \quad L_q \quad K_b]^T. \end{aligned}$$

第2步 设计控制输入 $V_d(t)$ 和 $V_q(t)$, 以确保 η_l 和 η_b 收敛到零. 定义控制电压输入

$$V_q = W_q \hat{\theta}_b + k_1 \eta_b + r, V_d = W_d \hat{\theta}_l + k_2 \eta_l \quad (18)$$

其中: k_1 和 k_2 为正的控制增益, $\hat{\theta}_b(t) \in R^8$ 是未知参数矢量 $\theta_b(t)$ 动态估计值, $\hat{\theta}_l(t) \in R^3$ 是未知参数矢量 $\theta_l(t)$ 动态估计值, 且

$$\begin{cases} \hat{\theta}_b = \int_0^t \Gamma_q W_q^T(\sigma) \eta_b(\sigma) d\sigma, \\ \hat{\theta}_l = \int_0^t \Gamma_d W_d^T(\sigma) \eta_l(\sigma) d\sigma \end{cases} \quad (19)$$

其中: $\Gamma_q \in R^{8 \times 8}$, $\Gamma_d \in R^{3 \times 3}$ 为正的自适应控制增益

矩阵 定义 $\tilde{\theta}_a = \theta_a - \hat{\theta}_a, \tilde{\theta}_b = \theta_b - \hat{\theta}_b$, 则

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\theta}}_a = -\Gamma_a W_a^T \eta_a = -\tilde{\tilde{\theta}}_a, \\ \dot{\tilde{\theta}}_b = -\Gamma_b W_b^T \eta_b = -\tilde{\tilde{\theta}}_b. \end{cases} \quad (20)$$

从而可得到

$$\begin{cases} L_q \dot{\eta}_q = W_q \tilde{\theta}_a - k_1 \eta_q - r, \\ L_d \dot{\eta}_d = W_d \tilde{\theta}_b - k_2 \eta_d - K_d I_{qr}. \end{cases} \quad (21)$$

将式(10)和(18)作为系统的控制输入,可最终实现高性能的位置跟踪控制

4 仿真研究

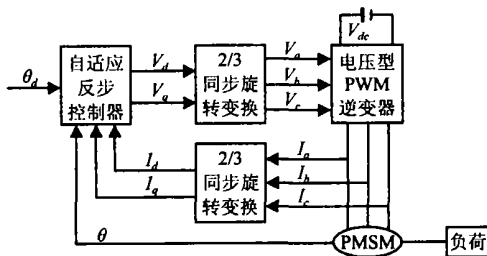


图 1 自适应积分反步法 PMSM 控制系统结构

在 Matlab/Simulink 下,建立控制系统的结构如图 1 所示 它主要包括自适应积分反步控制器、PMSM 模型^[5]、逆变模块和负载模块 所加的负载为一正弦性负载 $T_L = N \sin(\theta)$. 电机参数为

$$\begin{aligned} J &= 2.99 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2, n_p = 2, \\ K_{\tau} &= 0.506 \text{ N} \cdot \text{m} / \text{A}^2, R = 0.9 \Omega, \\ K_d &= 2 \times 10^{-3} \text{ N} \cdot \text{m} / \text{A}^2, \\ M &= 0.5 \text{ kg} \cdot \text{m} \cdot \text{A} / \text{N}, \\ B &= 0.069 \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s} / \text{rad}, N = 4.08 \text{ N} \cdot \text{m}, \\ L_d &= 0.732 \times 10^{-3} \text{ H}, L_q = 0.216 \times 10^{-3} \text{ H}; \end{aligned}$$

控制器的控制增益为

$$\begin{aligned} \alpha &= 10, k_s = 8, k_1 = 12, k_2 = 2, \\ \Gamma_d &= 0.001, \Gamma_{\tau} = \text{diag}\{0.1, 5, 5\}, \\ \Gamma_k &= 0.1, \Gamma_e = \{0.1, 0.5, 0.2, 0.3\}. \end{aligned}$$

期望的位置信号如图 2 所示,为

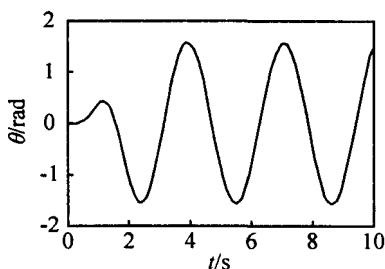


图 2 期望位置轨迹

$$\begin{aligned} \theta_d(t) &= 0.5\pi \sin(2t) (1 - e^{-0.3t^3}) \text{ rad}, \\ \theta_d(0) &= \dot{\theta}_d(0) = \ddot{\theta}_d(0) = \theta_d(0) = 0 \end{aligned}$$

负载实际位置轨迹、位置跟踪误差波形和 q 轴电流误差波形分别如图 3~ 图 5 所示 由仿真结果可以看出,采用自适应积分反步方法设计的位置跟踪系统,对于负载扰动具有很强的抑制能力,位置误差在 $\pm 0.0002 \text{ rad}$ 以内,并以指数规律迅速收敛,可以实现位置的跟踪控制,达到良好的伺服特性

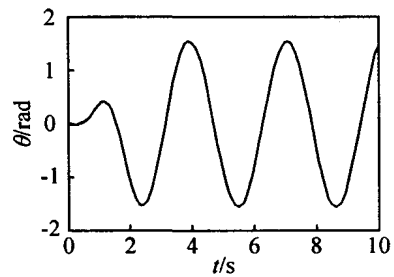


图 3 实际位置轨迹

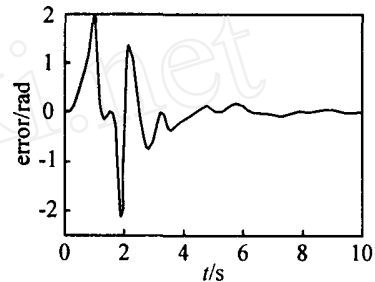


图 4 位置跟踪误差

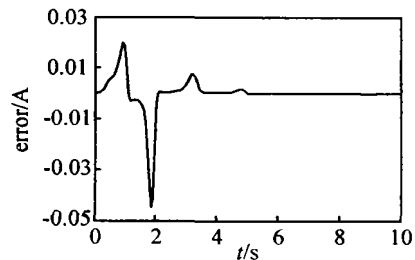


图 5 q 轴电流误差

5 结 论

本文针对 PMSM 的参数变化及负载等的不确定性,基于非线性积分反步法设计了 PMSM 自适应积分反步控制器,并对采用该控制器的系统进行仿真 仿真结果表明,采用积分反步法设计的控制器,可解决设计过程中具有参数不确定或未知参数情况下的位置跟踪问题,位置误差能以指数规律迅速收敛

参考文献(References)

[1] Hemati N, Leu M. A complete model characterization of brushless DC motore[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 1992, 28(1): 172-180

(下转第 336 页)

用模型

$$y(t) = a_1 y(t-1) + b_1 u(t-5) + b_2 u(t-6)$$

描述该对象,用递推最小二乘法来辨识模型的参数 a_1, b_1, b_2 可见,采用一般的 GPC 方法,控制过程中震荡剧烈,超调量大,而且最终会有很大的余差;而本文方法则不存在这些缺点,控制效果良好。

另外,本文只用一个网络并用线性方法给出了直观有效的多步预测及解析的控制律,比较圆满地解决了引言中提到的3个问题,与只解决这3个问题中的一个或两个的神经网络非线性预测控制算法相比,本文方法更具参考价值。

6 结 语

本文提出的神经网络非线性预测控制算法,将复杂的非线性多步预测转化为直观有效的线性形式,不需要非线性求解。由于仅用一个神经网络,不但降低了结构的复杂性,而且减轻了运算负担。仿真结果证明了该方法的有效性。

参考文献(References)

- [1] Clarke D W, Mohtadi C, Tuffs P S. Generalized predictive control — Part I: The basic algorithm [J]. *Automatica*, 1987, 23(2): 137-148
- [2] Schenker B, Agarwal M. Long-range predictive control for poorly known systems [J]. *Int J Control*, 1990, 62(1): 227-238
- [3] Zhang J, Morris A J. Long-range predictive models based on locally recurrent neural networks [A]. *Preprints of IFAC YAC 95* [C]. Beijing, 1995: 708-712
- [4] Sorensen P H, Norgaard M, Ravn O. Implementation of neural network based non-linear predictive control [J]. *Neurocomputing*, 1999, 28(1): 37-51
- [5] 张兴会, 陈增强, 袁著祉. 基于神经网络模型的非线性多步预测学习控制器 [J]. *控制与决策*, 2002, 17(增刊): 820-822
(Zhang X H, Chen Z Q, Yuan Z Z. Nonlinear predictive controller based on neural networks [J]. *Control and Decision*, 2002, 17(Supp): 820-822)
- [6] 靳其兵, 王建辉, 顾树生. 多步预测性能指标函数下的神经网络逆动态控制方法 [J]. *控制与决策*, 1999, 14(4): 308-312
(Jin Q B, Wang J H, Gu S S. Multi-step prediction cost function based reverse-dynamic method [J]. *Control and Decision*, 1999, 14(4): 308-312)
- [7] 杨煜普, 黄新民, 许晓鸣. 非线性系统多步预测控制的复合神经网络实现 [J]. *控制与决策*, 1999, 14(4): 314-318
(Yang Y P, Huang X M, Xu X M. Nonlinear multi-step predictive control using compound neural networks [J]. *Control and Decision*, 1999, 14(4): 314-318)
- [8] 刘军, 何星, 许晓鸣. 基于神经网络非线性模型的多级工作点阶跃响应扩展DMC预测控制 [J]. *控制与决策*, 2000, 15(3): 342-344
(Liu J, He X, Xu X M. Extension of DMC predictive control using neural network base nonlinear multi-step operation point responses [J]. *Control and Decision*, 2000, 15(3): 342-344)
- [9] 金元郁, 顾兴源. 改进的广义预测控制算法 [J]. *信息与控制*, 1990, 19(3): 8-14
(Jin Y Y, Gu X Y. Improved generalized predictive control [J]. *Information and Control*, 1990, 19(3): 8-14)
- [10] 方崇智, 萧德云. *过程辨识* [M]. 北京: 清华大学出版社, 1998

(上接第331页)

- [2] Baik I C, Kim K H, Youn M J. Robust nonlinear speed control of PM synchronous motor using boundary layer integral sliding mode control technique [J]. *IEEE Transactions on Control System Technology*, 2000, 8(1): 47-54
- [3] Kaddouri A, Akhrif O, Lehuuy H. Adaptive nonlinear control for speed regulation of a permanent magnet synchronous motor [A]. *Proc of the 25th Annual Conf of the IEEE Industrial Electronics Society* [C]. California, 1999, 3: 1079-1084
- [4] Carroll J J, Dawson D M. Robust tracking control of a BLDC motor with application to direct-drive robotics [A]. *Proc of IEEE Int Conf on Robotics and Automation* [C]. Atlanta, 1993, 5: 94-99
- [5] 李三东, 薛花, 纪志成. 基于Matlab永磁同步电机控制系统的仿真建模 [J]. *江南大学学报*, 2004, 3(2): 115-120
(Li S D, Xue H, Ji Z C. Modeling and simulation of PM SM control system based on Matlab [J]. *J of Southern Yangtze University*, 2004, 3(2): 115-120)