

反推式控制在永磁同步电动机速度跟踪控制中的应用

王家军, 赵光宙, 齐冬莲

(浙江大学电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

SPEED TRACKING CONTROL OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR WITH BACKSTEPPING

WANG Jia-jun, ZHAO Guang-zhou, QI Dong-lian

(Electric Engineering College of Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

ABSTRACT: As a novel nonlinear control strategy, backstepping control is applied to the speed tracking control of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM). The backstepping control design simplifies the system design procedure, and reduces the regulated parameters of system control. At the same time the design can provide better speed tracking performance. The paper gives the proof of system stabilization. Comparison with normal PID control is given though Matlab simulation, which proves the efficiency and feasibility of system design.

KEY WORDS: Permanent Magnet Synchronous Motor; Backstepping Control; PID Control; Speed Tracking

摘要: 把新颖的非线性反推(Backstepping)控制策略应用于永磁同步电动机速度跟踪控制中, 简化了一般系统设计过程, 减少了系统控制中调整参数数目, 同时保证系统具有良好速度跟踪性能。给出了系统稳定性证明, 并通过 Matlab 仿真和一般 PID 控制对比, 验证了系统设计的有效性和可行性。

关键词: 永磁同步电动机; 反推式控制; 比例积分微分控制; 速度跟踪

1 引言

随着永磁磁性材料、半导体功率器件和控制理论的发展, 永磁同步电动机(PMSM)在当前的中、小功率运动控制中起着越来越重要的作用。永磁同步电动机具有如下的优点: 结构紧凑、高功率密度、高气隙磁通和高转矩惯性比等。为了

达到快速启动、加速和四象限运行, 当前广泛应用于电动机控制的方法是磁场定向控制(矢量控制)。关于永磁同步电动机的控制设计方法参见文献[1-5]。

由于永磁同步电动机包含速度和电流的非线性耦合, 因此一般的线性控制方法对其显得无能为力。为了解决其控制问题, 当前采用的非线性控制方法主要有变结构控制^[6-8]、微分几何^[9-10]和无源性理论^[11]等。结合矢量控制的坐标变换方法, 本文介绍的反推控制策略^[12-14]不但能够实现永磁同步电动机系统的完全解耦, 并且简化了系统的设计过程, 减少了系统的调整参数。文中给出了系统的稳定性证明。通过和一般 PID 的仿真对比, 验证了系统设计的有效性和可行性。

2 永磁同步电动机模型

基于同步旋转转子坐标的 $d-q$ 模型如下 (假定交直轴电感相等, 即 $L_d=L_q=L$)

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L}i_d + P\omega i_q + \frac{1}{L}u_d \quad (1)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L}i_q - P\omega i_d - \frac{P\phi_f}{L}\omega + \frac{1}{L}u_q \quad (2)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{3P\phi_f}{2J}i_q - \frac{B}{J} - \frac{T_L}{J} \quad (3)$$

式中 u_d , u_q 为 d , q 轴定子电压; i_d , i_q 为 d , q 轴定子电流; R 为定子电阻; L 为定子电感; T_L 为负载转矩; J 为转动惯量; B 为粘滞摩擦系数; P 为极对数; ω 为转子机械角速度; ϕ_f 为永磁磁通。

为了实现电流和速度的解耦, 达到和直流电动

基金项目: 国家自然科学基金项目(60364013); 浙江省自然科学基金项目(M603217)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (60364013).

机一样的控制性能,即使得转矩不受磁通电流影响,必须使得 $i_d=0$ 。由永磁同步电动机的模型可以得

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L}(u_q - Ri_q - P\phi_f\omega) \quad (4)$$

$$u_d = -LP\omega i_q \quad (5)$$

$$T_e = \frac{3P\phi_f}{2}i_q \quad (6)$$

式中 T_e 为电磁转矩。

3 系统控制的设计

3.1 反推式控制设计

反推式控制作为一种有效的非线性控制设计方法,其设计步骤为:

① 选取系统部分状态,构成子系统,构造子系统的 Lyapunov 函数,设计虚拟控制函数,使子系统稳定;② 基于①的虚拟控制,设计虚拟误差变量,由虚拟误差变量和前面的子系统组成新的子系统,构造新的子系统的 Lyapunov 函数,设计虚拟控制,使新的子系统稳定;③ 如果还没有得到系统的实际控制,则返回①继续设计,如果得到系统的实际控制,则向下设计;④ 设计系统的实际控制,保证整个系统稳定。

通过以上的步骤可以看出,反推式控制的最大优点是最终得到的控制肯定可以保证整个系统的稳定。

对于永磁同步电动机系统,假定系统的控制目标是速度跟踪,跟踪误差为

$$e = \omega_r^* - \omega \quad (7)$$

选择 e 为状态变量,构成子系统,系统方程为

$$\frac{de}{dt} = \frac{1}{J}(B\omega + T_L - \frac{3P\phi_f}{2}i_q) \quad (8)$$

为了使得速度跟踪误差趋于零,假定 i_q 为虚拟控制函数,对于子系统式(8)构造如下 Lyapunov 函数

$$V_1 = \frac{1}{2}e^2 \quad (9)$$

对式(9)求导数可得

$$\frac{dV_1}{dt} = e \frac{de}{dt} = \frac{e}{J}(B\omega + T_L - \frac{3P\phi_f}{2}i_q) \quad (10)$$

为了使得式(10)满足 $dV_1/dt < 0$, 选择如下虚拟控制函数

$$i_q = \frac{2}{3P\phi_f}(B\omega + T_L + kJe) \quad (11)$$

其中 $k > 0$ 。则可以使得式(10)为

$$\frac{dV_1}{dt} = -ke^2 \quad (12)$$

因此实现控制式(11),即可达到速度全局渐近跟踪的目的。

为了实现永磁同步电动机的完全解耦和速度跟踪,可以选择如下参考电流

$$i_q^* = \frac{2}{3P\phi_f}(B\omega + T_L + kJe) \quad (13)$$

$$i_d^* = 0 \quad (14)$$

为了实现电流跟踪,选择电流跟踪误差为虚拟误差变量

$$e_q = i_q^* - i_q \quad (15)$$

$$e_d = i_d^* - i_d \quad (16)$$

由 e, e_d, e_q 可以组成新的系统。分别对式(15)、(16)求导数,可得

$$\begin{aligned} \frac{de_q}{dt} &= \frac{di_q^*}{dt} - \frac{di_q}{dt} = \frac{2}{3P\phi_f} \left(B \frac{d\omega}{dt} + \right. \\ &\quad \left. kJ \frac{de}{dt} \right) - \frac{di_q}{dt} = \frac{2(B - kJ)}{3P\phi_f J} \left(\frac{3P\phi_f}{2} i_q - B\omega - T_L \right) + \\ &\quad \frac{Ri_q}{L} + P\omega i_d - \frac{u_q}{L} + \frac{P\phi_f}{L} \omega \end{aligned} \quad (17)$$

$$\frac{de_d}{dt} = \frac{di_d^*}{dt} - \frac{di_d}{dt} = \frac{R}{L} i_d - P\omega i_q - \frac{u_d}{L} \quad (18)$$

对于系统构造新的 Lyapunov 函数为

$$V_2 = \frac{1}{2}(e^2 + e_q^2 + e_d^2) \quad (19)$$

对式(19)求导数,可得

$$\begin{aligned} \frac{dV_2}{dt} &= e \frac{de}{dt} + e_q \frac{de_q}{dt} + e_d \frac{de_d}{dt} = \\ &\quad -ke^2 + e_q \left[\frac{2(B - kJ)}{3P\phi_f J} \left(\frac{3P\phi_f}{2} i_q - B\omega - T_L \right) + \right. \\ &\quad \left. \frac{Ri_q}{L} + P\omega i_d - \frac{u_q}{L} + \frac{P\phi_f}{L} \omega \right] + \\ &\quad e_d \left(\frac{R}{L} i_d - P\omega i_q - \frac{u_d}{L} \right) \end{aligned} \quad (20)$$

式(20)中包含了系统的实际控制 u_q, u_d 。为了使得式(20)满足 $dV_2/dt < 0$, 设计实际控制 u_q, u_d 为

$$u_q = L \left(-\frac{2B^2}{3P\phi_f J} \omega - \frac{2BT_L}{3P\phi_f J} - \frac{2k^2 J}{3P\phi_f} e + \frac{B}{J} i_q + \right.$$

$$\left. \frac{R}{L} i_q + P\omega i_d + \frac{P\phi_f}{L} \omega + k_1 e_q \right) \quad (21)$$

$$u_d = Ri_d - PL\omega i_q + k_2 e_d \quad (22)$$

式中 $k_1 > 0$; $k_2 > 0$ 。

将控制式(21)、(22)代入式(20), 可得

$$\frac{dV_2}{dt} = -ke^2 - k_1 e_q^2 - k_2 e_d^2 \quad (23)$$

则控制式(21)、(22)可以使得永磁同步电动机系统不但可以达到速度的渐近跟踪, 并且可以达到电流跟踪的效果, 使得系统具有快速的响应速度。

3.2 系统的稳定性证明

定理: 对于永磁同步电动机系统, 控制式(21)、(22)可以使得系统达到速度的全局渐近跟踪, 同时系统全局指数稳定。

证明: 先证明跟踪误差渐近趋于零

由式(23)可知 $dV_2/dt \leq -ke^2$, 因此可得

$$V_2(0) - V_2(\infty) \geq \int_0^{\infty} ke^2 dt \quad (24)$$

由于 V_2 有界, 因此根据 Barbalat 推论^[13], 可得

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e = 0 \quad (25)$$

同理, 可以得到 $\lim_{t \rightarrow \infty} e_q = 0, \lim_{t \rightarrow \infty} e_d = 0$ 。

4 系统仿真分析

永磁同步电动机系统的反推式控制结构框图, 如图 1 所示。该系统的调整参数只有三个, 即速度 ω 调节参数 k , 转矩电流 i_q 调节参数 k_1 和磁通电流 i_d 调节参数 k_2 。一般的 PID 控制系统, 只需要把图 1 中的 i_q^* 计算单元换为速度 PID 控制器, u_q, u_d 计算单元换为电流 PID 控制器即可。对于一般 PID 控制, 假如速度控制器选择 PID 控制设计, 电流控制器选择 PI 控制设计, 则共有 5 个调节参数。与一般 PID 控制相比, Backstepping 控制的调节参数明显减少(由 5 个减为 3 个), 对于电机驱动系统的调节和控制是很有使用价值的。

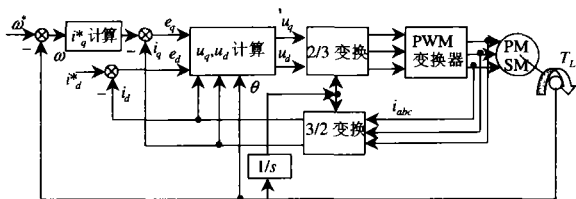


图 1 系统控制框图

Fig. 1 System control Figure

永磁同步电动机的参数如表 1 所示。

假定速度的参考速度为 300r/s, 在 0.25s 突加负载 $T_L=5N \cdot m$, 在 0.5s 卸除负载。
反推式控制的参数为

$$k = 100, k_1 = 2000, k_2 = 5$$

选择最优的 PID 控制参数为

$$\text{速度环 } k_p = 4, k_i = 2, k_D = 0.002$$

$$\text{电流环 } k_p = 20, k_i = 20$$

表 1 永磁同步电动机参数

Tab.1 PMSM Parameters

参数名称	参数值
定子电阻 R/Ω	3
极对数 P	2
转动惯量 $J/kg \cdot m^2$	0.001
永磁磁通 ϕ/Wb	0.8
定子电感 L/H	0.006
粘滞摩擦系数 B	0.0001

反推式控制的仿真结果如图 2 所示, 一般 PID 控制的仿真如图 3 所示。由仿真结果可以看出, 系统的 Backstepping 控制能够使得系统达到快速的速度跟踪, 同时保证系统具有良好的动态性能。与一般 PID 控制相比, 系统反推式控制在减少调节参数的情况下加快了系统的跟踪速度, 同时系统在突加负载和卸除负载时降低了对速度的影响。

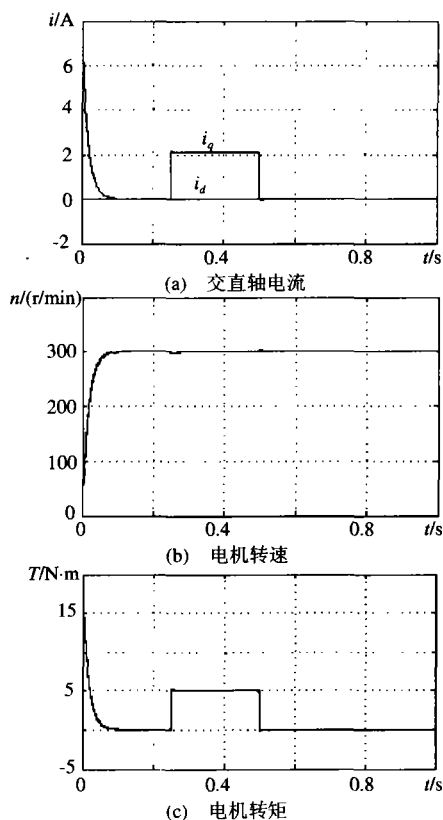


图 2 反推式控制仿真图

Fig. 2 Backstepping Control Simulation Figure

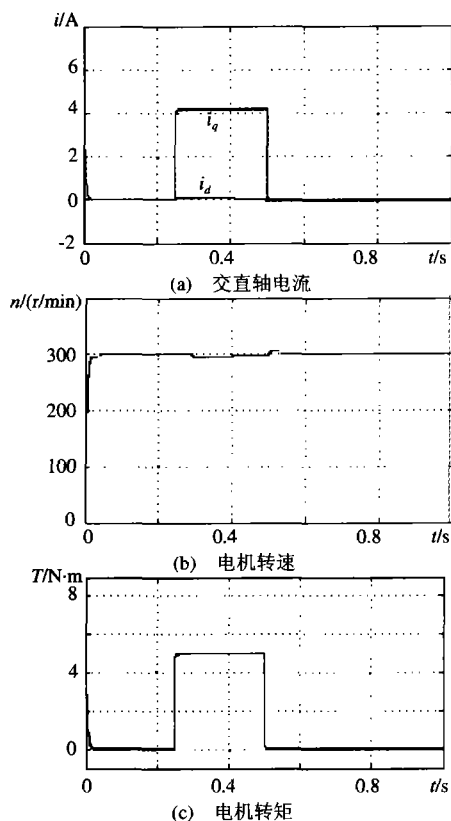


图3 PID控制仿真图

Fig. 3 PID Control Simulation Figure

5 结论

本文把反推式控制应用于永磁同步电动机的速度跟踪中,该设计方法与一般PID控制方法相比,减少了调节参数,简化了系统的控制设计,同时该方法的设计能够保证系统的全局渐近稳定。通过Matlab仿真和一般PID控制对比,验证了设计的有效性和可行性。

参考文献

- [1] Lin F J. Real-time IP position controller design with torque feedforward control for PM synchronous motor[J]. IEEE Transaction on Industrial Electronics, 1997, 44: 398-407.
- [2] Rahman M A, Vilathgamuwa M, Uddin M N, et al. Nonlinear control of Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor[J]. IEEE

Transaction on Industrial Application, 2003, Vol. 39: 408-416.

- [3] Xu D, Wang H, Shi J. PMSM servo system with speed and torque observer[C]. IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003, 1: 241-245.
- [4] Moon H, Kim H, Youn M. A discrete-time predictive current control for PMSM[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18: 464-472.
- [5] Bolognani S, Tubiana L, Zigliotto M. Extended Kalman filter tuning in sensorless PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(6): 1741-1747.
- [6] Utkin V. Sliding modes in control optimization[M]. Springer Verlag, 1992.
- [7] Baik I, Kim K, Youn M. Robust nonlinear speed control of PM synchronous motor using boundary layer integral sliding mode control technique[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2000, 8(1): 47-54.
- [8] Han Y, Choi J, Kim Y. Sensorless PMSM drive with a sliding mode control based adaptive speed and stator resistance estimator[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2000, 36(5): 3588-3591.
- [9] Marino R, Peresada S, Valigri P. Adaptive input-output linearizing control of induction motors[J]. IEEE Transaction on Automatic Control, 1993, 38(2): 208-221.
- [10] Solsona J, Valla M I, Muravchik C. Nonlinear control of a permanent magnet synchronous motor with disturbance torque estimation[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2000, 15(2): 163-168.
- [11] Ortega R, Nicklasson P J, Espinosa G. Passivity-based control of the general rotating electrical machines[C]. Proceedings of IEEE Conference on Decision and Control, 1994: 4018-4023.
- [12] 王江, 李韬, 曾启明. 基于神经网络的同步电动机励磁反步控制[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(12): 140-145.
- Wang Jiang, Li Tao, Xiao Qiming. Backstepping Control of the synchronous generator based on the neural networks[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(12): 140-145.
- [13] Kokotovic P. The joy of feedback: nonlinear and adaptive[J]. IEEE Control System Magazine, 1992, 12: 7-17.
- [14] Narendra K S, Annaswamy A M. Stable adaptive systems[M]. U.S.A: Prentice Hall, 1989.

收稿日期: 2003-12-08。

作者简介:

王家军(1975-), 男, 博士后, 主要研究方向为电气传动和非线性系统控制;

赵光宇(1946-), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为非线性系统控制、信号处理。