

文章编号: 1001-0920(2008)03-0341-05

永磁同步电机的模型参考自适应反步控制

张 兴 华

(南京工业大学 自动化学院, 南京 210009)

摘 要: 基于转子磁场定向坐标系下的永磁同步电机(PMSM)模型,提出一种 PMSM 的模型参考自适应反步控制方法.该方法采用线性参考模型来给出控制系统的性能规范,通过定义虚拟控制和选择适当的 Lyapunov 函数来保证整个系统的稳定性,进而导出系统控制律及参数自适应律.系统可在电机参数变化和负载扰动情况下,渐近跟踪参考模型给出的转速和定子电流信号.仿真结果证实了该方法的有效性.

关键词: 永磁同步电机;参考模型;不确定性;自适应控制;反步设计

中图分类号: TP273

文献标识码: A

Model reference adaptive backstepping control of permanent magnet synchronous motors

ZHANG Xing-hua

(College of Automation, Nanjing University of Technology, Nanjing 210009, China. E-mail: zxhnjut@163.com)

Abstract: Based on the model of permanent magnet synchronous motors (PMSM) in field-oriented coordinates, a model reference adaptive backstepping control method of PMSM is proposed. A linear reference model is used to give the performance specification of the control system. Then, by defining the virtual control and selecting the proper Lyapunov function, the stability of the drive system can be guaranteed. The control law and parameter updating law are derived step by step. The system can asymptotically track the rotor speed and flux reference signals generated by the reference model under parameter uncertainties and load torque disturbance. Simulation results illustrate the effectiveness of the proposed approach.

Key words: Permanent magnet synchronous motors; Reference model; Uncertainties; Adaptive control; Backstepping design

1 引 言

永磁同步电机(PMSM)因其具有高功率密度、大转矩惯量比和高效率,在各种电力传动设备和运动控制系统中得到广泛的应用,如工业机器人、数控机床等.然而,由于 PMSM 是一个非线性强耦合的被控对象,加之定子电阻时变、负载扰动和未建模动态的影响,使得高性能永磁同步电机控制器的设计十分困难.为了提高 PMSM 的控制性能,国内外学者近年来将一些非线性系统控制方法用于 PMSM 的控制,如状态反馈线性化控制^[1]、变结构控制^[2,3]、自适应控制^[4]、反步控制^[5,6]等.其中反步设计方法^[7-9],以其易于与自适应控制技术相结合,消除参数时变和外界扰动对系统性能的影响,因而受到广泛的重视.该方法通过引入虚拟控制,将复杂的非线

性系统分解成多个更简单和阶数更低的系统进行控制,通过选择适当的 Lyapunov 函数来保证系统的稳定性,并逐步导出最终的控制律及参数自适应律,实现对系统的有效控制.

本文基于转子磁场定向坐标系下的 PMSM 电机模型,提出一种 PMSM 的模型参考自适应反步控制方法.该方法首先通过一个线性参考模型给出 PMSM 控制系统的性能规范,然后采用非线性自适应反步方法来设计系统的控制律及参数自适应律,实现对 PMSM 的控制.仿真结果表明,该控制系统能渐近跟踪参考模型给出的转速及定子电流信号,且对电机参数变化及负载扰动具有较强的鲁棒性.

2 永磁同步电机的数学模型

在转子磁场定向 dq 坐标系中(d 轴与 PMSM

收稿日期: 2006-11-14; 修回日期: 2007-02-07.

基金项目: 江苏省教育厅自然科学基金项目(06KJB510040).

作者简介: 张兴华(1963—),男,广东始兴人,副教授,博士,从事电力传动控制、复杂系统控制等研究.

的转子磁链矢量的轴线重合,顺着转子旋转方向超前 d 轴 90° 电角度为 q 轴),PMSM 的电压方程为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + \dot{\psi}_d - n_p \omega_r \psi_q, \\ u_q = R_s i_q + \dot{\psi}_q + n_p \omega_r \psi_d; \end{cases} \quad (1)$$

运动方程为

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{T_e}{J} - \frac{B}{J} \omega_r - \frac{T_l}{J}. \quad (2)$$

其中: i_d, i_q 和 u_d, u_q 分别是定子电流矢量和定子电压矢量的 d 和 q 分量; R_s 是定子电阻; n_p 是极对数; J 是转子惯量; B 是阻尼系数; ω_r 是转子角速度; T_l 是负载转矩; ψ_d 和 ψ_q 是磁链的 d 和 q 分量; T_e 是电机输出转矩; ϕ 是永久磁铁产生的磁通. 且有

$$\psi_d = L_d i_d + \phi = L_d i_d + L_{md} I_{fd},$$

$$\psi_q = L_q i_q,$$

$$T_e = \frac{3n_p}{2} [\phi i_q + (L_d - L_q) i_d i_q].$$

对于表面磁极 PMSM 电机, d 轴和 q 轴励磁电感相等, 即 $L_d = L_q = L$, 则由式(1)和(2)可得 PMSM 的状态方程

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L} i_d + n_p \omega_r i_q + \frac{1}{L} u_d, \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L} i_q - n_p \omega_r i_d - \frac{n_p \phi}{L} \omega_r + \frac{1}{L} u_q, \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3n_p \phi}{2J} i_q - \frac{B}{J} \omega_r - \frac{T_l}{J}. \end{cases} \quad (3)$$

将该模型方程写成紧凑的形式,有

$$\dot{x} = f(x) + g_1(x) u_d + g_2(x) u_q. \quad (4)$$

其中

$$x = [i_d \quad i_q \quad \omega_r]^T, g_1(x) = [1/L \quad 0 \quad 0]^T,$$

$$g_2(x) = [0 \quad 1/L \quad 0]^T,$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} i_d + n_p \omega_r i_q \\ -\frac{R_s}{L} i_q - n_p \omega_r i_d - \frac{n_p \phi}{L} \omega_r \\ \frac{3n_p \phi}{2J} i_q - \frac{B}{J} \omega_r - \frac{T_l}{J} \end{bmatrix}.$$

3 模型参考自适应反步控制器的设计

模型参考自适应控制器的设计目标是使 PMSM 的转速和定子电流 d 分量能够快速稳定地跟踪参考模型的输出信号,当出现电机参数变化和负载扰动时,控制系统仍然应有良好的性能. 为此,考虑定子电阻和负载扰动的不确定性,将 PMSM 的状态方程写成

$$\dot{x} = \bar{f}(x) + \Delta f(x) + g_1(x) u_d + g_2(x) u_q. \quad (5)$$

其中

$$\bar{f}(x) = \begin{bmatrix} \bar{f}_1(x) \\ \bar{f}_2(x) \\ \bar{f}_3(x) \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} -\frac{R_{sN}}{L} i_d + n_p \omega_r i_q \\ -\frac{R_{sN}}{L} i_q - n_p \omega_r i_d - \frac{n_p \phi}{L} \omega_r \\ \frac{3n_p \phi}{2J} i_q - \frac{B}{J} \omega_r - \frac{T_{lN}}{J} \end{bmatrix},$$

$$\Delta f(x) = \begin{bmatrix} \Delta f_1(x) \\ \Delta f_2(x) \\ \Delta f_3(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\Delta R_s}{L} i_d \\ -\frac{\Delta R_s}{L} i_q \\ -\frac{\Delta T_l}{J} \end{bmatrix},$$

R_{sN} 和 T_{lN} 分别为定子电阻和负载转矩的额定值, ΔR_s 和 ΔT_l 则是它们的偏差值,即

$$\Delta R_s = R_s - R_{sN}, \Delta T_l = T_l - T_{lN}.$$

设系统的输出为

$$y = [\omega_r \quad i_d]^T = [h_1(x) \quad h_2(x)]^T,$$

则模型参考自适应反步控制器的设计可按以下 5 个步骤进行:

Step1 定义一组新状态变量

$$\begin{cases} z_1 = h_1(x) = \omega_r, \\ z_2 = L_f h_1(x), \\ z_3 = h_2(x) = i_d. \end{cases} \quad (6)$$

式(6)两边求导,得

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 + L_{\Delta f} h_1(x), \\ \dot{z}_2 = L_f^2 h_1(x) + L_{\Delta f} L_f h_1(x) + \\ \quad L_{g1} L_f h_1(x) u_d + L_{g2} L_f h_1(x) u_q, \\ \dot{z}_3 = L_f h_2(x) + L_{\Delta f} h_2(x) + \\ \quad L_{g1} h_2(x) u_d + L_{g2} h_2(x) u_q. \end{cases} \quad (7)$$

其中

$$L_f h_i(x) = \sum_k \frac{\partial h_i(x)}{\partial x_k} f_k(x) =$$

$$\left[\frac{\partial h_i(x)}{\partial x_1} \quad \cdots \quad \frac{\partial h_i(x)}{\partial x_n} \right] \begin{bmatrix} f_1(x) \\ \cdots \\ f_n(x) \end{bmatrix},$$

表示标量函数 $h_i(x)$ 沿 $f(x)$ 的 Lie 导数^[10],依次有 $L_f^2 h_i(x) = L_f(L_f h_i(x))$. 由 Lie 导数的定义,通过计算可得式(7)中对应项的值

$$L_{\Delta f} h_1(x) = -\Delta T_l / J,$$

$$L_f^2 h_1(x) = \frac{3n_p \phi}{2J} \left(-\frac{R_{sN}}{L} i_q - n_p \omega_r i_d - \frac{n_p \phi}{L} \omega_r \right) -$$

$$\frac{B}{J} \left(\frac{3n_p \phi}{2J} i_q - \frac{B}{J} \omega_r - \frac{T_{lN}}{J} \right),$$

$$L_{\Delta f} L_f h_1(x) = \frac{3n_p \phi}{2J} i_q \left(-\frac{\Delta R_s}{L} \right) - \frac{B}{J} \left(-\frac{\Delta T_l}{J} \right),$$

$$L_{g1} L_f h_1(x) = 0, L_{g2} L_f h_1(x) = \frac{3n_p \phi}{2JL},$$

$$L_f h_2(x) = -\frac{R_{sn}}{L} i_d + n_p \omega_r i_q,$$

$$L_{\Delta f} h_2(x) = -\frac{\Delta R_s}{L} i_d,$$

$$L_{g1} h_2(x) = 1/L, L_{g2} h_2(x) = 0.$$

令 $\theta_1 = -\Delta R_s/L, \theta_2 = -\Delta T_l/J$, 则式(7) 可写

成

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 + \theta_2, \\ \dot{z}_2 = L_f^2 h_1(x) + \frac{3n_p \phi}{2J} i_q \theta_1 - \frac{B}{J} \theta_2 + \bar{u}_d, \\ \dot{z}_3 = L_f h_2(x) + i_d \theta_1 + \bar{u}_q. \end{cases} \quad (8)$$

其中

$$\begin{bmatrix} \bar{u}_d \\ \bar{u}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & L_{g2} L_f h_1(x) \\ L_{g1} h_2(x) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 3n_p \phi / 2JL \\ 1/L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Step2 定义如下线性参考模型, 给出控制系统的性能规范:

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_{m1} \\ \dot{z}_{m2} \\ \dot{z}_{m3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -k_{m1} & -k_{m2} & 0 \\ 0 & 0 & -k_{m3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{m1} \\ z_{m2} \\ z_{m3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ k_{m1} & 0 \\ 0 & k_{m3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_r^* \\ i_d^* \end{bmatrix}. \quad (10)$$

其中: z_{m1}, z_{m2}, z_{m3} 是参考模型的状态变量; k_{m1}, k_{m2}, k_{m3} 是设计增益, 它们的值给出了期望的电机转速和定子电流的输出响应性能; 转速 ω_r^* 和 d 轴电流分量 i_d^* 是参考模型的输入给定值.

Step3 定义 PMSM 的动态模型(7) 与参考模型(10) 的状态变量误差

$$e = [e_1 \quad e_2 \quad e_3]^T = [z_1 - z_{m1} \quad z_2 - z_{m2} \quad z_3 - z_{m3}]^T,$$

式(7) 减式(10), 可得误差微分方程

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 + \theta_2, \\ \dot{e}_2 = L_f^2 h_1(x) + \frac{3n_p \phi}{2J} i_q \theta_1 - \frac{B}{J} \theta_2 + \bar{u}_d, \\ \dot{e}_3 = L_f h_2(x) + i_d \theta_1 + \bar{u}_q. \end{cases} \quad (11)$$

其中

$$\begin{bmatrix} \bar{u}_d \\ \bar{u}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{u}_d + k_{m1} z_{m1} + k_{m2} z_{m2} - k_{m1} \omega_r^* \\ \bar{u}_q + k_{m3} z_{m3} - k_{m3} i_d^* \end{bmatrix}. \quad (12)$$

Step4 对于方程(11) 的第1个方程, 将 e_2 作为虚拟控制, 使控制器 $\alpha = e_2 = -k_1 e_1 - \theta_2$, 则 $\dot{e}_1 = 0$

是 Lyapunov 稳定意义下的平衡点.

定义参数 θ_1 和 θ_2 的估计误差

$$\Delta \theta_1 = \theta_1 - \hat{\theta}_1, \Delta \theta_2 = \theta_2 - \hat{\theta}_2,$$

其中 $\hat{\theta}_1$ 和 $\hat{\theta}_2$ 是 θ_1 和 θ_2 的估计值. 采用 $\hat{\theta}_2$ 替代 θ_2 , 则虚拟控制 α 可写成

$$\alpha = -k_1 e_1 - \hat{\theta}_2. \quad (13)$$

定义新的误差变量

$$\bar{e}_1 = e_1, \bar{e}_2 = e_2 - \alpha, \bar{e}_3 = e_3,$$

相应的误差方程可写成

$$\begin{cases} \dot{\bar{e}}_1 = -k_1 \bar{e}_1 + \bar{e}_2 + \Delta \theta_2, \\ \dot{\bar{e}}_2 = L_f^2 h_1(x) + \frac{3n_p \phi}{2J} i_q (\hat{\theta}_1 + \Delta \theta_1) - \frac{B}{J} (\theta_2 + \Delta \theta_2) - \frac{d\alpha}{dt} + \bar{u}_d, \\ \dot{\bar{e}}_3 = L_f h_2(x) + i_d (\theta_1 + \Delta \theta_1) + \bar{u}_q. \end{cases} \quad (14)$$

其中

$$d\alpha/dt = -k_1 \dot{e}_1 - \dot{\hat{\theta}}_2. \quad (15)$$

至此, 自适应反步控制律和参数自适应律, 可通过选择如下的 Lyapunov 函数来导出.

Step5 定义 Lyapunov 函数

$$V = \frac{1}{2} [\bar{e}_1^2 + \bar{e}_2^2 + \bar{e}_3^2 + \frac{1}{\lambda_1} (\Delta \theta_1)^2 + \frac{1}{\lambda_2} (\Delta \theta_2)^2], \quad (16)$$

其中 λ_1 和 λ_2 为正的常数. Lyapunov 函数(16) 的导数为

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \bar{e}_1 \dot{\bar{e}}_1 + \bar{e}_2 \dot{\bar{e}}_2 + \bar{e}_3 \dot{\bar{e}}_3 + \frac{1}{\lambda_1} (\Delta \theta_1) (\Delta \dot{\theta}_1) + \frac{1}{\lambda_2} (\Delta \theta_2) (\Delta \dot{\theta}_2) = \\ &= -k_1 \bar{e}_1^2 + \Delta \theta_1 \left(\frac{3n_p \phi}{2J} i_q \bar{e}_2 + i_d \bar{e}_3 - \frac{1}{\lambda_1} \dot{\hat{\theta}}_1 \right) + \\ &= \Delta \theta_2 \left(\bar{e}_1 - \frac{B}{J} \bar{e}_2 + k_1 \bar{e}_2 - \frac{1}{\lambda_2} \dot{\hat{\theta}}_2 \right) + \\ &= \bar{e}_2 [\bar{e}_1 + L_f^2 h_1(x) + \frac{3n_p \phi}{2J} i_q \hat{\theta}_1 - \frac{B}{J} \hat{\theta}_2 + k_1 (-k_1 \bar{e}_1 + \bar{e}_2) + \dot{\hat{\theta}}_2 + \bar{u}_d] + \\ &= \bar{e}_3 (L_f h_2(x) + i_d \hat{\theta}_1 + \bar{u}_q). \end{aligned} \quad (17)$$

取控制律

$$\begin{cases} \bar{u}_d = -k_2 \bar{e}_2 - \bar{e}_1 - L_f^2 h_1(x) - \frac{3n_p \phi}{2J} i_q \hat{\theta}_1 + \frac{B}{J} \hat{\theta}_2 - k_1 (-k_1 \bar{e}_1 + \bar{e}_2) - \dot{\hat{\theta}}_2, \\ \bar{u}_q = -k_3 \bar{e}_3 - L_f h_2(x) - i_d \hat{\theta}_1. \end{cases} \quad (18)$$

参数自适应律为

$$\begin{cases} \dot{\hat{\theta}}_1 = \lambda_1 \left(\frac{3n_p \phi}{2J} i_q \bar{e}_2 + i_d \bar{e}_3 \right), \\ \dot{\hat{\theta}}_2 = \lambda_2 \left(\bar{e}_1 - \frac{B}{J} \bar{e}_2 + k_1 \bar{e}_2 \right). \end{cases} \quad (19)$$

则 Lyapunov 函数 V 的导数满足

$$\dot{V} = - (k_1 \bar{e}_1^2 + k_2 \bar{e}_2^2 + k_3 \bar{e}_3^2) \leq 0, \quad (20)$$

从而可得 $\bar{e}_1, \bar{e}_2, \bar{e}_3$ 和 $\Delta\theta_1, \Delta\theta_2$ 是有界的. 由式(14), (15), (18) 和 (19) 得 $\dot{\bar{e}}_1, \dot{\bar{e}}_2, \dot{\bar{e}}_3$ 也是有界的. 再由式(20) 得

$$\dot{V} = -k_1 \bar{e}_1^2 - k_2 \bar{e}_2^2 - k_3 \bar{e}_3^2 \leq -k_1 \bar{e}_1^2.$$

上式两边积分, 可得

$$\int_0^\infty k_1 \bar{e}_1^2 dt \leq V(0) - V(\infty) < \infty, \quad (21)$$

故有 $\bar{e}_1 \in L_2$. 同理可证 $\bar{e}_2, \bar{e}_3 \in L_2$, 即有 $\bar{e}_1, \bar{e}_2, \bar{e}_3 \in L_\infty \cap L_2$. 根据 Barbalat 引理^[9], 当 $t \rightarrow \infty$ 时, $\bar{e}_1, \bar{e}_2, \bar{e}_3 \rightarrow 0$, 即误差渐近收敛到零.

最终的 PMSM 模型参考自适应反步控制器的控制量 u_d 和 u_q 可由式(9), (12), (18) 计算得出.

4 仿真结果

为验证所提出的 PMSM 模型参考自适应反步控制方法的有效性, 在 Matlab/ Simulink 环境下, 构建如图 1 所示的仿真系统. 其中包括 PWM 逆变器和永磁同步电机模型、参考模型、Backstepping 控制器和参数自适应模块. 仿真采用的 PMSM 电机参数为^[4]: 额定功率 $P_N = 750$ W, 额定转速 $\omega_{rN} = 3000$ r/min, 极对数 $n_p = 2$, 电感 $L_d = L_q = 5.33$ mH, $L_{md} = 4.8$ mH, $I_{fd} = 46.75$ A, 转子惯量 $J = 0.00132$ N·m·s², 定子电阻 $R_{sN} = 1.47$ Ω, 阻尼系数 $B = 0.0058$ N·ms/rad, 负载转矩额定值 $T_{lN} = 2.336$ N·m.

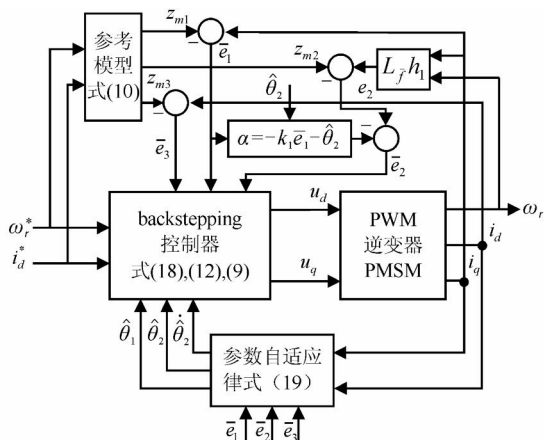
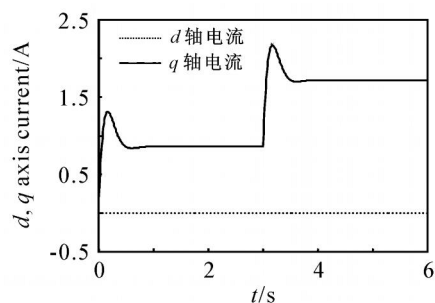
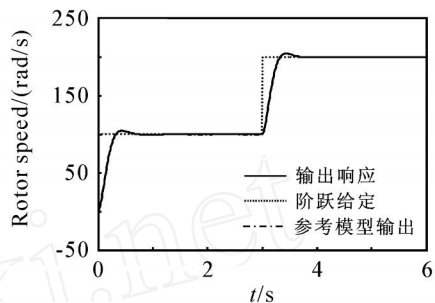


图1 PMSM 的模型参考自适应 Backstepping 控制系统

仿真实验中, 参考模型参数取为 $k_{m1} = 100$, $k_{m2} = 14$, $k_{m3} = 10$; 反步控制器参数取为 $k_1 = 200$, $k_2 = k_3 = 100$; 自适应参数估计器的增益系数取为 $\lambda_1 = 0.001$, $\lambda_2 = 0.0001$. 从理论上讲, k_1, k_2, k_3 和

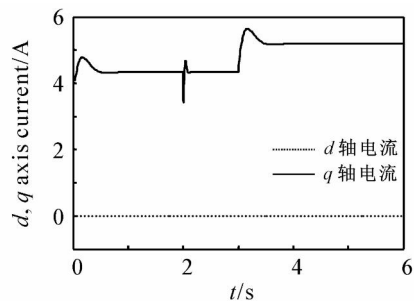


(a) 定子电流的 d, q 分量

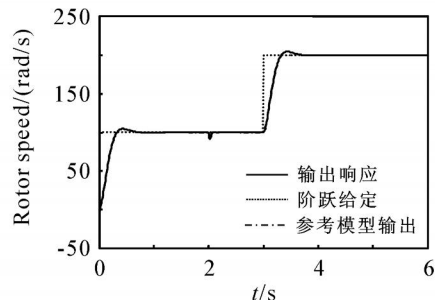


(b) 转速跟踪响应

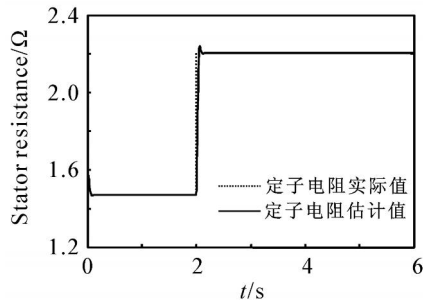
图2 空载时定子电阻等于额定值的仿真结果



(a) 定子电流的 d, q 分量



(b) 转速跟踪响应



(c) 定子电阻估计曲线

图3 额定负载下定子电阻变化时的仿真结果

λ_1, λ_2 的值只要取得大于零,便可保证系统是渐近稳定的.然而在实际中,控制律和参数自适应律中的增益系数对系统的控制精度和收敛性有很大影响,因此仿真时必须对这些参数进行适当选择,通常需经多次试验才能确定.

系统仿真时, d 轴电流分量参考值取为 $i_d^* = 0$ (此时 d 轴磁链由转子永磁铁提供,其值恒定,电机的输出转矩正比于定子电流的 q 轴分量,每安培定子电流可产生最大的输出转矩);参考转速初值取为 100 rad/s ,在 $t = 3 \text{ s}$ 时跳变为 200 rad/s .

图2是当定子电阻为额定值,电机空载时,电流分量 i_d 和 i_q 与转速的输出响应曲线.从图中可以看出,转速与电流均可迅速地跟踪参考给定值.

图3是在额定负载条件下,定子电阻在 2 s 时发生 150% 阶跃变化,电流分量 i_d 和 i_q 与电机转速的输出响应曲线以及电机定子电阻的估计曲线.从图3可以看出,当电机参数发生变化时,参数估计器可实现对定子电阻的快速准确估计,控制系统具有优良的转速和电流跟踪性能,且对电机参数变化具有较强的鲁棒性.

5 结 论

本文基于转子磁场定向坐标系下的永磁同步电机模型,首先由线性参考模型给出了控制系统的性能规范,然后采用自适应反步方法逐步导出 PMSM 的控制律和参数自适应律.采用 Lyapunov 稳定性分析方法,证明了转速和定子电流跟踪误差渐近收敛到零.仿真结果表明,系统不仅可实现对转速和定子电流的精确跟踪,而且对电机参数变化具有较强的鲁棒性.

参考文献(References)

- [1] 张涛,蒋静坪,张国宏.交流永磁同步电机伺服系统的线性化控制[J].中国电机工程学报,2001,21(6):40-43.
(Zhang Tao, Jiang Jing-ping, Zhang Guo-hong. Feedback linearization control of permanent magnet synchronous motor system[J]. Proc of the CSEE, 2001, 21(6): 40-43.)

- [2] 贾洪平,贺益康.永磁同步电机滑模变结构直接转矩控制[J].电工技术学报,2006,21(1):1-6.
(Jia Hong-ping, He Yi-kang. Variable structure sliding mode control for PMSM DTC[J]. Trans of the CES, 2006, 21(1): 1-6.)
- [3] Chiur-keng Lai, Kuo-kai Shyu. A novel motor drive design for incremental motion system via sliding-mode control method[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2005, 52(2): 499-507.
- [4] Tzann-shin Lee, Chih-hong Lin, Fa-jeng Lin. An adaptive H_∞ controller design for permanent synchronous motor drive[J]. Control Engineering Practice, 2005, 13(4): 425-439.
- [5] 纪志成,李三东,沈艳霞.自适应积分反步法永磁同步电机伺服控制器的设计[J].控制与决策,2005,20(3): 229-331.
(Ji Zhi-cheng, Li San-dong, Shen Yan-xia. Adaptive backstepping design for servo controller of permanent magnet synchronous motor[J]. Control and Decision, 2005, 20(3): 229-331.)
- [6] Jian-guo Zhou, Your-yi Wang. Real-time nonlinear adaptive backstepping speed control for a PM synchronous motor[J]. Control Engineering Practice, 2005, 13(10): 1259-1269.
- [7] Ioannis Kanellakopoulos, Petar V Kokotovic, A Stephen Morse. Systematic design of adaptive controllers for feedback linearizable systems[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1991, 36(11): 1241-1253.
- [8] Danbing Sete, Anuradha M Annaswamy, John Baillieul. Adaptive control of nonlinear systems with triangular Structure[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1994, 39(7): 1411-1428.
- [9] Marino R, Tomei P. Nonlinear control design: Geometric, adaptive and robust[M]. New Jersey: Hall Prentice, 1995.
- [10] 夏小华,高为炳.非线性系统控制及解耦[M].北京:科学出版社,1997.
(Xia Xiao-hua, Gao Wei-bing. Nonlinear system control and decoupling[M]. Beijing: Science Press, 1997.)