

文章编号: 1001-0920(2006)11-1264-06

具有不确定参数永磁同步电动机的自适应反步控制

胡建辉, 邹继斌

(哈尔滨工业大学 电气工程系, 哈尔滨 150001)

摘要: 针对永磁同步电动机系统的非线性耦合特性以及参数的不确定性, 采用自适应反步控制实现永磁同步电动机的非线性控制, 在补偿参数不确定性影响, 提高系统的抗干扰能力的同时, 实现了永磁同步电动机的高性能全局渐近稳定速度跟踪控制。采用二阶滤波环节平滑速度指令, 实现了理想无超调的快速速度跟踪控制。仿真结果证明了所提出方法的有效性。

关键词: 永磁同步电动机; 自适应反步控制; 非线性控制; 二阶滤波; 速度跟踪

中图分类号: TM 351

文献标识码: A

Adaptive Backstepping Control of Permanent Magnet Synchronous Motors with Parameter Uncertainties

HU Jian-hui, ZOU Ji-bin

(Department of Electrical Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China Correspondent: HU Jian-hui, E-mail: hujianhui@hit.edu.cn)

Abstract: A nonlinear adaptive speed controller based on adaptive backstepping approach for permanent magnet synchronous motors with nonlinear coupling and parameter uncertainties is presented. With the proposed controller, the parameter uncertainties are compensated and high performance speed controller for permanent magnet synchronous motors is shown to be globally asymptotically stable. The scheme is robust to the parameter uncertainties and load torque disturbance. A second order filter is used to smooth the speed reference signal, and the perfect non-overshooting speed tracking is achieved. Simulation results show the validity of the proposed approach.

Key words: Permanent magnet synchronous motor; Adaptive backstepping control; Nonlinear control; Second order filter; Speed tracking

1 引言

永磁同步电动机具有效率高、功率密度高、可靠性高、控制特性好等优点, 已经得到越来越广泛的应用。由于永磁同步电机转速与电枢电流之间存在非线性耦合, 同时, 永磁同步电动机系统中还存在非线性扰动: 系统建模不充分(转矩脉动、磁路饱和、摩擦转矩、逆变器非线性), 参数不确定性(电枢绕组电阻、转动惯量), 不理想的传感器特性(角位置、角速度)和离散化效应(延时、数值误差), 因此, 永磁同步电动机系统是一个多变量、强耦合的严重非线性系统, 而且容易受各种非线性扰动的影响。

为了提高系统的动态性能, 并简化控制系统, 传

统的方法是采用矢量控制, 并采用级联控制策略。然而, 级联控制的前提条件是电机系统的机械时间常数与电气时间常数相差10倍以上。级联控制的抗干扰能力差, 无法保证在较大的运行范围内获得满意的动态性能。

状态反馈线性化及输入-输出反馈线性化技术也被广泛地应用于电机控制中。由于消掉了系统中的非线性项, 上述非线性扰动将使得系统性能变差。线性控制策略可以在等效平衡点的邻域调节系统, 保证该区域的系统稳定性, 而当电机工作在不同负载或温度改变使得电机特性变化时, 系统的等效平衡点也随之发生变化, 所以线性控制策略不能保证

收稿日期: 2005-07-08; 修回日期: 2005-12-12

作者简介: 胡建辉(1975—), 男, 湖北黄陂人, 博士, 从事永磁同步电机理论及控制、非线性控制等研究; 邹继斌(1957—), 男, 黑龙江甘南人, 教授, 博士生导师, 从事永磁同步电机理论及其应用等研究。

伺服驱动范围内的全局稳定性

随着现代数学与数值计算技术的发展, 交流电机的非线性控制策略已成为国内外研究人员的一个热门课题

反步 (Backstepping) 控制^[1,2] 是一种最近发展的针对不确定非线性系统的控制策略, 特别适合不满足匹配条件的控制系统。该方法一经提出, 便得到广泛的关注, 并被推广到自适应控制、鲁棒控制、滑模变结构控制等领域^[3]。在设计不确定系统的鲁棒或自适应控制器方面, 特别是当干扰或不确定性不满足匹配条件时, 反步法具有明显的优越性

反步控制已被引入电机控制领域^[4~6]。永磁同步电动机的反步控制虽然取得了一定的控制效果^[5,6], 但同时也存在一些问题, 如没有考虑负载转矩与参数变化对系统的影响; 速度阶跃响应过程中较大的初始速度跟踪误差会引起较大的负载转矩估计值超调, 从而导致较大的转速超调^[7,8]。

针对上述问题, 本文将自适应反步控制应用于永磁同步电动机的速度控制系统。通过结合自适应控制, 设计恰当的子系统稳定函数, 同时给出转动惯量、摩擦系数与负载转矩的自适应估计律, 实时进行转动惯量、摩擦系数与负载转矩的在线估计。采用二阶滤波环节平滑转速指令, 有效地抑制起动过程中的速度超调。仿真结果表明, 本文设计的自适应反步控制可以明显提高永磁同步电动机系统的静态与动态性能, 保证系统的全局一致稳定性, 速度跟踪系统具有良好的跟踪效果, 整个系统具有很强的抗干扰能力和良好的伺服控制特性

2 自适应反步控制的理论基础

反步控制的基本思想是将复杂的非线性系统分解成不超过系统阶次的子系统, 然后为每个子系统设计部分 Lyapunov 函数和中间虚拟控制量, 一直“后退”至整个系统, 将他们集成起来便完成了整个控制器的设计。其基本设计方法是从一个高阶系统的内核开始, 设计虚拟控制律以保证内核系统的某种性能, 如稳定性、无源性等; 然后对得到的虚拟控制律逐步修正算法, 但应保证既定性能; 进而设计出真正的镇定控制器, 实现系统的全局调节或跟踪, 使系统达到期望的性能指标。这种方法通过逐步修正算法来设计镇定控制器, 实现系统的全局调节或跟踪。反步法实际上是一种由前往后递推的设计方法, 它比较适合在线控制, 达到减少在线计算时间的目的

根据自适应反步控制技术, 在永磁同步电动机的机械子系统内设计跟踪目标, 确定参考电流以满足必要的转矩或速度要求。然后在电气子系统内确

定控制电压, 以保证实际的电流跟随参考指令, 从而有效满足运动控制目标, 而且该目标已经嵌入到电流控制目标中

3 永磁同步电动机的自适应反步控制器设计

虽然文献^[5~8]已进行了永磁同步电动机反步控制的理论推导, 但仍不够完善, 没有同时考虑转动惯量、摩擦系数与负载转矩变化对系统的影响。本文依据自适应反步法, 在设计稳定函数的同时, 给出转动惯量、摩擦系数与负载转矩的自适应估计律

根据交流永磁同步电动机的数学模型, 其机械运动方程为

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} (T_{em} - T_L - B\omega), \quad (1)$$

电磁转矩方程为

$$T_{em} = \frac{3}{2} P \{ \Psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \}, \quad (2)$$

合并式(1)和(2)可得

$$\begin{aligned} \frac{d\omega}{dt} = & \frac{3P\Psi_f}{2J} i_q + \frac{3P}{2J} (L_d - L_q) i_d i_q - \\ & \frac{B}{J} \omega - \frac{T_L}{J}, \end{aligned} \quad (3)$$

而电压方程为

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} i_d + P \frac{\Psi_f}{L_d} i_q + \frac{u_d}{L_d}, \quad (4)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_q - P \frac{\Psi_f}{L_q} i_d -$$

$$P \frac{\Psi_f}{L_q} \omega + \frac{u_q}{L_q} \quad (5)$$

如果令

$$x_1 = \omega, x_2 = i_q, x_3 = i_d, \quad (6)$$

则设计步骤如下:

Step1 将式(3)视为一个子系统, 将式(6)定义的物理量视为该系统的状态变量, 其他量则视为系数。根据反步控制法, 定义误差变量为

$$z_1 = x_1 - x_{1d}, \quad (7)$$

$$z_2 = x_2 - \alpha_1, \quad (8)$$

$$z_3 = x_3 - \alpha_2 \quad (9)$$

式中: x_{1d} 为状态变量 x_1 的期望值, x_2 和 x_3 为虚拟控制, α_1 和 α_2 为使得第 1 个子系统稳定的稳定函数, 也是需要下一步来确定的未知量

为使第 1 个子系统稳定, 选用如下 Lyapunov 函数:

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 \quad (10)$$

对式(10)取微分得

$$\dot{V}_1 = z_1 \dot{z}_1, \quad (11)$$

而根据式(7)和(3), 得

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= \dot{x}_1 - \dot{x}_{1d} = \\ &- \frac{B}{J}x_1 + \frac{3P\Psi_f}{2J}x_2 + \\ &\frac{3P}{2J}(L_d - L_q)i_qx_3 - \frac{T_L}{J} - \dot{x}_{1d} = \\ &- \frac{B}{J}(z_1 + x_{1d}) + \frac{3P\Psi_f}{2J}(z_2 + \alpha_1) + \\ &\frac{3P}{2J}(L_d - L_q)i_q(z_3 + \alpha_2) - \frac{T_L}{J} - \dot{x}_{1d} \end{aligned} \quad (12)$$

将式(12)代入(11),当 \$z_1 = 0, z_2 = z_3 = 0\$ 时,式(11)整理为

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= z_1[-\frac{B}{J}(z_1 + x_{1d}) + \frac{3P\Psi_f}{2J}\alpha_1 + \\ &\frac{3P}{2J}(L_d - L_q)i_q\alpha_2 - \frac{T_L}{J} - \dot{x}_{1d}] \end{aligned} \quad (13)$$

如果选取稳定函数为

$$\alpha_1 = 0, \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \alpha_2 &= -\frac{2J}{3P\Psi_f}[c_1z_1 - \frac{B}{J}(z_1 + \\ &x_{1d}) - \frac{T_L}{J} - \dot{x}_{1d}], \end{aligned} \quad (15)$$

式中 \$c_1 > 0\$, 则式(11)简化为

$$\dot{V}_1 = -c_1z_1^2 \quad (16)$$

于是,根据 Lyapunov 稳定定理,保证了系统的稳定性。但式(15)表示的稳定函数包括了电机系统的转动惯量 \$J\$, 摩擦系数 \$B\$ 和负载转矩 \$T_L\$, 而这些物理量都是随着负载的不同而变化的。针对这些参数的不确定性,需要采用这些参数的估计值。为了避免自适应控制中的过参数化和控制定律的奇异性,定义以下变量:

$$F = B/J, \quad (17)$$

$$\Gamma = T_L/J. \quad (18)$$

物理量的估计误差定义为

$$\begin{cases} \tilde{J} = \hat{J} - J, \\ \tilde{F} = \hat{F} - F, \\ \tilde{\Gamma} = \hat{\Gamma} - \Gamma. \end{cases} \quad (19)$$

转动惯量、摩擦系数与负载转矩均采用相应的估计值,于是式(15)改写为

$$\begin{aligned} \alpha_2 &= \frac{2J}{3P\Psi_f}[-c_1z_1 + \hat{F}(z_1 + x_{1d}) + \hat{\Gamma} + \dot{x}_{1d}] \end{aligned} \quad (20)$$

将式(20), (12)代入(11)得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= \\ z_1[-F(z_1 + x_{1d}) + \frac{3P\Psi_f}{2J}(z_2 + \alpha_1) + \\ \frac{3P}{2J}(L_d - L_q)i_d(z_3 + \alpha_2) - \Gamma - \dot{x}_{1d}] &= \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} z_1[-F(z_1 + x_{1d}) + \frac{3P\Psi_f}{2J}z_2 + \\ (1 + \frac{\tilde{J}}{J})[-c_1z_1 + \hat{F}(z_1 + \\ x_{1d}) + \hat{\Gamma} + \dot{x}_{1d}]] + \\ z_1[\frac{3P}{2J}(L_d - L_q)i_qz_3 - \Gamma - \dot{x}_{1d}] = \\ z_1[-c_1z_1 + \tilde{F}(z_1 + x_{1d}) + \frac{3P\Psi_f}{2J}z_2 + \\ \frac{\tilde{J}}{J}[-c_1z_1 + \hat{F}(z_1 + x_{1d}) + \hat{\Gamma} + \dot{x}_{1d}]] + \\ z_1[\frac{3P}{2J}(L_d - L_q)i_qz_3 + \tilde{\Gamma}] = \\ z_1[-c_1z_1 + \frac{3P\Psi_f}{2J}z_2 + \frac{3P}{2J}(L_d - L_q)i_qz_3] + \\ z_1[\frac{\tilde{J}}{J}[-c_1z_1 + \hat{F}(z_1 + x_{1d}) + \hat{\Gamma} + \dot{x}_{1d}] + \\ \tilde{F}(z_1 + x_{1d}) + \tilde{\Gamma}] = \\ -c_1z_1^2 + \frac{3P\Psi_f}{2J}z_1z_2 + \frac{3P}{2J}(L_d - L_q)i_qz_1z_3 + \\ \frac{\tilde{J}}{J}z_1[-c_1z_1 + \hat{F}(z_1 + x_{1d}) + \hat{\Gamma} + \dot{x}_{1d}] + \\ \tilde{F}z_1(z_1 + x_{1d}) + \tilde{\Gamma}z_1. \end{aligned} \quad (21)$$

Step2 Step1 定义了稳定函数 \$\alpha_1\$ 和 \$\alpha_2\$, 保证了系统的稳定性,但这两个稳定函数分别为交轴电流和直轴电流的期望值,并不是实际物理量。下面设计控制量,使交、直轴电流能够跟随其期望值,从而保证整个系统的稳定性。

对式(8)取导数,并代入式(5)得

$$\begin{aligned} \dot{z}_2 &= \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1 = \\ &- \frac{R}{L_q}i_q - P\frac{\omega L_d}{L_q}i_d - P\frac{\Psi_f}{L_q}\omega + \frac{\dot{\omega}}{L_q} - \dot{\alpha}_1. \end{aligned} \quad (22)$$

式(22)需要求取稳定函数 \$\alpha_1\$ 的导数。考虑到机械参数的不确定性,根据式(20)求取 \$\alpha_1\$ 的导数为

$$\begin{aligned} \dot{\alpha}_1 &= \\ &\frac{2J}{3P\Psi_f}[-c_1z_1 + \hat{F}(z_1 + x_{1d}) + \hat{\Gamma} + \dot{x}_{1d}] + \\ &\frac{2J}{3P\Psi_f}[-c_1\dot{z}_1 + \dot{\hat{F}}x_1 + \dot{\hat{F}}x_1 + \dot{\hat{\Gamma}} + \dot{x}_{1d}] = \\ &\frac{2J}{3P\Psi_f}[-c_1z_1 + \hat{F}(z_1 + x_{1d}) + \hat{\Gamma} + \dot{x}_{1d}] + \\ &\frac{2J}{3P\Psi_f}(\dot{\hat{F}}x_1 + \dot{\hat{\Gamma}} + \dot{x}_{1d} + c_1\dot{x}_{1d}) + \\ &\frac{2J}{3P\Psi_f}(\hat{F} - c_1)\dot{x}_1 = \\ &\frac{2J}{3P\Psi_f}[-c_1z_1 + \hat{F}(z_1 + x_{1d}) + \hat{\Gamma} + \dot{x}_{1d}] + \\ &\frac{2J}{3P\Psi_f}(\dot{\hat{F}}x_1 + \dot{\hat{\Gamma}} + \dot{x}_{1d} + c_1\dot{x}_{1d}) + \\ &\frac{J}{J}(\hat{F} - c_1)[i_q + \frac{(L_d - L_q)}{\Psi_f}i_d]i_q. \end{aligned}$$

$$\frac{2J}{3P\Psi_f}(\hat{F} - c_1)(F\omega + \Gamma). \quad (23)$$

将式(23)代入(22)得

$$\begin{aligned} \dot{z}_2 = & -\frac{R}{L_q}i_q - P\frac{\omega L_d}{L_q}i_d - P\frac{\Psi_f}{L_q}\omega + \frac{u_d}{L_q} - \\ & \frac{2J}{3P\Psi_f}[-c_1z_1 + \hat{F}(z_1 + x_{1d}) + \hat{\Gamma} + \dot{x}_{1d}] - \\ & \frac{2J}{3P\Psi_f}(\hat{F}x_1 + \hat{\Gamma} + \ddot{x}_{1d} + c_1\dot{x}_{1d}) - \\ & \frac{J}{J}(\hat{F} - c_1)\left[i_q + \frac{(L_d - L_q)i_d}{\Psi_f}i_q\right] + \\ & \frac{2J}{3P\Psi_f}(\hat{F} - c_1)(F\omega + \Gamma). \end{aligned} \quad (24)$$

式(24)包括了实际控制量交轴电压 u_q , 如果取交轴电压 u_q 为

$$\begin{aligned} u_q = & R i_q + P\omega L_d i_d + P\Psi_f\omega + L_q\{-c_2z_2 + \\ & \frac{2J}{3P\Psi_f}[-c_1z_1 + \hat{F}(z_1 + x_{1d}) + \hat{\Gamma} + \dot{x}_{1d}] + \\ & \frac{2J}{3P\Psi_f}(\hat{F}x_1 + \hat{\Gamma} + \ddot{x}_{1d} + c_1\dot{x}_{1d}) + \\ & (\hat{F} - c_1)\left[1 + \frac{(L_d - L_q)i_d}{\Psi_f}\right]i_q - \\ & \frac{2J}{3P\Psi_f}(\hat{F} - c_1)(\hat{F}\omega + \hat{\Gamma})\}, \end{aligned} \quad (25)$$

式中 $c_2 > 0$, 式(24)可简化为

$$\begin{aligned} \dot{z}_2 = & -c_2z_2 - \frac{J}{J}(\hat{F} - c_1) \times \\ & \left[1 + \frac{(L_d - L_q)i_d}{\Psi_f}\right]i_q - \\ & \frac{2J}{3P\Psi_f}(\hat{F} - c_1)(\hat{F}\omega + \hat{\Gamma}). \end{aligned} \quad (26)$$

对式(9)取导数, 并代入(4), (14)得

$$\begin{aligned} \dot{z}_3 = & \dot{x}_3 - \dot{\alpha} = \\ & -\frac{R}{L_d}i_d + P\frac{\omega L_d}{L_d}i_q + \frac{u_d}{L_d}. \end{aligned} \quad (27)$$

为了保证整个系统的稳定性, 同时考虑参数不确定性的影响, 选取如下的 Lyapunov 函数:

$$\begin{aligned} V_2 = & V_1 + \frac{1}{2}z_2^2 + \frac{1}{2}z_3^2 + \frac{1}{2\gamma_1 J}\tilde{J}^2 + \\ & \frac{1}{2\gamma_2}\tilde{F}^2 + \frac{1}{2\gamma_3}\tilde{\Gamma}^2, \end{aligned} \quad (28)$$

同样对 Lyapunov 函数求导数

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & \dot{V}_1 + z_2\dot{z}_2 + z_3\dot{z}_3 + \frac{1}{\gamma_1 J}\tilde{J}\dot{\tilde{J}} + \\ & \frac{1}{\gamma_2}\tilde{F}\dot{\tilde{F}} + \frac{1}{\gamma_3}\tilde{\Gamma}\dot{\tilde{\Gamma}}. \end{aligned} \quad (29)$$

将式(21), (26)和(27)代入(29)得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & -c_1z_1^2 + \frac{3P\Psi_f}{2J}z_1z_2 + \frac{3P}{2J}(L_d - L_q)i_qz_1z_3 + \\ & \frac{J}{J}z_1[-c_1z_1 + \hat{F}(z_1 + x_{1d}) + \hat{\Gamma} + \dot{x}_{1d}] + \\ & \tilde{F}z_1(z_1 + x_{1d}) + \tilde{\Gamma}z_1 + \\ & z_2\{-c_2z_2 - \frac{J}{J}(\hat{F} - c_1) \times \\ & [1 + \frac{(L_d - L_q)i_d}{\Psi_f}]i_q - \\ & \frac{2J}{3P\Psi_f}(\hat{F} - c_1)(\tilde{F}\omega + \tilde{\Gamma})\} + \\ & z_3(-\frac{R}{L_d}i_d + P\frac{\omega L_d}{L_d}i_q + \frac{u_d}{L_d}) + \\ & \frac{1}{\gamma_1 J}\tilde{J}\dot{\tilde{J}} + \frac{1}{\gamma_2}\tilde{F}\dot{\tilde{F}} + \frac{1}{\gamma_3}\tilde{\Gamma}\dot{\tilde{\Gamma}}. \end{aligned} \quad (30)$$

取另一个实际控制量直轴电压 u_d 为

$$\begin{aligned} u_d = & R i_d - P\omega L_q i_q - \frac{3P}{2J}(L_d - \\ & L_q)L_d i_q z_1 - c_3 z_3 L_d, \end{aligned} \quad (31)$$

式中 $c_3 > 0$, 式(30)进一步简化为

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & -c_1z_1^2 - c_2z_2^2 - c_3z_3^2 + \frac{3P\Psi_f}{2J}z_1z_2 + \\ & \frac{J}{J}z_1[-c_1z_1 + \hat{F}(z_1 + x_{1d}) + \hat{\Gamma} + \dot{x}_{1d}] + \\ & \tilde{F}z_1(z_1 + x_{1d}) + \tilde{\Gamma}z_1 - \\ & \frac{J}{J}(\hat{F} - c_1)\left[1 + \frac{(L_d - L_q)i_d}{\Psi_f}\right]i_qz_2 - \\ & \frac{2J}{3P\Psi_f}(\hat{F} - c_1)(\tilde{F}\omega + \tilde{\Gamma})z_2 + \\ & \frac{1}{\gamma_1 J}\tilde{J}\dot{\tilde{J}} + \frac{1}{\gamma_2}\tilde{F}\dot{\tilde{F}} + \frac{1}{\gamma_3}\tilde{\Gamma}\dot{\tilde{\Gamma}} = \\ & -c_1z_1^2 - c_2z_2^2 - c_3z_3^2 + \frac{3P\Psi_f}{2J}z_1z_2 + \\ & \frac{J}{J}\{-c_1z_1^2 + \hat{F}z_1(z_1 + x_{1d}) + \hat{\Gamma}z_1 + \dot{x}_{1d}z_1 - \\ & (\hat{F} - c_1)\left[1 + \frac{(L_d - L_q)i_d}{\Psi_f}\right]i_qz_2 + \frac{1}{\gamma_1}\tilde{J}\dot{\tilde{J}}\} + \\ & \tilde{F}[z_1x_1 - \frac{2J}{3P\Psi_f}(\hat{F} - c_1)\omega z_2 + \frac{1}{\gamma_2}\tilde{F}\dot{\tilde{F}}] + \\ & \tilde{\Gamma}[z_1 - \frac{2J}{3P\Psi_f}(\hat{F} - c_1)z_2 + \frac{1}{\gamma_3}\tilde{\Gamma}\dot{\tilde{\Gamma}}] \end{aligned} \quad (32)$$

根据式(32), 机械不确定参数采用如下自适应律来估计:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{J}} = & \gamma_1\{c_1z_1^2 - \hat{F}z_1(z_1 + x_{1d}) - \hat{\Gamma}z_1 - \dot{x}_{1d} + \\ & (\hat{F} - c_1)\left[1 + \frac{(L_d - L_q)i_d}{\Psi_f}\right]i_qz_2\}, \end{aligned} \quad (33)$$

$$\dot{\tilde{F}} = \gamma_2[-z_1x_1 + \frac{2J}{3P\Psi_f}(\hat{F} - c_1)\omega z_2], \quad (34)$$

$$\dot{\hat{\Gamma}} = \mathcal{Y}_3 \left[-z_1 + \frac{2\hat{L}}{3P\Psi_f} (\hat{F} - c_1) z_2 \right] \quad (35)$$

于是, 获得如下方程:

$$\dot{V}_2 = -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 - c_3 z_3^2 + \frac{3P\Psi_f}{2J} z_1 z_2 \quad (36)$$

4 稳定性证明

如果系数 c_1 和 c_2 取得足够大, 则可以使得

$$c_1 > \frac{1}{2} \frac{3P\Psi_f}{2J_{min}} + 1, \quad (37)$$

$$c_2 > \frac{1}{2} \frac{3P\Psi_f}{2J_{min}} + 1, \quad (38)$$

式中 J_{min} 为可能的最小转动惯量 于是, 式(36)可表示为

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 + \frac{3P\Psi_f}{2J} z_1 z_2 \\ & - \left(\frac{1}{2} \frac{3P\Psi_f}{2J} + 1 \right) z_1^2 + \frac{3P\Psi_f}{2J} z_1 z_2 - \\ & \left(\frac{1}{2} \frac{3P\Psi_f}{2J} + 1 \right) z_2^2 = \\ & -z_1^2 - z_2^2 - \frac{1}{2} \frac{3P\Psi_f}{2J} \times \\ & (z_1^2 - 2z_1 z_2 + z_2^2) = \\ & -z_1^2 - z_2^2 - \frac{1}{2} \frac{3P\Psi_f}{2J} (z_1 - z_2)^2 \leq 0 \end{aligned} \quad (39)$$

根据LaSalle-Yoshizawa定理, 整个系统是全局稳定的

式(37)和(38)给出了控制参数的一个基本取值范围 为了加速系统的收敛及改善系统的性能, 这两个增益系数的另一个确定原则为^[9]

$$c_2 = 2c_1. \quad (40)$$

5 转速超调的改善

为了改善系统的动态性能, 充分抑制起动过程中的转速超调, 本文采用二阶滤波环节平滑转速指令

$$x_{1d} = \frac{1}{(\tau_s + 1)^2} \omega_{ref}$$

采用滤波环节, 不仅平滑了转速指令, 而且将速度跟踪问题转变为速度调节问题, 同时还能得到速度指令 x_{1d} 的一阶和二阶导数 根据前面的公式推导, 电流与电压控制中需要这两个量, 其作用类似于前馈控制

6 系统仿真分析

在Matlab/Simulink下进行永磁同步电动机自适应反步控制系统的仿真分析, 电机及负载的参数为

$$R = 0.68 \Omega, L_q = 0.00315 \text{ H},$$

$$L_d = 0.00285 \text{ H}, \Psi_f = 0.1245 \text{ Wb},$$

$$J = 3.798 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2,$$

$$B = 1.158 \times 10^{-3} \text{ N} \cdot \text{m}/(\text{rad/s}),$$

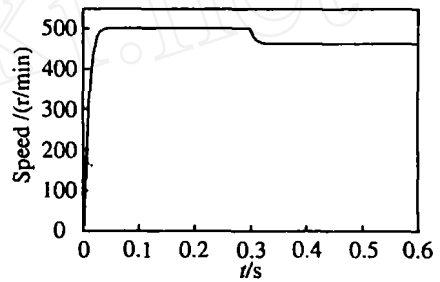
$$P = 3$$

仿真中的主要参数取为

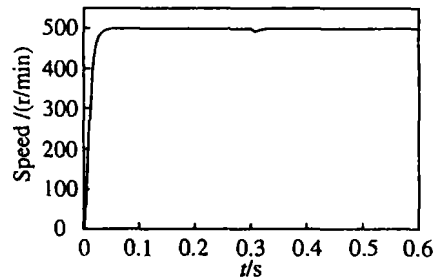
$$c_1 = 150, c_2 = 300, c_3 = 300,$$

$$\mathcal{Y}_1 = 0.001, \mathcal{Y}_2 = 3, \mathcal{Y}_3 = 3.036$$

如果不考虑参数的不确定性, 仅采用反步控制, 则 $\mathcal{Y}_1 = \mathcal{Y}_2 = \mathcal{Y}_3 = 0$, 永磁同步电动机速度跟踪过程如图1(a)所示, $t = 0$ 时电机空载起动, 速度给定为500 r/min, 电机转速可以快速准确地跟踪指令 当 $t = 0.3$ s时电机加载 $1.5 \text{ N} \cdot \text{m}$ 转矩, 出现较大的转速稳态误差 如果能够快速辨识出负载转矩的变化, 转速出现下跌后能够快速恢复, 不存在转速稳态误差, 如图1(b)所示



(a) 无负载转矩估计

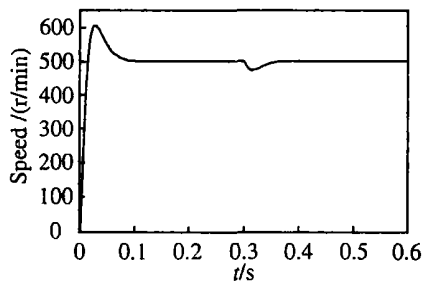


(b) 进行负载转矩估计

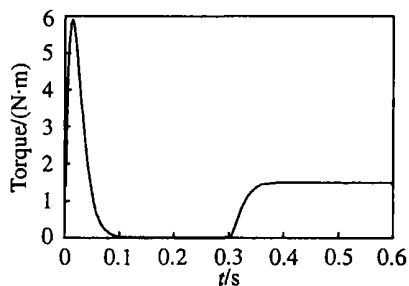
图1 负载转矩变化对系统性能的影响

进行参数与负载转矩的自适应估计时, 永磁同步电动机速度跟踪过程如图2(a)所示 $t = 0$ 时电机空载起动, 速度给定为500 r/min, $t = 0.3$ s时突加 $1.5 \text{ N} \cdot \text{m}$ 负载转矩扰动 此过程中的负载转矩估计值如图2(b)所示 负载转矩变化时, 系统能够快速实时估计负载转矩的变化, 消除负载转矩变化对转速的影响 但是, 由于初始速度跟踪误差较大, 负载转矩的估计值出现较大的超调, 从而导致较大的转速超调

采用二阶滤波环节平滑转速指令后的永磁同步电动机速度跟踪过程如图3所示 可以看出, 采用速度指令平滑环节后, 负载转矩得到无超调的快速准确辨识, 速度跟踪的效果得到明显改善, 实现了理想无超调的速度跟踪控制

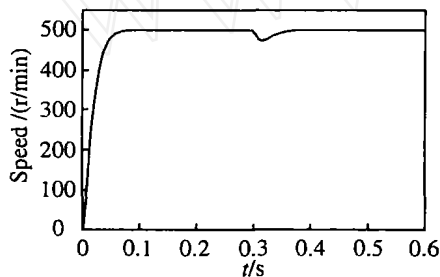


(a) 速度响应

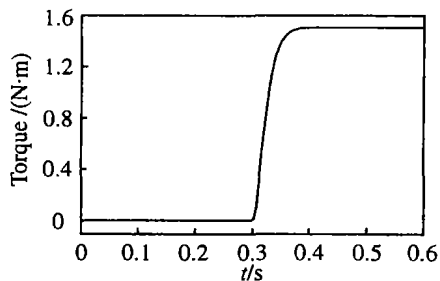


(b) 负载转矩自适应估计

图 2 常规的自适应反步控制



(a) 速度响应



(b) 负载转矩自适应估计

图 3 改进的自适应反步控制

7 结 论

本文针对永磁同步电动机的参数变化及负载转矩的不确定性, 采用自适应反步控制实现了永磁同步电动机的非线性控制。仿真结果表明: 1) 采用自适应反步控制, 可以克服线性控制技术的局限性, 保证永磁同步电动机系统的全局稳定, 提高系统的静态与动态性能; 2) 通过设计合适的稳定函数, 可以同时估计转动惯量、摩擦系数与负载转矩的变化, 提高系统的抗干扰能力; 3) 采用二阶滤波环节平滑速度指

令, 克服常规反步控制中的速度超调, 可以充分抑制起动过程中的转速超调, 实现理想无超调的速度跟踪控制, 解决了参数不确定情况下的永磁同步电动机速度跟踪问题

参考文献 (References)

- [1] Zhou J, Wang Y. Adaptive Backstepping Speed Controller Design for a Permanent Magnet Synchronous Motor [J]. *IEE Proc on Electric Power Applications*, 2002, 149(2): 165-172
- [2] Rahman M A, Vilathgamuwa DM, Uddin M N, et al. Nonlinear Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor [J]. *IEEE Trans on Industry Applications*, 2003, 39(2): 408-416
- [3] 杨俊华, 吴捷, 胡跃明. 反步方法原理及在非线性能棒控制中的应用[J]. *控制与决策* 2002, 17(增刊): 641-647. (Yang J H, Wu J, Hu Y M. Backstepping Method and Its Applications to Nonlinear Robust Control [J]. *Control and Decision*, 2002, 17(S): 641-647.)
- [4] 刘国海, 戴先中. 具有确定负载的交流电机自适应后推控制方法[J]. *控制与决策*, 2001, 16(6): 947-953. (Liu G H, Dai X Z. Adaptive Backstepping Control of Induction Motors with Load Torque Uncertainties [J]. *Control and Decision*, 2001, 16(6): 947-953.)
- [5] 王家军, 赵光宙, 齐冬莲. 反推式控制在永磁同步电动机速度跟踪控制中的应用[J]. *中国电机工程学报*, 2004, 24(8): 95-98. (Wang J J, Zhao G Z, Qi D L. Speed Tracking Control of Permanent Magnet Synchronous Motor with Backstepping [J]. *Proc of CSEE*, 2004, 24(8): 95-98.)
- [6] Wang J J, Zhao G Z, Qiu J, et al. Position Tracking Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Servo System [A]. *Proc of the 5th World Congress on Intelligent Control and Automation* [C]. Hangzhou, 2004: 4512-4515.
- [7] Lau J, Uddin M N. Performance of a Nonlinear Controller Based IPM SM Drive [A]. *Canadian Conf on Electrical and Computer Engineering* [C]. Niagara Falls, 2004: 755-758.
- [8] Uddin M N, Lau J. Adaptive Backstepping Based Nonlinear Control of an IPM SM Drive [A]. *PESC Record — IEEE Annual Power Electronics Specialists Conf* [C]. Aachen, 2004: 3451-3457.
- [9] Yu J T, Hu J, Chang J. The Analysis of Gain Selection in Adaptive Backstepping Motion Control [A]. *Int Conf on Power Electronics and Drive Systems* [C]. Denpasar, 2001: 247-251.