

文章编号: 1001-0920(2009)12-1912-05

基于反推法的永磁同步电机全局自适应控制

柯海森, 汪晓燕, 陈彭年

(中国计量学院 机电工程学院, 杭州 310018)

摘要: 针对永磁同步电机运行中存在的参数及负载不确定性, 研究了基于反推法的非线性全局自适应控制设计方法, 分析了闭环系统的稳定性能. 仿真结果表明, 该控制方法能有效地克服电机运行中参数变化和负载干扰引起的跟踪误差, 具有较强的鲁棒性能以及良好的跟踪性能.

关键词: 永磁同步电机; 位置跟踪; 自适应控制; 反推法

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A

Backstepping-based global adaptive control of permanent magnet synchronous motor

KE Hai-sen, WANG Xiao-yan, CHEN Peng-nian

(College of Mechanical and Electrical Engineering, China Jiliang University, Hangzhou 310018, China.
Correspondent: KE Hai-sen, E-mail: hske@cjlu.edu.cn)

Abstract: For the permanent magnet synchronous motor in presence of the uncertain parameters and external disturbance, based on backstepping technique, a nonlinear global adaptive control scheme is proposed. The stability of the resulting closed-loop system is analyzed. The results of simulation show that the control approach can overcome the tracking error arising from the permanent magnet synchronous motor in presence of the parametric variations and load disturbances, and has better robustness and nice tracking capacity.

Key words: Permanent magnet synchronous motor; Position tracking; Adaptive control; Backstepping

1 引言

永磁同步电机在工业生产过程中有着非常广泛的应用, 如各种数控机床和工业检测过程中各种高精度的定位系统等. 由于电机在长期运行之后其电阻值、机械磨损以及外加负载都会产生控制误差, 基于精确数学模型所建立的许多控制算法很难达到满意的调节精度^[1,2].

为了获取永磁同步电机的理想控制效果, 人们提出了很多控制方案^[3-6]. 文献[1-3]将状态反馈线性化技术应用到同步电机的位置控制设计中, 从而实现了同步电机的高精度位置控制. 但文献[1]的控制器设计要求模型的参数已知, 而实际应用中模型的参数常常是很难精确知道的, 并且参数也会发生变化, 这种变化会使得针对精确模型所设计的控制律不能保证闭环系统的稳态或者动态性能. 近年来, 一些学者采用自适应控制与状态反馈精确线性化控

制相结合的方法解决同步电机中的参数不确定性所带来的控制问题^[2,7]. 但所给出的控制器设计是建立在电机方程中含有角速度与电流的乘积项基础上, 这使得控制器的设计难度大大增加. 文献[7]通过忽略系统的某些动态特性给出了自适应控制器设计方法; 文献[8]给出了基于同步电机三相电流的控制设计方法. 本文则通过引入全局光滑状态反馈精确线性化变换, 将这种耦合关系解除, 从而可以方便地基于反推法^[9-12]设计同步电机的全局位置跟踪自适应控制器.

2 同步电机的数学模型

三相同步电机的数学模型可表示为^[8]

$$\begin{aligned} \frac{di_A}{dt} &= -\frac{R + \delta R}{L} i_A + \frac{\phi_f}{L} p\omega \sin(p\theta) + \frac{u_A}{L}, \\ \frac{di_B}{dt} &= -\frac{R + \delta R}{L} i_B + \frac{\phi_f}{L} p\omega \sin(p\theta - \frac{2}{3}\pi) + \frac{u_B}{L}, \end{aligned}$$

收稿日期: 2008-12-01; 修回日期: 2009-05-04.

基金项目: 国家自然科学基金项目(60674023); 浙江省自然科学基金项目(Y1080950).

作者简介: 柯海森(1977—), 男, 山西芮城人, 副教授, 博士, 从事自适应、鲁棒控制等研究; 陈彭年(1948—), 男, 浙江嵊县人, 教授, 博士生导师, 从事非线性系统控制、自适应控制等研究.

$$\begin{aligned} \frac{di_C}{dt} &= -\frac{R + \delta R}{L}i_C + \frac{\phi_f}{L}p\omega \sin(p\theta + \frac{2}{3}\pi) + \frac{u_C}{L}, \\ \frac{d\theta}{dt} &= \omega, \\ \frac{d\omega}{dt} &= -\frac{D}{J}\omega - \frac{\tau + \delta\tau}{J} - \frac{T_e}{J}. \end{aligned} \quad (1)$$

其中： $T_e = -\frac{3p\phi_f}{2}(i_A \sin\theta + i_B \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) + i_C \sin(\theta + \frac{2}{3}\pi))$ 为电磁转矩； i_A, i_B, i_C, u_A, u_B 和 u_C 分别为 A, B, C 的相电流及相电压； L, R 为绕组的自感和电阻； θ, ω, J, p 分别为转子的角位置输出、角速度、转动惯量和极对数； ϕ_f, D, τ 分别为电动机的永磁磁通、粘滞阻尼系数和负载力矩； δR 和 $\delta\tau$ 分别是电阻和负载力矩的不确定量。

选取 $\theta, \omega, i_A, i_B, i_C$ 作为系统的状态变量； u_A, u_B, u_C 作为系统的控制输入。则系统的所有状态都是可测的。

3 非线性自适应控制器的设计

本节目标是设法找到一个全局非线性变换 $T(x): \mathbf{R}^5 \rightarrow \mathbf{R}^5$ ，使得系统(1) 变换为下三角结构形式。在新坐标系中，可以使用反推法完成系统控制器的设计。

3.1 非线性坐标变换

选取新的状态变量按如下方式选取：

$$x_1 = \theta, x_2 = \omega, \quad (2)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} &= -\frac{3p\phi_f}{2J} \begin{bmatrix} \sin(p\theta) & \cos(p\theta) & 0 \\ -\cos(p\theta) & \sin(p\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \times \\ &\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} - \frac{1}{J} \begin{bmatrix} D\omega + \tau \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3)$$

显然按式(2) 和(3) 确定的状态变换是全局可逆的。直接计算可得

$$\dot{x}_1 = \dot{\theta} = \omega = x_2, \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_2 &= -\frac{3p\phi_f}{2J}(\sin(p\theta)(i_A - \frac{1}{2}i_B - \frac{1}{2}i_C) + \\ &\cos(p\theta)(-\frac{\sqrt{3}}{2}i_B + \frac{\sqrt{3}}{2}i_C)) - \\ &\frac{1}{J}(D\omega + (\tau + \delta\tau)), \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} x_3 &= -\frac{3p\phi_f}{2J}(\sin(p\theta)(i_A - \frac{1}{2}i_B - \frac{1}{2}i_C) + \\ &\cos(p\theta)(-\frac{\sqrt{3}}{2}i_B + \frac{\sqrt{3}}{2}i_C)) - \end{aligned}$$

$$\frac{1}{J}(D\omega + \tau). \quad (6)$$

因此由式(5) 和(6) 有

$$\dot{x}_2 = x_3 - \mu_2/J, \quad (7)$$

其中 $\mu_2 = \delta\tau$ 。根据计算，有

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \end{bmatrix} &= -\frac{3p\phi_f p^2 \omega}{2J} \begin{bmatrix} \cos(p\theta) & -\sin(p\theta) \\ \sin(p\theta) & \cos(p\theta) \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \times \\ &\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} - \\ &\frac{3p\phi_f}{2J} \begin{bmatrix} \sin(p\theta) & \cos(p\theta) & 0 \\ -\cos(p\theta) & \sin(p\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \times \\ &\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{R + \delta R}{L} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \\ &\frac{\phi_f \omega}{L} \begin{bmatrix} \sin(p\theta) \\ \sin(p\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(p\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} - \\ &\frac{1}{J} \begin{bmatrix} D(x_3 - \mu_2/J) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (8)$$

选取状态反馈变换

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} &= L \begin{bmatrix} -\frac{3p\phi_f}{2J} \begin{bmatrix} \sin(p\theta) & \cos(p\theta) & 0 \\ -\cos(p\theta) & \sin(p\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \times \\ &\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{bmatrix}^{-1} \times \\ &\left\{ \frac{3p\phi_f p^2 \omega}{2J} \begin{bmatrix} \cos(p\theta) & -\sin(p\theta) \\ \sin(p\theta) & \cos(p\theta) \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \times \right. \\ &\left. \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \right. \\ &\left. \frac{1}{J} \begin{bmatrix} Dx_3 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \right\} + R \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} - \end{aligned}$$

$$\phi_{f\omega} \begin{bmatrix} \sin(p\theta) \\ \sin(p\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(p\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix}, \quad (9)$$

其中 u_1, u_2 和 u_3 是新的控制变量. 根据式(4), (7) ~ (9) 得到

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} + \frac{3\mu_1 p \phi_{f\omega}}{2JL} \varphi(x) + \begin{bmatrix} D\mu_2/J^2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (10)$$

其中

$$\mu_1 = \delta R,$$

$$\frac{3\mu_1 p \phi_{f\omega}}{2JL} \varphi(x) = -\frac{\mu_1}{L} \begin{bmatrix} x_3 + (D\omega + \tau)/J \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix}.$$

由式(4), (7) 和(10), 同步电机系统(1) 可表示为

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2, \\ \dot{x}_2 &= x_3 - \frac{\mu_2}{J}, \\ \dot{x}_3 &= u_1 - \frac{\mu_1}{L}(x_3 + \frac{D\omega + \tau}{J}) + \frac{D\mu_2}{J^2}, \\ \dot{x}_4 &= u_2 - \frac{\mu_1}{L}x_4, \\ \dot{x}_5 &= u_3 - \frac{\mu_1}{L}x_5. \end{aligned} \quad (11)$$

3.2 自适应控制器设计

同步电机控制的目的是保证输出跟踪参考信号 $\theta_r(t)$. 本文针对变换后的系统(11), 利用反推法设计全局稳定的自适应控制律. 设计过程中假定跟踪信号 $\theta_r(t)$ 是有界可微信号, 且 $\theta_r(t)$ 的一阶、二阶和三阶导数都是有界信号.

Step1 设跟踪误差 $e_1 = x_1 - \theta_r(t)$, 则

$$\dot{e}_1 = x_2 - \dot{\theta}_r(t), \quad (12)$$

其中 $\theta_r(t)$ 为参考信号.

设计虚拟控制为

$$x_2 = -c_1 e_1 + \dot{\theta}_r(t) + e_2. \quad (13)$$

选取 Lyapunov 函数为 $V_1 = \frac{1}{2}e_1^2$, 则

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = -c_1 e_1^2 + e_1 e_2, \quad (14)$$

$$\dot{e}_1 = -c_1 e_1 + e_2, \quad (15)$$

$$e_2 = x_2 + c_1 e_1 - \dot{\theta}_r(t). \quad (16)$$

其中: $c_1 > 0$ 待定, e_2 在下一步设计中进行控制. 由式(14)可知, 只要 e_2 在下一步能被镇定, 则 e_1 在虚拟控制律(13)的作用下一定能渐近收敛到零, 即输出 $y = x_1$ 能渐近跟踪参考信号 $\theta_r(t)$.

Step2 对式(16)沿系统(11)求导, 得

$$\dot{e}_2 = c_1(-c_1 e_1 + e_2) - \ddot{\theta}_r(t) + x_3 - \mu_2/J. \quad (17)$$

设计虚拟控制为

$$\begin{aligned} x_3 &= -(c_1 + c_2)e_2 + c_1^2 e_1 + \\ &\quad \ddot{\theta}_r(t) + \hat{\mu}_2/J + e_3. \end{aligned} \quad (18)$$

其中: $\hat{\mu}_2$ 为 μ_2 的估计, $c_2 > 0$ 待定. 则

$$\dot{e}_2 = -c_2 e_2 + e_3 + (\hat{\mu}_2 - \mu_2)/J, \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \dot{e}_3 &= u_1 + \frac{D\mu_2}{J^2} - \frac{\mu_1}{L}(x_3 + \frac{D\omega + \tau}{J}) - \\ &\quad \frac{1}{J}\dot{\mu}_2 - c_1^2(-c_1 e_1 + e_2) - \\ &\quad \theta_r^{(3)}(t) + (c_1 + c_2)[-c_2 e_2 + \\ &\quad e_3 + \frac{1}{J}(\hat{\mu}_2 - \mu_2)]. \end{aligned} \quad (20)$$

取反馈控制为

$$\begin{aligned} u_1 &= -(c_1 + c_2 + c_3)e_3 + (c_1 c_2 + c_1^2 + \\ &\quad c_2^2)e_2 - c_1^3 e_1 + \theta_r^{(3)}(t) + \frac{\hat{\mu}_1}{L}(x_3 + \\ &\quad \frac{D\omega + \tau}{J}) + \frac{1}{J}\dot{\mu}_2 - \frac{\hat{\mu}_2 D}{J^2}. \end{aligned} \quad (21)$$

其中: $\hat{\mu}_1$ 为 μ_1 的估计, $c_3 > 0$ 待定. 则有

$$\begin{aligned} \dot{e}_3 &= -c_3 e_3 + (\mu_2 - \hat{\mu}_2)(\frac{D}{J^2} - \frac{c_1 + c_2}{J}) - \\ &\quad \frac{1}{L}(x_3 + \frac{D\omega + \tau}{J})(\mu_1 - \hat{\mu}_1). \end{aligned} \quad (22)$$

对于子系统

$$\dot{x}_4 = u_2 - \frac{\mu_1}{L}x_4, \quad \dot{x}_5 = u_3 - \frac{\mu_1}{L}x_5, \quad (23)$$

取反馈控制

$$\begin{aligned} u_2 &= -c_4 x_4 + \hat{\mu}_1 x_4/L, \\ u_3 &= -c_5 x_5 + \hat{\mu}_1 x_5/L, \end{aligned} \quad (24)$$

则有

$$\begin{aligned} \dot{x}_4 &= -c_4 x_4 - (\mu_1 - \hat{\mu}_1)x_4/L, \\ \dot{x}_5 &= -c_5 x_5 - (\mu_1 - \hat{\mu}_1)x_5/L. \end{aligned} \quad (25)$$

其中: $c_4 > 0, c_5 > 0$ 待定. 选取 Lyapunov 函数为

$$\begin{aligned} V &= \frac{1}{2}[\sum_i^3 e_i^2 + x_4^2 + x_5^2 + \\ &\quad (\mu_1 - \hat{\mu}_1)^2 + (\mu_2 - \hat{\mu}_2)^2]. \end{aligned} \quad (26)$$

对式(26)求导, 并将式(15), (19), (22), (25)

代入, 计算可得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -(c_1 e_1^2 + c_2 e_2^2 + c_3 e_3^2 + c_4 x_4^2 + c_5 x_5^2) + \\ &\quad e_1 e_2 + e_2 e_3 + (\mu_1 - \hat{\mu}_1)(-e_3(x_3 + \\ &\quad \frac{D\omega + \tau}{J}) - x_4^2 - x_5^2)/L - \dot{\mu}_1) + \\ &\quad (\mu_2 - \hat{\mu}_2)(-\frac{1}{J}e_2 + (\frac{D}{J^2} - \frac{c_1 + c_2}{J})e_3 - \dot{\mu}_2). \end{aligned} \quad (27)$$

取自适应律

$$\dot{\mu}_1 = (-e_3(x_3 + \frac{D\omega + \tau}{J}) - x_4^2 - x_5^2)/L,$$

$$\dot{\mu}_2 = -\frac{1}{J}e_2 + \left(\frac{D}{J^2} - \frac{c_1 + c_2}{J}\right)e_3, \quad (28)$$

则有

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\left[(c_1 - \frac{1}{2})e_1^2 + (c_2 - 1)e_2^2 + \right. \\ & \left. (c_1 - \frac{1}{2})e_3^2 + c_4x_4^2 + c_5x_5^2\right]. \end{aligned} \quad (29)$$

设计中只要保证 $c_1 > 1/2, c_2 > 1, c_3 > 1/2, c_4 > 0, c_5 > 0$, 便有

$$\dot{V} \leq 0. \quad (30)$$

由式(26)和(30)可知, V 为非增有界函数, 因此误差状态 e_1, e_2, e_3 , 状态 x_4, x_5 和估计 $\hat{\mu}_1, \hat{\mu}_2$ 都是有界的; 结合虚拟控制量的设计, 进一步可得状态 x_1, x_2, x_3 也是有界的. 对式(29)两边积分可知, 误差状态 e_1, e_2, e_3 和状态 x_4, x_5 都是平方可积的; 再结合式(15), (17), (20)和(23)可知, $\dot{e}_1, \dot{e}_2, \dot{e}_3, \dot{x}_4, \dot{x}_5$ 也是有界的. 在上述条件下结合 Barbalat 引理可知, 当 $t \rightarrow \infty$ 时, e_1, e_2, e_3, x_4, x_5 渐近稳定, 即 $t \rightarrow \infty$ 时, $e_1^2(t) + e_2^2(t) + e_3^2(t) + x_4^2(t) + x_5^2(t) \rightarrow 0$. 又因为 $e_1 = x_1 - \theta_r(t)$, 从而输出 $y = x_1$ 渐近跟踪参考信号 $\theta_r(t)$. 因此整个控制系统是稳定的, 并且系统输出渐近跟踪设定的参考信号.

由上可知, 设计由式(13), (18), (21), (24)组成的控制器并选取自适应律(28)时, 整个闭环系统全局稳定, 且输出能渐近跟踪设定的参考信号.

4 仿真研究

假定位置跟踪系统的跟踪目标函数为 $\theta_r(t) = 0.5\pi\sin(2t(1 - e^{-t}))$ (rad), 电阻的不确定漂移量为 $\mu_1 = 2\sin t(\Omega)$.

取同步电机参数 $R = 3\Omega, L = 0.006\text{H}, p = 2, J = 0.0001\text{kg}\cdot\text{m}^2, D = 0.0001, \phi_f = 0.8$; 初始值 $[\theta(0), \omega(0), i_A(0), i_B(0), i_C(0)] = [0, 0, 0, 0, 0]$; 控制器参数 $c_1 = 20, c_2 = 500, c_3 = 500, c_4 = 50, c_5 = 50$. 利用本文所设计的自适应控制器进行仿真, 图1, 图2给出了本文控制器对时变参数及负载突变时的响应曲线. 图1给出了电机在初始负载转矩为 $1\text{N}\cdot\text{m}$, 在 2s 时突然增大到 $10\text{N}\cdot\text{m}$ 时电机转子输出波形图. 由图1可知, 输出转角很快收敛到实际值, 并且在负载突然变化后仍能快速收敛到跟踪目标. 图2是相应的跟踪误差曲线, 其中较大的跟踪误差是由于负载的突然改变所引起的.

为了与文献[7]相比较, 图3, 图4给出了本文设计的控制器对时变参数和时变负载 ($T = 10\sin t(\text{N}\cdot\text{m})$) 时的响应曲线. 由图3和图4可以看出, 电机位置输出跟踪准确, 系统的稳态精度高, 且没有大的超调. 这表明, 当电机存在负载干扰和参数

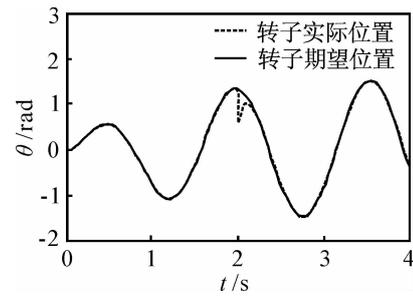


图1 转子位置轨迹

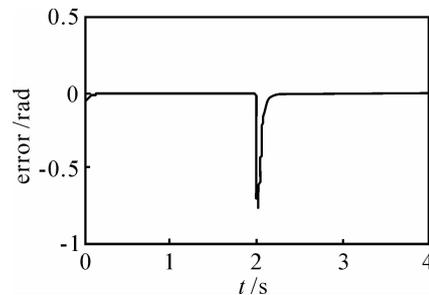


图2 转子输出跟踪误差曲线

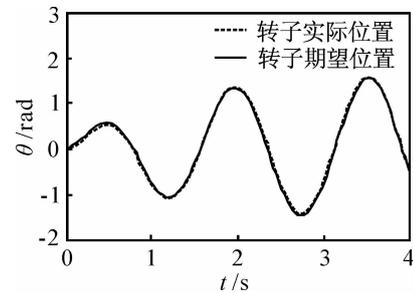


图3 转子位置轨迹

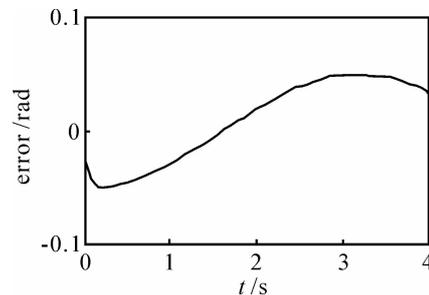


图4 转子输出跟踪误差曲线

变化时, 本文给出的自适应控制方案仍能使闭环系统具有很高的调节精度, 而且过渡时间较短.

5 结论

本文研究了永磁同步电机的自适应位置跟踪控制问题, 采用非线性自适应反馈线性化技术和反递推法设计了非线性自适应控制器, 在电阻和负载力矩未知的情况下, 本文控制方案仍具有很高的调节精度和良好的自适应性能. 此外, 通过仿真验证了该算法的有效性, 表明该系统动态响应快, 控制精度高, 对参数变化和转矩变化具有较强的鲁棒性能.

参考文献 (References)

- [1] Zribi M, Chiasson J. Position control of a PM stepper motor by exact linearization [J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1991, 36(5): 620-625.
- [2] Marino R, Peresada S, Valigri P. Adaptive input-output linearizing control of induction motors[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1993, 38(2): 208-221.
- [3] Solsona J, Valla M I, Muravchik C. Nonlinear control of a permanent magnet synchronous motor with disturbance torque estimation [J]. IEEE Trans on Energy Conversion, 2000, 15(2): 163-168.
- [4] Rahman M A, Vilathgamuwa M, Uddin M N, et al. Nonlinear control of interior permanent-magnet synchronous motor [J]. IEEE Trans on Industrial Application, 2003, 39(2): 408-416.
- [5] Baik I, Kim K, Youn M. Robust nonlinear speed control of PM synchronous motor using boundary layer integral sliding mode control technique[J]. IEEE Trans on Control Systems Technology, 2000, 8(1): 47-54.
- [6] 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 the CSEE, 2004, 24(8): 95-98.)
- [7] 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): 329-331.
(Ji Z C, Li S D, Shen Y X. Adaptive backstepping design for the servo controller of permanent magnet synchronous motor[J]. Control and Decision, 2005, 20(3): 329-331.)
- [8] Elmas C, Ustun O. A hybrid controller for the speed control of a permanent magnet synchronous motor drive [J]. Control Engineering Practice, 2008, 16(1): 260-270.
- [9] Krstic M, Kanellakopoulos I, Kokotovic P V. Nonlinear and adaptive control design[M]. New York: Wiley-interscience, 1995.
- [10] Ke Haisen, Ye Xudong. Robust adaptive controller design for a class of nonlinear systems with unknown high frequency gains [J]. J of Zhejiang University Science A, 2006, 7(3): 315-320.
- [11] 孙凯, 许镇琳, 盖廓, 等. 基于自抗扰控制器的永磁同步电机位置伺服系统[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(15): 43-46.
(Sun K, Xu Z L, Gai K, et al. Position servo system of permanent magnet synchronous motor based on active disturbance rejection controller[J]. Proc of the CSEE, 2007, 27(15): 43-46.)
- [12] 张兴华. 永磁同步电机的模型参考自适应反步控制[J]. 控制与决策, 2008, 23(3): 341-345.
(Zhang X H. Model reference adaptive backstepping control of permanent magnet synchronous motor[J]. Control and Decision, 2008, 23(3): 341-345.)
- [4] Singh A, Forbes J F, Vermeer P J, et al. Model-based real-time optimization of automotive gasoline blending operations[J]. J of Process Control, 2000, 10(1): 43-58.
- [5] 梁中渝, 胡林, 邓能运, 等. 优化烧结配料分析[J]. 钢铁, 2001, 36(10): 12-13, 29.
(Liang Z Y, Hu L, Deng N Y, et al. Analysis of sintering charge proportioning by linear optimization[J]. Iron and Steel, 2001, 36(10): 12-13, 29.)
- [6] 贾娟鱼, 白晨光, 赖宏, 等. 烧结矿和入炉矿配料的优化及实现[J]. 重庆大学学报, 2002, 25(10): 68-71.
(Jia J Y, Bai C G, Lai H, et al. Optimization and realization for sinter and ore blending for blast furnace [J]. J of Chongqing University, 2002, 25(10): 68-71.)
- [7] 阳春华, 段小刚, 王雅琳, 等. 烧结法生产氧化铝生料浆的配料专家系统设计[J]. 中南大学学报, 2005, 36(4): 648-652.
(Yang C H, Duan X G, Wang Y L, et al. Blending expert system for raw mix slurry in production of alumina with sintering process[J]. J of Central South University, 2005, 36(4): 648-652.)
- [8] 阳春华, 沈德耀, 吴敏, 等. 焦炉配煤专家系统的定性定量综合设计方法[J]. 自动化学报, 2000, 26(2): 226-232.
(Yang C H, Shen D Y, Wu M, et al. Synthesis of qualitative and quantitative methods in a coal blending expert system for coke oven [J]. Acta Automatica Sinica, 2000, 26(2): 226-232.)
- [9] Wang Y L, Ma J, Gui W H, et al. Multi-objective intelligent coordinating optimization blending system based on qualitative and quantitative synthetic model[J]. J of Central South University of Technology, 2006, 13(5): 552-557.
- [10] 徐玖平, 李军. 多目标决策的理论与方法[M]. 北京: 清华大学出版社, 2005.
(Xu J P, Li J. Multiple objective decision making theory and methods[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2005.)

(上接第 1911 页)