

永磁同步电机动态面模糊离散速度调节控制^{*}

张国斌, 于金鹏, 于海生, 王孟孟
(青岛大学 自动化学院, 山东 青岛 266071)

摘要: 针对永磁同步电机(PMSM)高阶非线性和外部负载扰动的问题,以反步法为基础,提出了动态面模糊离散速度调节控制方法。通过欧拉公式将 PMSM 连续模型离散化,得到离散模型;运用动态面方法,处理子系统中的虚拟控制函数,解决传统反步法中“计算爆炸”的问题;利用模糊逻辑系统逼近系统中的非线性部分,并给出模糊离散控制器。仿真结果表明:控制器能够有效地调节电机转速,对外部负载扰动具有良好的鲁棒性。

关键词: 永磁同步电机; 模糊控制; 离散化; 动态面控制; 反步法

中图分类号: TM 341 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2019)04-0001-07

Fuzzy Approximation Based Dynamic Surface Discrete Speed Regulation Control for Permanent Magnet Synchronous Motor^{*}

ZHANG Guobin, YU Jinpeng, YU Haisheng, WANG Mengmeng
(College of Automation, Qingdao University, Qingdao 266071, China)

Abstract: Aiming at the problems of high-order non linearity and load disturbance of permanent magnet synchronous motor (PMSM), a discrete speed regulation control method based on dynamic surface control (DSC), fuzzy logic system (FLS) and backstepping was proposed. The continuous model of PMSMs was discretized by Euler formula. DSC was used to overcome the “explosion of complexity” problem which emerged in classical backstepping by processing the virtual control function in every subsystem. FLS was used to approximate the nonlinearities of the system. The simulation results showed that the proposed controllers could regulate the speed effectively and exhibited strong robustness against load disturbance.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); fuzzy control; discretization; dynamic surface control; backstepping

0 引言

永磁同步电机(PMSM)具备构造简单、实用性好、效率高、可靠性强等优越的性能,被广泛应用于交流传动系统。PMSM 具有非线性、强耦合、多变量等特性,且较易受到外部负载扰动的影响^[1-3]。在实际应用中,这些特性会使控制过程变得复杂困难,将影响电动机的性能。因此,如何设计出更好的控制方法,提高系统的动静态性能

指标,成为了亟待解决的难题。

在实际应用过程中,为了发挥出 PMSM 的优越性能,学者们提出了一些先进的控制方法,如反馈线性化控制^[4]、滑模控制^[5]、反步控制^[6-9]等。这些方法^[10-12]为 PMSM 控制提供了新的思路。然而,这些控制方法多数应用于连续系统,至今还未在离散系统中广泛使用。文献[13]提出运用欧拉公式将 PMSM 系统连续模型离散化。通常认为离散方法在稳定性和可实现性方面优于连续

^{*} 基金项目: 国家重点研发计划项目(2017YFB1303503);国家自然科学基金项目(61573204,61573203);泰山学者工程专项经费项目(TSQN20161026)

作者简介: 张国斌(1995—),男,硕士研究生,研究方向为电机控制。

于金鹏(1978—),男,博士,教授,博士生导师,研究方向为电机控制和非线性控制。

于海生(1963—),男,博士,教授,博士生导师,研究方向为电能变换与电机系统的非线性控制。

方法。模糊逻辑系统^[14-15]和神经网络^[16-17]被用来处理具有非线性系统问题。使用模糊逻辑系统逼近非线性函数,帮助解决非线性系统的跟踪或调节控制问题。利用反步法设计控制器,使复杂系统分解为多个独立子系统,能够使设计过程系统化、结构化。因此,模糊反步法已成为解决非线性系统问题的有效设计方法。但在控制器设计过程中,会出现“计算爆炸”和“因果矛盾”问题。文献[18]为了解决“因果矛盾”问题,将系统方程转化为特殊形式,但使得控制器更加复杂。Hedrick 等^[19]设计了一种动态面方法,引入一阶滤波器处理子系统内的虚拟控制函数,使设计过程变得简单。文献[20]将动态面技术应用于电机系统,简化了算法的复杂程度,有效解决了“计算爆炸”问题。但至少还有学者将动态面技术与离散技术相结合。

本文以反步法为基础,结合动态面技术和模糊逻辑系统,设计了 PMSM 动态面模糊离散速度调节控制器。本文设计方案的优点归纳如下:(1)离散方法在稳定性和可实现性方面优于连续方法,易于计算机控制实现;(2)不需要将系统模型转化为预测形式,通过递推方法解决了“因果矛盾”问题;(3)动态面技术与反步法结合,解决了“计算爆炸”问题,减轻了控制器设计的复杂性和在线计算的负担,使控制器结构简单,更易于工程实现。

1 PMSM 离散模型

在同步旋转坐标系 $d-q$ 下, PMSM 连续模型^[21]可描述为

$$\begin{cases} \dot{\omega}(t) = \frac{3p(L_d - L_q)}{2J} i_d(t) i_q(t) - \frac{1}{J} T_L - \frac{B}{J} \omega(t) + \frac{3p\phi}{2J} i_q(t) \\ i_q(t) = -\frac{R_s}{L_q} i_q(t) - \frac{p\phi}{L_q} \omega(t) - \frac{pL_d}{L_q} \omega(t) i_d(t) + \frac{1}{L_q} u_q(t) \\ i_d(t) = -\frac{R_s}{L_d} i_d(t) + \frac{pL_q}{L_d} \omega(t) i_q(t) + \frac{1}{L_d} u_d(t) \end{cases} \quad (1)$$

式中: ω ——PMSM 转子角速度;

p ——磁极对数;

L_d, L_q ——定子侧的等效电感;

J ——转动惯量;

i_d, i_q —— d 轴和 q 轴电流;

T_L ——负载转矩;

B ——摩擦因数;

ϕ ——永磁体产生的磁链;

u_d, u_q —— d 轴和 q 轴电压;

R_s ——定子等效电阻。

为了简化运算过程,重新定义系统各个变量:

$$\begin{aligned} h_1(k) &= \omega; h_2(k) = i_q; h_3(k) = i_d; r_1 = \frac{3p\phi}{2J}; r_2 = -\frac{B}{J}; \\ r_3 &= \frac{3p(L_d - L_q)}{2J}; r_4 = -\frac{1}{J}; s_1 = -\frac{R_s}{L_q}; s_2 = -\frac{p\phi}{L_q}; \\ s_3 &= -\frac{pL_d}{L_q}; s_4 = \frac{1}{L_q}; t_1 = -\frac{R_s}{L_d}; t_2 = \frac{pL_q}{L_d}; t_3 = \frac{1}{L_d} \end{aligned}$$

使用欧拉公式将式(1)进行离散化,并将简化后的变量代入,可得:

$$\begin{aligned} h_1(k+1) &= (1 + r_2\Delta_t)h_1(k) + r_1\Delta_t h_2(k) + \\ &\quad r_3\Delta_t h_2(k)h_3(k) + r_4\Delta_t T_L \\ h_2(k+1) &= (1 + s_1\Delta_t)h_2(k) + s_2\Delta_t h_1(k) + \\ &\quad s_3\Delta_t h_1(k)h_3(k) + s_4\Delta_t u_q(k) \\ h_3(k+1) &= (1 + t_1\Delta_t)h_3(k) + \\ &\quad t_2\Delta_t h_1(k)h_2(k) + t_3\Delta_t u_d(k) \end{aligned} \quad (2)$$

式中: Δ_t ——系统的采样周期。

2 PMSM 动态面模糊离散控制器设计

以反步法为基础,结合动态面技术和模糊逻辑系统,设计 PMSM 离散控制器。具体步骤如下。

(1) 假定转速设定信号为 $h_d(k)$, 定义第 1 个子系统误差为 $\varepsilon_1(k) = h_1(k) - h_d(k)$, 递推可得: $\varepsilon_1(k+1) = h_1(k+1) - h_d(k+1)$, 代入离散模型式(2)的第 1 个表达式, 可得:

$$\varepsilon_1(k+1) = (1 + r_2\Delta_t)h_1(k) + r_1\Delta_t h_2(k)h_3(k) + r_3\Delta_t h_2(k)h_3(k) + r_4\Delta_t T_L - h_d(k+1) \quad (3)$$

选取候选 Lyapunov 函数:

$$V_1(k) = \frac{1}{2} \varepsilon_1^2(k) \quad (4)$$

其一阶差分 $\Delta V_1(k)$ 为

$$\Delta V_1(k) = \frac{1}{2} [(1 + r_2\Delta_t)h_1(k) + r_1\Delta_t h_2(k) +$$

$$r_4 \Delta_1 T_L + r_3 \Delta_1 h_2(k) h_3(k) - h_d(k+1)]^2 - \frac{1}{2} \varepsilon_1(k)^2 \quad (5)$$

定义虚拟控制函数为 $x(k)$, 并构造:

$$x(k) = \frac{-(1+r_2 \Delta_1) h_1(k) - h_d(k+1)}{r_1 \Delta_1} \quad (6)$$

使 $x(k)$ 经过时间常数为 ζ 的一阶滤波器, 得到滤波输出 $x_d(k)$ 。滤波器离散表达式如下:

$$\zeta[x_d(k+1) - x_d(k)] + \Delta_1 x_d(k) = \Delta_1 x(k) \quad (7)$$

$$x_d(0) = x(0)$$

定义第 2 个子系统误差为 $\varepsilon_2(k) = h_2(k) - x_d(k)$, 将式(6)代入式(5), 可得:

$$\Delta V_1(k) = \frac{1}{2} \{r_1 \Delta_1 [\varepsilon_2(k) + x_d(k) - x(k)] + r_3 \Delta_1 h_2(k) h_3(k) + r_4 \Delta_1 T_L\}^2 - \frac{1}{2} \varepsilon_1^2(k) \quad (8)$$

由于在实际的控制过程中, 外部负载都是有限的, 因此参数 T_L 是一个未知的有限数值。假设 $|T_L| \leq d$, d 是一个正常数。由杨氏不等式和式(7)可得:

$$\Delta V_1(k) \leq 2r_1^2 \Delta_1^2 [x_d(k) - x(k)]^2 + 2r_1^2 \Delta_1^2 \varepsilon_2^2(k) + 2r_3^2 \Delta_1^2 h_2^2(k) h_3^2(k) + 2r_4^2 \Delta_1^2 d^2 - \frac{1}{2} \varepsilon_1^2(k) \quad (9)$$

(2) 将误差 $\varepsilon_2(k) = h_2(k) - x_d(k)$ 递推, 得: $\varepsilon_2(k+1) = h_2(k+1) - x_d(k+1)$ 。代入离散模型式(2)的第 2 个表达式, 可得:

$$\varepsilon_2(k+1) = f_1(k) + b_4 \Delta_1 u_q(k) \quad (10)$$

其中: $f_1(k) = (1+s_1 \Delta_1) h_2(k) + s_3 \Delta_1 h_1(k) h_3(k) + s_2 \Delta_1 h_1(k) - x_d(k+1)$ 。

选取候选 Lyapunov 函数:

$$V_2(k) = V_1(k) + \frac{1}{2} \varepsilon_2^2(k) \quad (11)$$

其一阶差分为:

$$\Delta V_2(k) = \frac{1}{2} \varepsilon_2^2(k+1) - \frac{1}{2} \varepsilon_2^2(k) + \Delta V_1(k) = \frac{1}{2} [f_1(k) + s_4 \Delta_1 u_q(k)]^2 - \frac{1}{2} \varepsilon_2^2(k) + \Delta V_1(k) \quad (12)$$

由模糊逻辑系统的万能逼近特性^[22]可知, 存在模糊逻辑系统 $\psi_1^T \zeta_1[z_1(k)]$ 使得 $f_1(k) =$

$\psi_1^T \zeta_1[z_1(k)] + \tau_1$ 成立, 其中 $z_1(k) = [h_1(k), h_2(k), h_3(k), x_d(k+1)]^T$, τ_1 是逼近误差, 对于任意小的正常数 σ_1 , 满足 $|\tau_1| \leq \sigma_1$ 。

设计系统的真实控制律 $u_q(k)$ 与自适应律 $\hat{\theta}_1(k+1)$ 分别为

$$u_q(k) = -\frac{1}{s_4 \Delta_1} \hat{\theta}_1(k) \parallel \zeta_1[z_1(k)] \parallel \quad (13)$$

$$\hat{\theta}_1(k+1) = \hat{\theta}_1(k) + \gamma_1 \parallel \zeta_1[z_1(k)] \parallel$$

$$\varepsilon_2(k+1) - \delta_1 \hat{\theta}_1(k) \quad (14)$$

其中: δ_1 与 γ_1 为正常数; ψ_1 是未知但有界的。

设向量 $\psi_1(k)$ 的范数为 θ_1 , θ_1 是常数, 即 $\parallel \psi_1^T \parallel = \theta_1$, $\hat{\theta}_1(k)$ 为 θ_1 的估计值。设 $\tilde{\theta}_1(k)$ 为估计误差, $\tilde{\theta}_1(k) = \theta_1 - \hat{\theta}_1(k)$ 。

将式(13)代入式(12), 根据杨氏不等式可得:

$$\Delta V_2(k) \leq \frac{1}{2} [\theta_1 \parallel \zeta_1[z_1(k)] \parallel - \hat{\theta}_1 \parallel \zeta_1[z_1(k)] \parallel]^2 - \frac{1}{2} \varepsilon_2^2(k) + \Delta V_1(k) \leq \tilde{\theta}_1^2(k) \parallel \zeta_1[z_1(k)] \parallel^2 + \sigma_1^2 - \frac{1}{2} \varepsilon_2^2(k) + \Delta V_1(k) \quad (15)$$

(3) 定义 $\varepsilon_3(k) = h_3(k)$ 为第 3 个子系统误差, 递推得: $\varepsilon_3(k+1) = h_3(k+1)$ 。代入离散模型式(2)的第 3 个表达式, 可得:

$$\varepsilon_3(k+1) = f_2(k) + t_3 \Delta_1 u_d(k) \quad (16)$$

其中: $f_2(k) = (1+t_1 \Delta_1) h_3(k) + t_2 \Delta_1 h_1(k) h_2(k)$ 。

选取候选 Lyapunov 函数:

$$V_3(k) = V_2(k) + \frac{A}{2} \varepsilon_3^2(k) \quad (17)$$

其中: $A > 0$ 。求出 $V_3(k)$ 的一阶差分 $\Delta V_3(k)$:

$$\Delta V_3(k) = \frac{A}{2} \varepsilon_3^2(k+1) - \frac{A}{2} \varepsilon_3^2(k) + \Delta V_2(k) = \frac{A}{2} [f_2(k) + t_3 \Delta_1 u_d(k)]^2 - \frac{A}{2} \varepsilon_3^2(k) + \Delta V_2(k) \quad (18)$$

相同地, 由模糊逻辑系统的万能逼近特性可知, 存在模糊逻辑系统 $\psi_2^T \zeta_2[z_2(k)]$ 使得 $f_2(k) = \psi_2^T \zeta_2[z_2(k)] + \tau_2$ 成立, 其中 $z_2(k) = [h_1(k), h_2(k), h_3(k)]^T$, τ_2 是逼近误差, 对于任意小的正常数 σ_2 , 满足 $|\tau_2| \leq \sigma_2$ 。

设计系统的真实控制律 $u_d(k)$ 与自适应律 $\hat{\theta}_2(k+1)$ 分别为

$$u_d(k) = -\frac{1}{t_3 \Delta_1} \hat{\theta}_2(k) \|\zeta_2[z_2(k)]\| \quad (19)$$

$$\hat{\theta}_2(k+1) = \hat{\theta}_2(k) + \gamma_2 \|\zeta_2[z_2(k)]\| \varepsilon_3(k+1) - \delta_2 \hat{\theta}_2(k) \quad (20)$$

其中: δ_2 与 γ_2 为正常数; ψ_2 是未知但有界的。

设向量 $\psi_2(k)$ 的范数为 θ_2 , θ_2 是常数, 即 $\|\psi_2^T\| = \theta_2$, $\hat{\theta}_2(k)$ 为 θ_2 的估计值。设 $\tilde{\theta}_2(k)$ 为估计误差, $\tilde{\theta}_2(k) = \theta_2 - \hat{\theta}_2(k)$ 。

将式(19)代入式(18), 根据杨氏不等式可得:

$$\Delta V_3(k) \leq A \tilde{\theta}_2^2(k) \|\zeta_2[z_2(k)]\|^2 + A \sigma_2^2 - \frac{A}{2} \varepsilon_3^2(k) + \Delta V_2(k) \quad (21)$$

将式(9)和式(15)代入式(21)可得:

$$\begin{aligned} \Delta V_3(k) &\leq A \tilde{\theta}_2^2(k) \|\zeta_2[z_2(k)]\|^2 + A \sigma_2^2 + \\ &\tilde{\theta}_1^2(k) \|\zeta_1[z_1(k)]\|^2 + \sigma_1^2 + 2r_4^2 \Delta_1^2 d^2 + \\ &2r_3^2 \Delta_1^2 h_2^2(k) \varepsilon_3^2(k) + 2r_1^2 \Delta_1^2 \varepsilon_2^2(k) + \\ &2r_1^2 \Delta_1^2 [x_1(k) - x(k)]^2 - \\ &\frac{A}{2} \varepsilon_3^2(k) - \frac{1}{2} \varepsilon_2^2(k) - \frac{1}{2} \varepsilon_1^2(k) \end{aligned} \quad (22)$$

3 稳定性证明

定义变量 $\chi(k) = x_d(k) - x(k)$, 选取候选 Lyapunov 函数:

$$V(k) = V_3(k) + \frac{1}{2} \chi^2(k) + \frac{1}{2\gamma_1} \tilde{\theta}_1^2(k) + \frac{A}{2\gamma_2} \tilde{\theta}_2^2(k) \quad (23)$$

求 $V(k)$ 的一阶差分 $\Delta V(k)$:

$$\begin{aligned} \Delta V(k) &= \Delta V_3(k) + \frac{1}{2} [\chi^2(k+1) - \chi^2(k)] + \\ &\frac{1}{2\gamma_1} [\tilde{\theta}_1^2(k+1) - \tilde{\theta}_1^2(k)] + \\ &\frac{A}{2\gamma_2} [\tilde{\theta}_2^2(k+1) - \tilde{\theta}_2^2(k)] \end{aligned} \quad (24)$$

由式(6)和 $\chi(k) = x_d(k) - x(k)$ 可得:

$$x_d(k+1) = -\frac{\Delta \chi(k)}{\zeta} + \chi(k) + x(k) \quad (25)$$

定义变量 $\mu(k) = x(k) - x(k+1)$, 代入式

$$(24) \text{ 可得: } \chi(k+1) = \left(-\frac{\Delta_1}{\zeta} + 1\right) \chi(k) + \mu(k)。$$

进而由杨氏不等式得:

$$\begin{aligned} \chi^2(k+1) - \chi^2(k) &\leq \left(\frac{\Delta_1^2}{\zeta^2} - \frac{3\Delta_1}{\zeta} + 1\right) \chi^2(k) + \\ &\left(2 - \frac{\Delta_1}{\zeta}\right) \mu^2(k) \end{aligned} \quad (26)$$

根据 $\tilde{\theta}_1(k+1) = \theta_1 - \hat{\theta}_1(k+1)$ 及式(14)和式(20)得:

$$\begin{aligned} \tilde{\theta}_1^2(k+1) - \tilde{\theta}_1^2(k) &= \\ \gamma_1^2 \|\zeta_1[z_1(k)]\|^2 \varepsilon_2^2(k+1) - \tilde{\theta}_1^2(k) + \\ 2(1-\delta_1)\gamma_1 \|\zeta_1[z_1(k)]\| \varepsilon_2(k+1) \hat{\theta}_1(k) - \\ 2\gamma_1 \|\zeta_1[z_1(k)]\| \varepsilon_2(k+1) \theta_1 + \theta_1^2 + \\ (1-\delta_1)^2 \hat{\theta}_1^2(k) - 2(1-\delta_1) \theta_1 \hat{\theta}_1(k) \end{aligned} \quad (27)$$

由杨氏不等式和 $\|\zeta_1[z_1(k)]\|^2 \leq 1$, 得:

$$\begin{aligned} 2\gamma_1 \|\zeta_1[z_1(k)]\| \varepsilon_2(k+1) \hat{\theta}_1(k) &\leq \\ \gamma_1^2 \varepsilon_2^2(k+1) + \hat{\theta}_1^2(k) - 2 \|\zeta_1[z_1(k)]\| \\ \varepsilon_2(k+1) \theta_1 &\leq \varepsilon_2^2(k+1) + \theta_1^2 \gamma_1^2 \|\zeta_1[z_1(k)]\|^2 \\ \varepsilon_2^2(k+1) &\leq \gamma_1^2 \varepsilon_2^2(k+1) - 2\theta_1 \hat{\theta}_1(k) \leq \hat{\theta}_1^2(k) + \theta_1^2 \end{aligned} \quad (28)$$

将式(28)代入式(27)可得:

$$\begin{aligned} \tilde{\theta}_1^2(k+1) - \tilde{\theta}_1^2(k) &\leq \\ (4\gamma_1^2 - 2\gamma_1^2 \delta_1) + 2\gamma_1 - 1) \tilde{\theta}_1^2(k) + \\ (\gamma_1 - \delta_1 + 2) \theta_1^2 + (\delta_1^2 - 4\delta_1 + 3) \hat{\theta}_1^2(k) + \\ (4\gamma_1^2 - 2\gamma_1^2 \delta_1 + 2\gamma_1) \sigma_1^2 \end{aligned} \quad (29)$$

同理可得:

$$\begin{aligned} \tilde{\theta}_2^2(k+1) - \tilde{\theta}_2^2(k) &\leq (4\gamma_2^2 - 2\gamma_2^2 \delta_2 + \\ 2\gamma_2 - 1) \tilde{\theta}_2^2(k) + (\gamma_2 - \delta_2 + 2) \theta_2^2 + \\ (\delta_2^2 - 4\delta_2 + 3) \hat{\theta}_2^2(k) + \\ (4\gamma_2^2 - 2\gamma_2^2 \delta_2 + 2\gamma_2) \sigma_2^2 \end{aligned} \quad (30)$$

假定 $h_2^2(k) \leq N, N > 0$, 将式(22)、式(26)、式(29)和式(30)代入式(24)可得:

$$\begin{aligned} \Delta V(k) &\leq 2r_1^2 \Delta_1^2 \chi^2(k) - \left(\frac{A}{2} - 2r_3^2 \Delta_1^2 N\right) \varepsilon_3^2(k) - \\ &\left(\frac{1}{2} - 2r_1^2 \Delta_1^2\right) \varepsilon_2^2(k) - \frac{1}{2} \varepsilon_1^2(k) + \\ &\frac{1}{2\gamma_1} [(\delta_1^2 - 4\delta_1 + 3) \hat{\theta}_1^2(k) + \beta_1 + \\ &(4\gamma_1^2 - 2\gamma_1^2 \delta_1 + 4\gamma_1 - 1) \tilde{\theta}_1^2(k)] + \\ &\frac{A}{2\gamma_2} [(\delta_2^2 - 4\delta_2 + 3) \hat{\theta}_2^2(k) + \beta_2 + \end{aligned}$$

$$(4\gamma_2^2 - 2\gamma_2\delta_2 + 4\gamma_2 - 1)\tilde{\theta}_2^2(k) - \frac{1}{2} \left[\left(\frac{3\Delta_1}{\zeta} - \frac{\Delta_1^2}{\zeta^2} - 1 \right) \chi^2(k) + \left(\frac{\Delta_1}{\zeta} - 2 \right) \mu^2(k) \right] \quad (31)$$

其中: $\beta_1 = (4\gamma_1^2 - 2\gamma_1\delta_1 + 4\gamma_1)\sigma_1^2 + (\gamma_1 - \delta_1 + 2)\theta_1^2 + 2\gamma_1r_4^2\Delta_1^2d^2$; $\beta_2 = (4\gamma_2^2 - 2\gamma_2\delta_2 + 4\gamma_2)\sigma_2^2 + (\gamma_2 - \delta_2 + 2)\theta_2^2 + \frac{2\gamma_2}{A}r_4^2\Delta_1^2d^2$ 。

选择适当的参数 A 和采样周期 Δ_1 , 满足不等式: $\frac{A}{2} - 2r_3^2\Delta_1^2N > 0$, $\frac{1}{2} - 2r_1^2\Delta_1^2 > 0$, $\frac{\Delta_1}{\zeta} - 2 > 0$ 和 $4r_1^2\Delta_1^2 + \frac{\Delta_1^2}{\zeta^2} - \frac{3\Delta_1}{\zeta} + 1 < 0$, 并且选择参数满足 $\delta_i^2 - 4\delta_i + 3 < 0$ 和 $4\gamma_i^2 - 2\gamma_i\delta_i + 4\gamma_i - 1 < 0$ ($i = 1, 2$)。一旦误差公式 $|\varepsilon_3(k)| > \sqrt{\frac{A\beta_2}{A\gamma_2 - 4\gamma_2r_3^2\Delta_1^2N}}$ 和 $|\varepsilon_2(k)| > \sqrt{\frac{\beta_1}{\gamma_1 - 4\gamma_1r_1^2\Delta_1^2}}$ 成立, 进一步可得 $\Delta V(k) \leq 0$ 。这表明系统误差 $\varepsilon_j(k)$ ($j = 1, 2, 3$) 是有界的。

将式(14)的两边同时减去 θ_1 , 可得:

$$-\tilde{\theta}_1(k+1) = -\tilde{\theta}_1(k) + \gamma_1 \|\zeta_1[z_1(k)]\| \varepsilon_2(k+1) - \delta_1\hat{\theta}_1(k) \quad (32)$$

根据式 $\tilde{\theta}_1(k) = \theta_1 - \hat{\theta}_1(k)$, 得:

$$\tilde{\theta}_1(k+1) = \delta_1\theta_1 - \gamma_1 \|\zeta_1[z_1(k)]\| \varepsilon_2(k+1) + (1 - \delta_1)\tilde{\theta}_1(k) \quad (33)$$

其中: $\|\zeta_1[z_1(k)]\|$ 、 $\varepsilon_2(k+1)$ 和 $\delta_1\theta_1$ 都是有界的。

根据文献[23], 可知 $\tilde{\theta}_1(k)$ 有界。同样, $\tilde{\theta}_2(k)$ 有界。因此, 可得 u_q 和 u_d 也有界。这可以保证闭环系统所有信号: $\varepsilon_j(k)$ ($j = 1, 2, 3$), $\hat{\theta}_1(k)$, $\hat{\theta}_2(k)$ 都是有界的, 并且 $\lim_{k \rightarrow \infty} \|h_1(k) - h_d(k)\| \leq \sigma$ 对于任意 $\sigma > 0$ 成立。

4 仿真设计与结果分析

为了证明所提控制策略的有效性, 分别使用动态面模糊离散控制方法与模糊离散控制方法对 PMSM 进行仿真分析。PMSM 相关参数为: $B = 0.001\ 158\ \text{N} \cdot \text{m}/(\text{rad}/\text{s})$, $R_s = 0.68\ \Omega$, $p = 3$, $J = 0.003\ 978\ \text{kg} \cdot \text{m}^2$, $L_d = 0.028\ 5\ \text{H}$, $L_q = 0.031\ 5\ \text{H}$, $\phi = 0.124\ 5\ \text{Wb}$ 。

4.1 两种控制方法的设计

4.1.1 动态面模糊离散控制方法

将系统的初始条件选为 $h_1(0) = h_2(0) = h_3(0) = 0$; 并且分别选取转速设定信号与外部负载转矩为 $h_d(k) = \begin{cases} 50, & 0 \leq k < 2\ 000 \\ 60, & k \geq 2\ 000 \end{cases}$ 和 $T_L = \begin{cases} 0.5, & 0 \leq k < 2\ 000 \\ 1.0, & k \geq 2\ 000 \end{cases}$; 选择采样周期为 $\Delta_1 = 0.002\ 5\ \text{s}$ 。

选择模糊集:

$$\mu_{F_1^1} = \exp\left\{\frac{-[z(k) - 5]^2}{2}\right\},$$

$$\mu_{F_1^2} = \exp\left\{\frac{-[z(k) - 4]^2}{2}\right\},$$

$$\mu_{F_1^3} = \exp\left\{\frac{-[z(k) - 3]^2}{2}\right\},$$

$$\mu_{F_1^4} = \exp\left\{\frac{-[z(k) - 2]^2}{2}\right\},$$

$$\mu_{F_1^5} = \exp\left\{\frac{-[z(k) - 1]^2}{2}\right\},$$

$$\mu_{F_1^6} = \exp\left\{\frac{-[z(k)]^2}{2}\right\},$$

$$\mu_{F_1^7} = \exp\left\{\frac{-[z(k) + 1]^2}{2}\right\},$$

$$\mu_{F_1^8} = \exp\left\{\frac{-[z(k) + 2]^2}{2}\right\},$$

$$\mu_{F_1^9} = \exp\left\{\frac{-[z(k) + 3]^2}{2}\right\},$$

$$\mu_{F_1^{10}} = \exp\left\{\frac{-[z(k) + 4]^2}{2}\right\},$$

$$\mu_{F_1^{11}} = \exp\left\{\frac{-[z(k) + 5]^2}{2}\right\}。$$

控制器参数为: $\zeta = 0.001\ 2$, $\gamma_1 = 0.454$, $\gamma_2 = 0.35$, $\delta_1 = 2.01$, $\delta_2 = 1.30$ 。

4.1.2 模糊离散控制方法

控制器参数为: $\zeta = 0.001\ 2$, $\gamma_1 = 0.48$, $\gamma_2 = 0.38$, $\delta_1 = 2.11$, $\delta_2 = 1.30$ 。其他设计参数与动态面模糊离散控制方法相同。

4.2 仿真结果分析

速度调节曲线如图 1 所示, h_1 代表转速曲线, h_d 代表设定信号曲线。从图 1 可以看出, 动态面模糊离散控制器能够使转速在步数 $k = 40$ 时达到设定值, 并且持续跟踪设定值。模糊离散控

制器能够使转速在 $k=450$ 附近达到设定值。在 $k=2\,000$ 时,转速和外部负载转矩同时发生变化,动态面模糊离散控制器能够很快将转速重新调节至设定值,并且波动时间很短。模糊离散控制器能够使转速在 $k=2\,450$ 附近达到设定值。

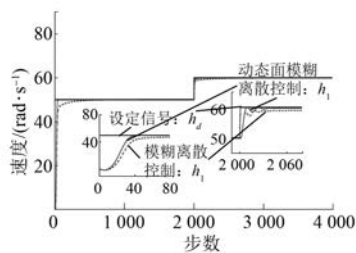


图1 速度调节曲线

由对图1的分析可得,动态面模糊离散控制器比模糊离散控制器更快地将转速调节至设定值,能够快速响应,使上升时间和调节时间更少,提高了系统的动态性能。

图2所示为速度调节误差曲线。使用动态面模糊离散控制方法时,误差约为 0.05 rad/s ,能够收敛到原点附近充分小的邻域内。使用模糊离散控制方法时,误差约为 0.10 rad/s 。

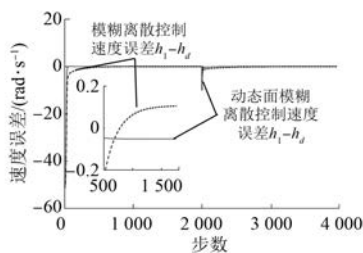


图2 速度调节误差曲线

分析图2可得,虽然两种方法都可以使转速调节误差收敛到原点附近充分小的邻域内,但动态面模糊离散控制方法能够使误差更小,使系统超调量和转速更准确地跟踪设定信号。

电压曲线如图3和图4所示,使用两种方法得到的 q 轴和 d 轴电压都是有界的。使用动态面模糊离散控制方法,两轴电压在电机启动后发生变化并很快稳定。在 $k=2\,000$ 时,转速和外部负载转矩同时发生变化,电压产生波动,在控制器的作用下很快重新稳定。使用模糊离散控制方法,两轴电压也能够很快稳定,但超调量较大,在转速和外部负载转矩发生变化时波动过大。

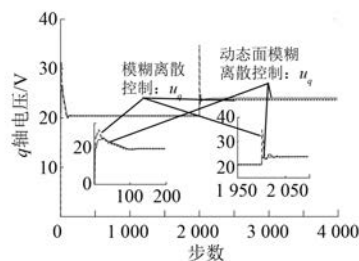


图3 q 轴电压曲线

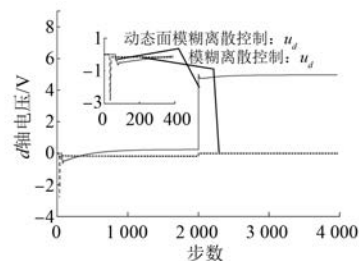


图4 d 轴电压曲线

分析图3和图4可得,动态面模糊离散控制方法能够使 q 轴和 d 轴电压更加稳定。

5 结 语

本文基于反步法,提出了PMSM动态面模糊离散速度调节控制方法。该控制方法简化了控制器的设计步骤,解决了“计算爆炸”和“因果矛盾”问题,减轻了在线计算的负担,克服了系统高阶非线性和外部负载扰动问题。稳定性分析表明闭环系统所有信号是半全局一致最终有界的,并且转速调节误差收敛到原点附近一个小的邻域内。仿真结果表明,该设计方法能够使系统上升时间和调节时间更少、超调量更小,提高了系统的动态性能,并减小负载扰动带来的影响,具有良好的鲁棒性。

【参考文献】

- [1] 于金鹏,陈兵,于海生,等.基于自适应模糊反步法的永磁同步电机位置跟踪控制[J].控制与决策,2010,25(10):1547.
- [2] ZHANG Y, AKUJUOBI C, ALI W, et al. Load disturbance resistance speed controller design for PMSM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(4): 1198.
- [3] YU J, CHEN B, YU H, et al. Adaptive fuzzy

- tracking control for the chaotic permanent magnet synchronous motor drive system via backstepping[J]. Nonlinear Analysis: Real World Applications, 2011, 12(1): 671.
- [4] LIN C, LIU T, YANG S. Nonlinear position controller design with input-output linearisation technique for an interior permanent magnet synchronous motor control system[J]. IET Power Electronics, 2008, 1(1): 14.
- [5] 袁亮, 张斌, 张增华. 基于滑模变结构的异步电机转速控制系统[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(1): 34.
- [6] 于金鹏, 于海生, 林崇. 考虑铁损的异步电动机模糊自适应命令滤波反步控制[J]. 控制与决策, 2016, 31(12): 2189.
- [7] 李建立, 于海生. 永磁同步电机驱动系统的反步与无源协调控制[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(1): 23.
- [8] 刘燕斌, 陆宇平. 基于反步法的高超音速飞机纵向逆飞行控制[J]. 控制与决策, 2007, 22(3): 313.
- [9] TONG S C, LI Y M, SHI P. Observer-based adaptive fuzzy backstepping output feedback control of uncertain MIMO pure-feedback nonlinear systems[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2012, 20(4): 771.
- [10] YU J, SHI P, DONG W, et al. Observer and command filter-based adaptive fuzzy output feedback control of uncertain nonlinear systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(9): 5962.
- [11] 韩晔, 厉虹. 基于改进自抗扰控制的永磁同步电机无传感器系统研究[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(2): 33.
- [12] YU H, YU J, LIU J, et al. Nonlinear control of induction motors based on state error PCH and energy-shaping principle[J]. Nonlinear Dynamics, 2013, 72(1/2): 49.
- [13] JAGANNATHAN S. Adaptive fuzzy logic control of feedback linearizable discrete-time dynamical systems under persistence of excitation[J]. Automatica, 1998, 34(11): 1295.
- [14] 谭冯忍, 程启明, 程尹曼, 等. 基于新型等效模糊滑模观测器和改进软件锁相环的永磁同步电机矢量控制[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(2): 52.
- [15] LI S, GU H. Fuzzy adaptive internal model control schemes for PMSM speed-regulation system[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2012, 8(4): 767.
- [16] YU J, SHI P, DONG W, et al. Neural network-based adaptive dynamic surface control for permanent magnet synchronous motors[J]. IEEE Transactions on Neural Networks & Learning Systems, 2015, 26(3): 640.
- [17] FU C, ZHAO L, YU J, et al. Neural network-based command filtered control for induction motors with input saturation[J]. IET Control Theory & Applications, 2017, 11(15): 2636.
- [18] LIU Y, TONG S. Adaptive NN tracking control of uncertain nonlinear discrete-time systems with nonaffine dead-zone input[J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2015, 45(3): 497.
- [19] HEDRICK J, SWAROOP D, YIP P, et al. Dynamic surface control for a class of nonlinear systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2002, 45(10): 1893.
- [20] YU J, MA Y, YU H, et al. Adaptive fuzzy dynamic surface control for induction motors with iron losses in electric vehicle drive systems via backstepping[J]. Information Sciences, 2017, 376: 172.
- [21] YU J, SHI P, YU H, et al. Approximation-based discrete-time adaptive position tracking control for interior permanent magnet synchronous motors[J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2015, 45(7): 1363.
- [22] WANG L, MENDEL J M. Fuzzy basis functions, universal approximation, and orthogonal least-squares learning[J]. IEEE Transactions on Neural Networks, 1992, 3(5): 807.
- [23] CHEN W. Adaptive NN control for discrete-time pure-feedback systems with unknown control direction under amplitude and rate actuator constraints[J]. ISA Transactions, 2009, 48(3): 304.

收稿日期: 2018-12-18