

# 基于 RBF 神经网络的 PMSM 分数阶互补滑模控制

李海侠 黄致勇

(桂林理工大学机械与控制工程学院 广西 桂林 541006)

**摘要** 参数变化及外部不确定性干扰等因素对永磁同步电机(PMSM)驱动控制系统影响较大,针对这一问题,提出一种基于 RBF 神经网络的分数阶互补滑模控制方法。在建立 PMSM 数学模型的基础上,采用 RBF 神经网络对外部干扰进行逼近估计。设计基于饱和函数的分数阶互补滑模控制器,并将 RBF 神经网络估计的干扰引入控制器中,以抵消外部干扰对系统的影响。理论证明,该控制策略在对外部不确定性干扰进行有效抑制的同时保证系统跟踪误差收敛。通过仿真验证所提方法的有效性。

**关键词** 永磁同步电机 神经网络 分数阶互补滑模 跟踪控制

中图分类号 TP3 文献标志码 A DOI:10.3969/j.issn.1000-386x.2022.03.013

## RBF NEURAL NETWORK BASED COMPLEMENTARY FRACTIONAL ORDER SLIDING MODE CONTROL FOR PERMANENT-MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR

Li Haixia Huang Zhiyong

(College of Mechanical and Control Engineering, Guilin University of Technology, Guilin 541006, Guangxi, China)

**Abstract** The permanent magnet synchronous motor(PMSM) drive control system is greatly influenced not only by the external disturbance but also by the uncertainties of the parameters. To solve this problem, a complementary fractional order sliding mode control (CFOSMC) scheme with RBF neural network is proposed. Based on the mathematical model of PMSM established, an RBF neural network was designed to reconstruct and approach the external disturbance. A saturation function based complementary fractional sliding mode controller was designed, and we introduced interference from RBF neural network estimation into controller to approximation the influence of external disturbance. The theory derivation proves that the control scheme can suppress the external disturbance effectively and guarantee the convergence of the system tracking error. The effectiveness of the proposed method is verified by simulation.

**Keywords** PMSM RBF neural work CFOSMC Tracking control

## 0 引言

永磁同步电机(PMSM)因具备结构简单、功率密度高、可靠性高、占用空间小等特点,在交流伺服驱动系统领域应用普遍。但由于外部干扰、参数扰动等影响的存在,同时 PMSM 是一个非线性、变量多、耦合强的系统,导致其动态性能难以得到提升。近几年,国内外相关研究人员为抑制 PMSM 系统的不确定性干扰,提高控制系统的相关性能,提出了多种先进控制

策略,如:RBF 神经网络控制<sup>[1]</sup>、自抗扰控制<sup>[2]</sup>、反步终端滑模控制<sup>[3]</sup>、干扰补偿控制<sup>[4]</sup>、分数阶滑模控制<sup>[5-6]</sup>等。

RBF 网络具备较强的非线性逼近能力,在 PMSM 控制领域得到了广泛应用。文献[1]使用梯度下降法(Gradient Descent)修正 RBF 网络的相关参数,提出了一种基于 RBF 神经网络的 PMSM PID 控制方案,用以改善常规 PID 控制效果。文献[2]将滑模控制与自抗扰控制策略相结合,通过优化控制系统误差反馈控制律以及扩张状态观测器,提高了系统的响应速度和抗

干扰能力。文献[3]将终端控制与反步控制相结合,提出了一种基于终端滑模负载观测器的反步控制方法,提高了系统的综合控制性能。为抑制外部不确定性干扰,文献[4]针对高精度直驱 PMSM 速度伺服系统,通过实时补偿外部力矩干扰,提出一种基于同步测速法的外部干扰补偿控制方法,但该方法仅考虑了慢时变干扰的影响。

众所周知,滑模控制策略(SMC)的一大缺陷是在滑模面附近由于控制率不连续和频繁切换引起的抖振现象。此外,由于其通常无法确定外部干扰的上界,往往将加重抖振现象。近些年来,为了克服这些缺陷,分数阶滑模控制(FOSMC)被广泛应用于控制领域,以更好地削弱抖振和抑制外部干扰。针对常规整数阶滑模控制系统中存在的抖振问题,文献[5]通过引入分数阶微积分相关理论,使用分数阶滑模面代替常规滑模控制器中的整数阶滑模面,提出分数阶滑模控制策略并应用到 PMSM 驱动控制系统中,利用分数阶控制系统的相关特性削弱抖振;同时采用 Fuzzy logic 重心法实现开关函数的切换增益自整定,提高了 PMSM 的综合性能。文献[6]在文献[5]的基础上,在控制器趋近律的设计中引入分数阶,提出一种基于分数阶的积分时变滑模控制策略,削弱了系统抖振,减小了系统跟踪误差范围。

为进一步增强 PMSM 系统的抗干扰能力,受以上文献启发,本文提出一种将 RBF 神经网络和分数阶互补滑模控制器相结合的控制策略。在分数阶滑模控制策略基础上,设计以饱和函数作为控制率切换函数的分数阶互补滑模控制器,改善滑模控制的抖振现象,引入 RBF 神经网络对不确定性干扰进行逼近估计,抑制其对系统的影响。仿真实验结果表明所提出的控制方法具有较高跟踪精度且能有效地抑制外部不确定的干扰。

## 1 PMSM 数学模型

假定磁路不饱和,转子永磁磁场成正弦波分布在气隙中;不计磁滞及涡流损耗的影响,转子不存在阻尼绕组,定子铁芯饱和忽略不计。PMSM 在 dq 坐标系下的数学模型如下<sup>[7]</sup>:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d + \omega \psi_f \end{cases} \quad (1)$$

式中: $i_d$ 、 $u_d$ 分别为 d 轴上的电压和电流分量; $i_q$ 、 $u_q$ 分别为 q 轴上的电流和电压分量; $L_q$ 、 $L_d$ 分别为交、直轴电感; $\psi_f$ 为永磁体与定子交链磁链; $R_s$ 为 PMSM 的定子绕组电阻; $\omega$ 为电机的角速度。

PMSM 的转矩方程为:

$$T_e = \frac{3}{2}p(\varphi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q) \quad (2)$$

式中: $T_e$ 为电机的电磁转矩; $p$ 为永磁同步电机的极对数。对于表贴式永磁同步电机有  $L_d = L_q = L$ ,所以可简化 PMSM 转矩方程为:

$$T_e = \frac{3}{2}p\psi_f i_q \quad (3)$$

PMSM 的运动方程为:

$$T_e - T_L - B\omega = J \frac{d\omega}{dt} \quad (4)$$

式中: $T_L$ 为负载转矩; $B$ 、 $J$ 分别为电机的摩擦系数和转动惯量。

将式(4)代入式(3),可得:

$$\begin{cases} \dot{\omega} = -a\omega + bi_q - c \\ a = \frac{B}{J}, b = \frac{3p\varphi_f}{2J}, c = \frac{T_L}{J} \end{cases} \quad (5)$$

考虑到电机参数变化及未建模不确定性,式(5)可以表示为:

$$\dot{\omega} = -(a + \Delta a)\omega + (b + \Delta b)i_q - (c + \Delta c) \quad (6)$$

式中: $\Delta a$ 、 $\Delta b$ 、 $\Delta c$ 为 PMSM 参数不确定性摄动。

为使 PMSM 参考角速度  $\omega^*$  能快速跟踪实际输出  $\omega$ ,现定义速度跟踪误差  $e = \omega^* - \omega$ ,对其求导得:

$$\begin{cases} \dot{e} = -ae - bi_q + a\omega^* + d \\ d = c - \Delta a\omega + \Delta bi_q - \Delta c \end{cases} \quad (7)$$

式中: $d$ 为不确定性干扰。

**注记 1** 文献[5]假定不确定性干扰有界。本文则不需要这一假设。

## 2 基于 RBF 神经网络的干扰逼近

由于式(7)包含不确定性干扰,现引入 RBF 神经网络来对其进行非线性逼近。

目前,相关文献对于外部干扰的观测与估计假设较强,缺少有效方法,且大多数方案的控制器与扰动观测器并不是共同设计建立的,往往都是首先设计控制器,然后再设计观测器来重构观测,并将控制器中的相应状态变量直接用重构变量来替代,使得系统实际状态变量与观测变量相互影响,往往会削弱系统的控制性能。文献[7]提出一种有限时间内稳定的非线性干

扰观测器,对不确定性干扰进行补偿抑制,但是需要假设干扰连续且一阶导数有界,较难符合实际应用环境。文献[8]提出一种基于干扰观测器的PMSM反推控制方法,同样需要假定不确定性干扰有界且一阶导数为0。文献[9]提出一种快速二阶滑模超扭曲算法控制(STA)对PMSM进行控制,设计一种扩张观测器对外部不确定性干扰进行估计。文献[10]针对PMSM无速度传感器控制设计一种负载扰动观测器,但它们仍需假设干扰一阶导数为0。而RBF神经网络的引入则不需要这些假定,无需确定不确定性干扰的上界,更具有实际意义。

RBF神经网络采用如图1所示的3层前向网络,由于输入层空间到输出层空间是一非线性映射,而隐含层空间到输出层空间是一线性映射,使得系统自我学习速度大幅提高且能有效防止局部极小值问题的出现<sup>[15]</sup>。

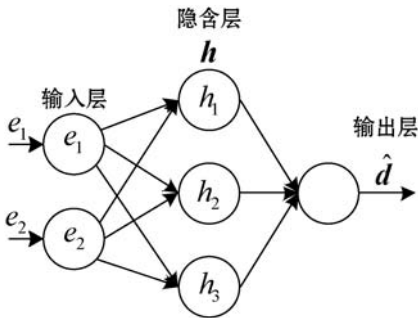


图1 RBF神经网络结构

采用RBF神经网络逼近非线性干扰 $d$ ,RBF网络算法为<sup>[15]</sup>:

$$h_j = \exp\left(-\frac{\|e - c_j\|^2}{2b_j^2}\right) \quad j = 1, 2, 3 \quad (8)$$

$$d = W^* T h$$

式中: $c_j$ 为均值; $b_j$ 为方差; $W^*$ 为网络的理想权值, $h = [h_1 \ h_2 \ h_3]^T$ 为RBF神经网络隐含层的输出。

网络的输入取 $e = [e_1 \ e_2]^T$ ,则RBF神经网络的输出为:

$$\hat{d} = \hat{W}^T h \quad (9)$$

### 3 分数阶互补滑模控制器设计

#### 3.1 分数阶微积分

分数阶微积分是在整数阶微积分基础上的推广和补充,近年来在控制、机器人相关领域得到了广泛应用,首先给定以下必要知识:

**定义1<sup>[11]</sup>** 对于正的非整数 $\alpha$ ,Caputo分数阶导

数定义为:

$$D_t^\alpha f(t) \triangleq \frac{1}{\Gamma(n - \alpha)} \int_{t_0}^t (t - \tau)^{(n-\alpha-1)} f^{(n)}(\tau) d\tau$$

$$0 \leq n - 1 < \alpha < n, n \in N$$

下文中,使用 $D^\alpha$ 代表 $\alpha$ 阶分数阶导数。

**引理1<sup>[12]</sup>** 分数阶线性系统:

$${}_0 D_t^\alpha x(t) = Ax(t), x(0) = x_0 \quad (10)$$

式中: $x \in R^{n \times n}, A = (a_{ij}) \in R^{n \times n}, 0 < \alpha < 1$ 。

渐近稳定的充要条件为:

$$|\arg(\text{spec}(A))| > \alpha\pi/2$$

式中: $\arg(\cdot)$ 为相角; $\text{spec}(A)$ 为矩阵 $A$ 的所有特征值。

**注记2** 由于式(10)的解为:

$$x(t) = E_{\alpha,1}(At)x_0$$

状态转移函数为:

$$E_{\alpha,1}(At) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{A^k t^{\alpha k}}{\Gamma(\alpha k + 1)} \approx \frac{(A)^{-1} t^{-\alpha}}{\Gamma(1 - \alpha)} \quad 0 < \alpha < 1$$

当 $\alpha = 1$ 时:

$$E_{1,1}(At) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{A^k t^k}{\Gamma(k + 1)} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{A^k t^k}{k!} = \exp(At)$$

根据分数阶系统的稳定条件可知,相对于传统整数阶系统,分数阶线性系统稳定范围更大,适用范围更广。除此之外,分数阶控制系统收敛性的改变可以通过调节分数阶导数的阶数 $\alpha$ 来实现,以获得系统控制性能的提升。

**引理2<sup>[13]</sup>** 对于 $x(t) \in R^n, t \geq t_0$ 时,有:

$$\frac{1}{2} D^\alpha (x^T(t) P x(t)) \leq x^T(t) P D^\alpha x(t) \quad \forall \alpha \in (0, 1]$$

式中: $P$ 为 $n$ 维正定矩阵。

#### 3.2 基于RBF网络的传统分数阶滑模控制

参考文献[5],设计分数阶滑模面为:

$$S = \lambda e + D^\alpha e \quad (11)$$

式中: $\lambda > 0, 0 < \alpha < 1$ 。

对式(11)求 $\alpha$ 阶导,得:

$$D^\alpha S = \lambda D^\alpha e + D^{2\alpha} e = \lambda D^{\alpha-1} \dot{e} + D^{2\alpha} e = \lambda D^{\alpha-1} (-ae - bi_q + a\omega^* + d) + D^{2\alpha} e \quad (12)$$

为保证系统稳定性,设计FOSMC控制率为:

$$i_q = u_{eq} + u_v \quad (13)$$

$$u_{eq} = \frac{1}{b} \left( -ae + a\omega^* + d + \frac{1}{\lambda} D^{\alpha+1} e \right) \quad (14)$$

式中: $i_q$ 为总控制率; $u_{eq}$ 为等效控制率; $u_v$ 为切换控制率。

文献[5-6]采用基于符号函数的指数趋近率函数进行滑模面设计,设计方法虽然简便易于实现,但是

仍然容易引起抖振现象。不同于文献[5-6],本文采用以饱和函数作为切换函数的指数趋近率,即:

$$u_v = \frac{1}{b} \left[ \varepsilon S + \rho \text{sat} \left( \frac{S}{\Phi} \right) \right] \quad (15)$$

式中,饱和函数满足:

$$\text{sat} \left( \frac{\bar{S}}{\Phi} \right) = \begin{cases} 1 & \bar{S} \geq \Phi \\ \frac{\bar{S}}{\Phi} & -\Phi < |\bar{S}| < \Phi \\ -1 & \bar{S} \leq -\Phi \end{cases} \quad (16)$$

式中: $\Phi$  为边界层厚度。

结合式(13)-式(15),分数阶滑模控制率为:

$$i_q = \frac{1}{b} \left[ (-ae + a\omega^* + d + \frac{1}{\lambda} D^{\alpha+1} e + \varepsilon S + \rho \text{sat} \left( \frac{S}{\Phi} \right)) \right] \quad (17)$$

当系统进入滑模状态( $S=0$ )时:

$$D^\alpha e = -\lambda e \quad (18)$$

因为  $\lambda \in \mathbf{R}^+$ , 故有  $|\arg(-\lambda)| = \pi > \alpha\pi/2$ , 根据引理 1, 分数阶滑模系统渐近稳定。

定义  $\tilde{W} = W^* - \hat{W}$ , 选取李雅普诺夫函数:

$$V = \frac{1}{2} S^2 + \frac{1}{2} \gamma D^{\alpha-1} \tilde{W}^T D^{\alpha-1} \tilde{W} \quad (19)$$

对式(19)求  $\alpha$  阶导并综合式(12), 结合引理 2 有:

$$\begin{aligned} D^\alpha V &\leq SD^\alpha S + \gamma D^{\alpha-1} \tilde{W}^T D^{2\alpha-1} \tilde{W} = \\ &S[\lambda D^{\alpha-1}(-ae - bi_q + a\omega^* + d) + \\ &D^{2\alpha} e] + \gamma D^{\alpha-1} \tilde{W}^T D^{2\alpha-1} \tilde{W} \end{aligned} \quad (20)$$

将 RBF 神经网络逼近的不确定性干扰代入式(17), 并综合式(9)、式(20), 有:

$$\begin{aligned} D^\alpha V &\leq S\lambda D^{\alpha-1} \left[ d - \hat{d} - \varepsilon S - \rho \text{sat} \left( \frac{S}{\Phi} \right) \right] - \\ &\gamma D^{\alpha-1} \tilde{W}^T D^{2\alpha-1} \hat{W} = \\ &D^{\alpha-1} \tilde{W}^T S\lambda h - \gamma D^{\alpha-1} \tilde{W}^T D^{2\alpha-1} \hat{W} - \\ &\lambda \varepsilon S^2 - \lambda \rho S \text{sat} \left( \frac{S}{\Phi} \right) \end{aligned} \quad (21)$$

设计自适应律为:

$$D^{2\alpha-1} \hat{W} = \frac{1}{\gamma} \lambda S h \quad (22)$$

得:

$$D^\alpha V \leq -\lambda \varepsilon S^2 - \lambda \rho S \text{sat} \left( \frac{S}{\Phi} \right) \leq 0 \quad (23)$$

根据李雅普诺夫稳定性理论, 闭环系统渐近稳定。

综上, 基于 RBF 网络的传统分数阶滑模控制率为式(17), 滑模面设计为式(11), 神经网络算法为式(8), 网络权值自适应律设计为式(22)。

**注记 3** 由式(11), 此时滑模面  $|\bar{S}| \leq \Phi, D^\alpha e = 0,$

跟踪误差范围限定为:

$$|e| \leq \frac{\Phi}{\lambda} \quad (24)$$

可以看到, 上述控制方案虽然使用以饱和函数作为切换函数的指数趋近率削弱了抖振, 但同时也使系统跟踪误差过大。

### 3.3 基于 RBF 网络的分数阶互补滑模控制

为进一步减小边界层内的跟踪误差, 针对式(7)设计一种分数阶互补滑模控制器(CFOSMC)。滑模面采用广义滑模面  $S_g$  和互补滑模面  $S_c$  相结合, 滑模控制率采用等效控制率和切换控制率组合而成。

广义滑模面  $S_g$  设计为:

$$S_g = D^\alpha e + 2\lambda e + \lambda^2 D^{-\alpha} e \quad (25)$$

互补滑模面  $S_c$  设计为:

$$S_c = D^\alpha e - \lambda^2 D^{-\alpha} e \quad (26)$$

$\lambda$  为正常数, 与前文一致。

对式(25)-式(26)求  $\alpha$  阶导, 有:

$$D^\alpha S_g = D^{2\alpha} e + 2\lambda D^\alpha e + \lambda^2 e \quad (27)$$

$$D^\alpha S_c = D^{2\alpha} e - \lambda^2 e \quad (28)$$

综合式(25)-式(28)可以得到两滑模面之和为:

$$\bar{S} = S_g + S_c = 2(D^\alpha e + \lambda e) \quad (29)$$

且存在以下关系:

$$D^\alpha S_g - D^\alpha S_c = 2\lambda(D^\alpha e + \lambda e) = \lambda \bar{S} \quad (30)$$

当系统进入滑模状态( $\bar{S}=0$ )时, 有:

$$D^\alpha e = -\frac{1}{\lambda e}$$

因为  $\frac{1}{\lambda} \in \mathbf{R}^+$ , 故有  $|\arg(-\lambda)| = \pi > \alpha\pi/2$ , 根据引理 1, 分数阶滑模控制系统渐近稳定。

为保证系统稳定性, 设计 CFOSMC 控制率为:

$$i_q = i_{eq} + i_v \quad (31)$$

$$\begin{aligned} i_{eq} &= \frac{1}{b} \left( -ae + a\omega^* + d + \frac{1}{2\lambda} D^{\alpha+1} e + \right. \\ &\left. \frac{\lambda}{2} D^{1-\alpha} e - \frac{1}{2} D^{1-\alpha} S_c \right) \end{aligned} \quad (32)$$

$$i_v = \frac{\rho}{\lambda b} D^{1-\alpha} \text{sat} \left( \frac{\bar{S}}{\Phi} \right) \quad \rho > 0 \quad (33)$$

综合式(31)-式(33), 得到分数阶互补滑模总控制率为:

$$\begin{aligned} i_q &= \frac{1}{b} \left[ -ae + a\omega^* + d + \frac{1}{2\lambda} D^{\alpha+1} e + \right. \\ &\left. \frac{\lambda}{2} D^{1-\alpha} e - \frac{1}{2} D^{1-\alpha} S_c + \frac{\rho}{\lambda b} D^{1-\alpha} \text{sat} \left( \frac{\bar{S}}{\Phi} \right) \right] \end{aligned} \quad (34)$$

将 RBF 神经网络逼近的不确定性干扰代入式(34), 得:

$$i_q = \frac{1}{b} \left[ -ae + a\omega^* + \hat{d} + \frac{1}{2\lambda} D^{\alpha+1} e + \frac{\lambda}{2} D^{1-\alpha} e - \frac{1}{2} D^{1-\alpha} S_c + \frac{\rho}{\lambda b} D^{1-\alpha} \text{sat} \left( \frac{\bar{S}}{\Phi} \right) \right] \quad (35)$$

定义  $\tilde{W} = W^* - \hat{W}$ , 选取李雅普诺夫函数:

$$V = \frac{1}{2} (S_g^2 + S_c^2) + \frac{1}{2} \gamma D^{\alpha-1} \tilde{W}^T D^{\alpha-1} \tilde{W} \quad (36)$$

对式(36)求  $\alpha$  阶导并综合式(30), 根据引理 2 有:

$$\begin{aligned} D^\alpha V &\leq S_g D^\alpha S_g + S_c D^\alpha S_c + \gamma D^{\alpha-1} \tilde{W}^T D^{2\alpha-1} \tilde{W} \leq \\ &S_g D^\alpha S_g + S_c (D^\alpha S_g - \lambda S_c) + \gamma D^{\alpha-1} \tilde{W}^T D^{2\alpha-1} \tilde{W} = \\ &(S_g + S_c) (D^\alpha S_g - \lambda S_c) + \gamma D^{\alpha-1} \tilde{W}^T D^{2\alpha-1} \tilde{W} = \\ &\bar{S} (D^{2\alpha} e + 2\lambda D^\alpha e + \lambda^2 e - \lambda S_c) + \gamma D^{\alpha-1} \tilde{W}^T D^{2\alpha-1} \tilde{W} = \\ &\bar{S} (D^{2\alpha} e + 2\lambda D^{\alpha-1} \dot{e} + \lambda^2 e - \lambda S_c) + \\ &\gamma D^{\alpha-1} \tilde{W}^T D^{2\alpha-1} \tilde{W} = \\ &\bar{S} [D^{2\alpha} e + 2\lambda D^{\alpha-1} (-ae - bi_q + a\omega^* + d) + \\ &\lambda^2 e - \lambda S_c] + \gamma D^{\alpha-1} \tilde{W}^T D^{2\alpha-1} \tilde{W} = \\ &\bar{S} [D^{\alpha-1} (d - \hat{d} - \rho \text{sat} \left( \frac{\bar{S}}{\Phi} \right))] + \gamma D^{\alpha-1} \tilde{W}^T D^{2\alpha-1} \tilde{W} \end{aligned}$$

由于  $d - \hat{d} = W^{*T} h - \hat{W}^T h$ , 设计自适应律:

$$D^{2\alpha-1} \hat{W} = \frac{1}{\gamma} \bar{S} h \quad (37)$$

得:

$$D^\alpha V \leq -\rho \bar{S} \text{sat} \left( \frac{\bar{S}}{\Phi} \right) \leq 0 \quad (38)$$

根据李雅普诺夫稳定性理论, 闭环系统渐近稳定。这表明系统从任何初始状态开始都能在有限时间内到达边界层内, 且沿着两个滑模面的交集向零点的领域滑动。

综上, 基于 RBF 网络的分数阶互补滑模控制率为式(34), 滑模面设计为式(25) - 式(26), 神经网络算法为式(8), 网络权值自适应律设计为式(37)。

**注记 4** 由式(29), 此时滑模面  $|\bar{S}| \leq \Phi, D^\alpha e = 0$ , 跟踪误差范围限定为:

$$|e| \leq \frac{\Phi}{2\lambda} \quad (39)$$

与式(24)相比, 闭环系统跟踪误差范围减小一半。因此, 与传统分数阶滑模相比, 提出的分数阶互补滑模控制方法进一步减小了跟踪误差, 削弱抖振, 提高了系统稳定性。

## 4 仿真结果与分析

为验证基于分数阶互补滑模与 RBF 神经网络的

控制器对 PMSM 控制系统的有效性, 对提出的算法进行仿真研究, 控制系统框图如图 2 所示。仿真采用 MATLAB/Simulink 环境, 表贴式 PMSM 的主要参数设置为: 极对数  $p=4$ , 阻尼系数  $B=0.008 \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}/\text{rad}$ , 电感  $L_m=0.00085 \text{ mH}$ , 转动惯量  $J=0.00035 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ , 磁通量  $\phi_r=0.175 \text{ WB}$ , 定子电阻  $R=2.875 \Omega$ 。

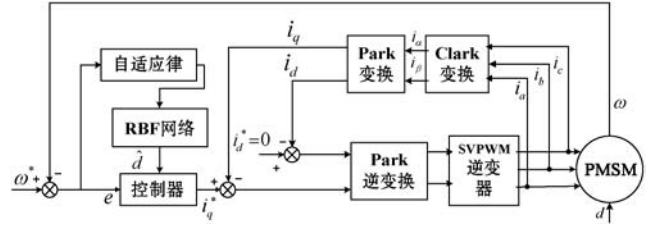


图 2 系统框图

电机的初始跟踪速度设定为 1 200 r/min, 在 0.6 s 时设定跟踪速度为 1 000 r/min。电机初始负载转矩为零, 在 0.4 s 时设定为 10 N · m。

以 FOSMC 为例, 不同阶次 FOSMC 在 PMSM 启动阶段及 0.6 s 时转速发生变化时的转速响应曲线如图 3 及图 4 所示, 结果表明所设计的分数阶滑模面的阶次将影响系统的超调量、调节时间及稳态误差, 分数阶滑模面阶次越大, 系统超调量越大, 调节时间也越长, 但稳态误差越小; 分数阶滑模面阶次越小, 系统超调量越小, 调节时间也越短, 但稳态误差越大。

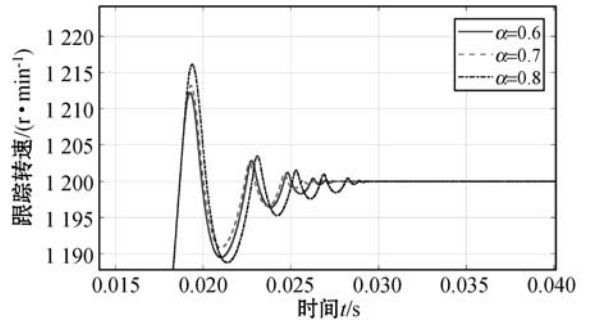


图 3 不同阶次 FOSMC 转速启动响应

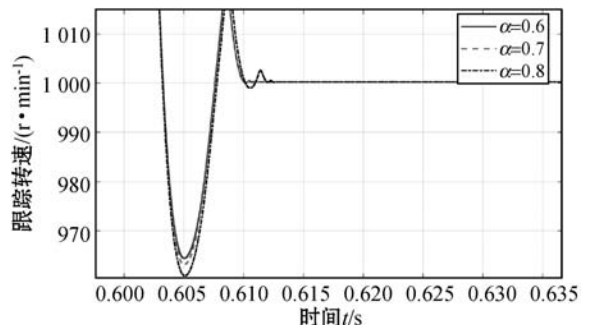


图 4 不同阶次 FOSMC 转速突变响应

电机转速跟踪对比结果如图 5 所示, 三条曲线分别为基于 RBF 网络分数阶滑模 (RBF-FOSMC)、基于 RBF 网络分数阶互补滑模 (RBF-CFOSMC) 和基于 RBF 网络整数阶互补滑模 (RBF-CSMC) 控制方法的速度跟踪曲线。仿真结果表明, 电机转速在三种方案下都能较

好地跟踪给定速度。0.4 s 时加入负载转矩 10 N · m，三种控制方法对系统的干扰抑制效果明显。

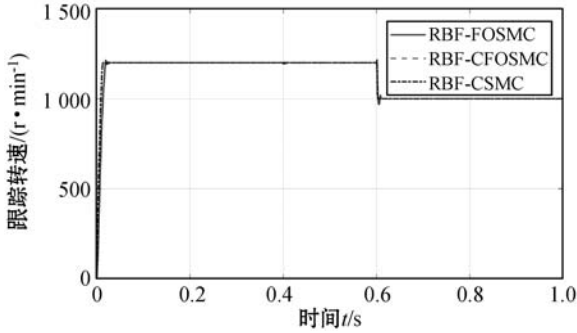


图 5 电机转速跟踪对比

初始时刻电机运行转速的比较结果如图 6 所示，结果表明互补滑模控制明显抑制了超调。图 7 表明在 0.4 s 加入外部干扰的情况下 RBF-CFOSMC 能明显抑制干扰，效果优于 RBF-CSMC 和 RBF-FOSMC。图 8 表明在 0.6 s 转速发生变化时 RBF-CFOSMC 及 RBF-CSMC 均有快速响应的性能，但能明显看到 RBF-CFOSMC 响应速度快于 RBF-CSMC。

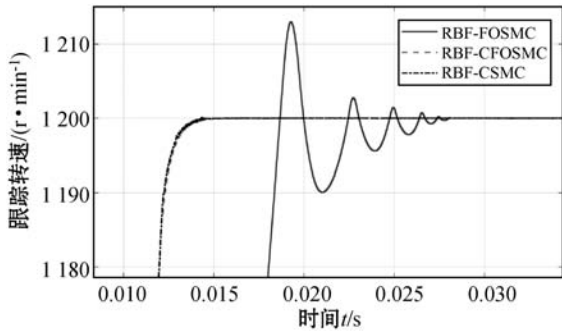


图 6 初始时刻电机转速比较

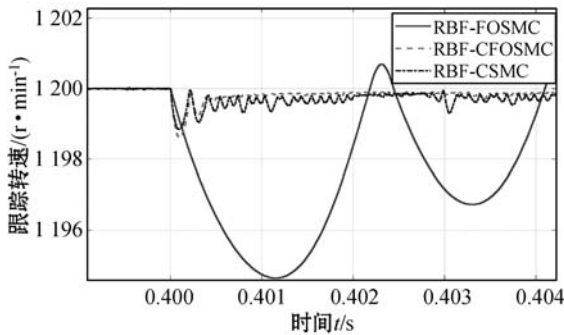


图 7 0.4 s 转速比较

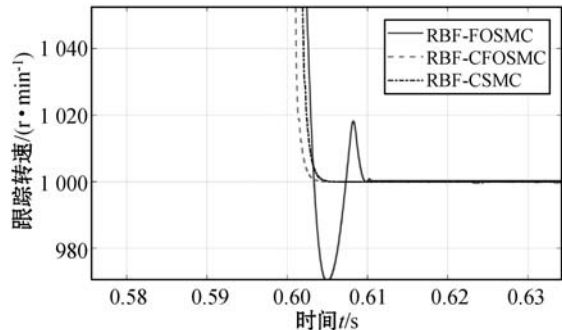


图 8 0.6 s 转速比较

改善抖振的情况如图 9 所示，结果表明抑制抖振情况 CFOSMC > CSMC > FOSMC，所设计的 CFOSMC 相对于传统整数阶互补滑模及常规分数阶滑模控制方法进一步削弱了抖振，且具有更好的快速转矩响应性能。

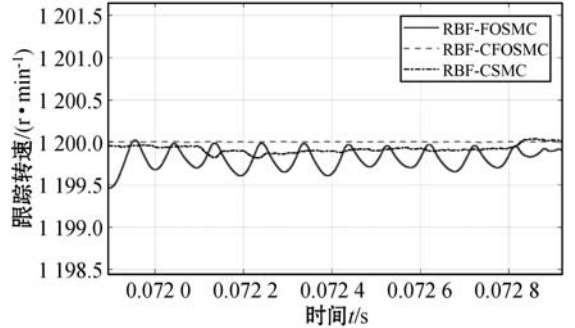


图 9 抖振性能比较

采用文献[10]所提出的方案设计的负载扰动观测器(DOB)，与本文所提出的 RBF 神经网络进行干扰抑制对比，在 0.4 s 时加入 10 N · m 的负载转矩，两种方案对干扰的抑制情况如图 10 所示。结果表明，两种方案都能有效抑制干扰，但本文所提出的 RBF 神经网络方案对不确定性干扰的抑制效果优于文献[10]所提出的扰动观测器方案，同时，在设计过程中无须假定不确定性干扰有界、连续或者一阶导数为 0 等假定条件，更具有实际意义。

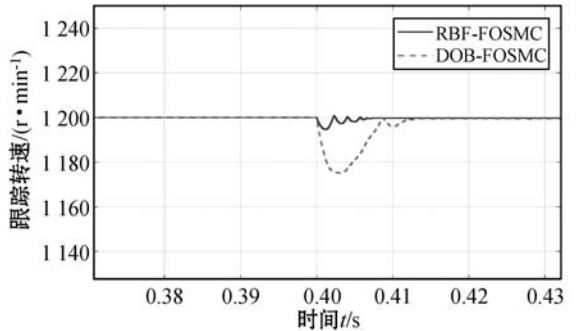


图 10 干扰抑制效果对比

图 11 表明三相电流幅值与电机转矩的变化相一致，且成正比例关系。当电机转速发生突变时，尖峰电流随之产生，电流的频率也与所给定的电机转速相对应。

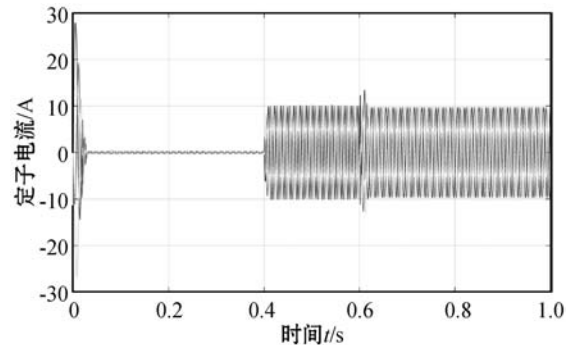


图 11 定子电流

图12表明电机转矩在0.4 s时能很好地跟踪外部给定的10 N·m负载转矩,转速在0.6 s时降低至1 000 r/min,使得转矩瞬态出现改变。

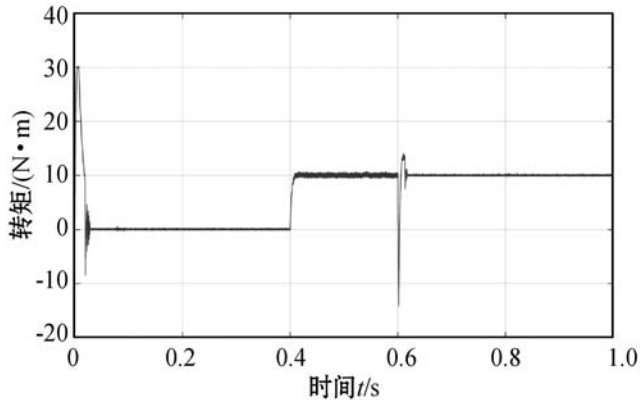


图12 电机转矩

综上,本文提出的PMSM速度跟踪控制方法,能较好地跟踪给定转速及电磁转矩,引入的RBF神经网络能有效地逼近不确定性干扰并进行干扰补偿,相对于传统滑模控制,分数阶互补滑模系统响应速度更快,超调更小,抑制负载干扰更强,通过调节分数阶导数的阶数 $\alpha$ 可以改变系统的收敛性,获得系统控制性能的提升。

## 5 结 语

本文采用RBF神经网络与滑模变结构相结合的控制方法,利用基于分数阶的互补滑模控制器实现电机系统动、静态跟踪性能,通过基于RBF神经网络的反馈控制器以补偿外部不确定的干扰,从而保证系统的快速响应性和鲁棒性。仿真结果表明,本文提出的方法控制效果明显,相对于传统的整数阶滑模控制方法具有更高的跟踪精度和响应速度,为提高PMSM的调速系统的动态品质提供了一种有效途径。

## 参 考 文 献

- [1] 邵文强,康尔良. 基于RBF神经网络的永磁同步电动机PID控制[J]. 微特电机,2018,46(11):75-78.
- [2] 侯利民,任一夫,王怀震,等. 永磁同步电机调速系统的滑模自抗扰控制[J]. 控制工程,2019,26(8):1460-1465.
- [3] 赵军勇,高华鑫,苏宁. 基于无速度传感器的PMSM反步终端滑模控制[J]. 计算机应用与软件,2019,36(1):132-136,175.
- [4] 钱浩,闫鹏,郭雷. 基于同步测速法的直驱PMSM速度伺服系统扰动补偿控制[J]. 中国电机工程学报,2015,35(5):3410-3416.
- [5] 张碧陶,皮佑国. 基于分数阶滑模控制技术的永磁同步电机控制[J]. 控制理论与应用,2012,29(9):1193-1197.
- [6] 郑美茹,王圣,王丰,等. 基于分数阶次符号函数的永磁同步电机滑模控制技术[J]. 电工技术学报,2017,32(9):56-62.
- [7] 韩吉霞,马飞越,佃松宜,等. 基于非线性干扰观测器不确定系统的终端滑模控制[J]. 电光与控制,2020,27(2):29-34.
- [8] Lan Y H, Zhou L. Backstepping control with disturbance observer for permanent magnet synchronous motor[J]. Journal of Control Science and Engineering, 2018, 2018:4938389.
- [9] 淡宁,袁宇浩,冯进. 基于快速STA与扰动观测器的PMSM滑模控制[J]. 计算机仿真,2020,37(10):173-178.
- [10] Lu X Q, Lin H Y, Han J L. Load disturbance observer-based control method for sensorless PMSM drive[J]. IET Electric Power Applications,2015:735-743.
- [11] Podlubny I. Fractional differential equations[M]. New York: Academic Press,1999.
- [12] Lan Y H, Zhou Y. LMI-based robust control of fractional-order uncertain linear systems[J]. Computers and Mathematics with Applications,2011,62(3):1460-1471.
- [13] Duarte-Mermoud M A, Aguila-Camacho N, Gallegos J A, et al. Using general quadratic Lyapunov functions to prove Lyapunov uniform stability for fractional order systems[J]. Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation,2015,22(1/3):650-659.
- [14] 李政,胡广大,崔家瑞,等. 永磁同步电机调速系统的积分型滑模变结构控制[J]. 中国电机工程学报,2014,34(3):431-437.
- [15] 刘金琨. RBF神经网络自适应控制MATLAB仿真[M]. 北京:清华大学出版社,2014.
- [16] 赵希梅,赵久威. 永磁直线同步电机的互补滑模变结构控制[J]. 中国电机工程学报,2015,35(10):2552-2557.
- [17] 赵希梅,赵久威. 永磁直线同步电机的智能互补滑模控制[J]. 电工技术学报,2016,31(23):9-14.
- [18] 窦立谦,冀然. 基于神经网络的非线性气动弹性系统辨识[J]. 计算机应用与软件,2017,34(6):236-241.
- [19] 李大宇,李懂,靳其兵. 不确定系统的滑模与自抗扰控制方法[J]. 上海交通大学学报,2016,50(6):917-922.
- [20] 崔家瑞,高江峰,张波,等. 永磁同步电机滑模变结构鲁棒控制[J]. 电机与控制学报,2016,20(5):84-89.