

本文全文线上首发由
上海电机系统节能工程技术
研究中心有限公司

支持

战家治, 崔皆凡.
基于神经网络的两相混合式步进电机
反步控制.
电机与控制应用, 2022, 49(1): 28.

MTST系列 电机型式试验系统



MTST系列 电机型式试验系统①



MTST系列 电机型式试验系统②



MTST系列 电机型式试验系统③



MTST系列 电机型式试验系统④



MTST系列 电机型式试验系统⑤

CS-XY型电机出厂试验测试系统



DZC系列电机定子性能综合测试仪



Tz型电机堵转转矩测试仪



RZJ系列绕组匝间冲击耐电压测试仪



SEARI
上電科



上科电机

地址: 上海市武宁路505号 传真: 021-62163904

电话: 021-62574990-436、18918357509

邮编: 200063

邮箱: wangcj@seari.com.cn

上海电机系统节能工程技术研究中心有限公司 www.seari.com.cn

基于神经网络的两相混合式步进电机反步控制

战家治, 崔皆凡

(沈阳工业大学 电气工程学院, 辽宁 沈阳 110000)

摘要: 两相混合式步进电机是一个非线性、多变量、强耦合的系统。针对两相混合式步进电机开环控制定位精度低的问题,提出了一种基于径向基函数(RBF)神经网络的反步控制方法,该方法克服了单一反步控制对非线性系统控制参数选取困难的缺点,利用RBF神经网络的万能逼近特性,对电机运行过程中的不确定因素进行补偿,使其不过于依赖反步控制器所选取的参数,同时引入高斯基函数和自适应律,能够较好地对其中的非线性项进行逼近。利用神经网络与反步控制方法的结合,有效提高了两相混合式步进电机控制的位置跟踪精度和稳态性能。

关键词: RBF神经网络;两相混合式步进电机;反步控制

中图分类号: TM383.6 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2022)01-0028-06

doi: 10.12177/emca.2021.157

Backstepping Control of Two-Phase Hybrid Stepping Motor Based on Neural Network

ZHAN Jiazhi, CUI Jiefan

(School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang 110000, China)

Abstract: The two-phase hybrid stepping motor is a nonlinear, multi-variable and strongly coupled system. Aiming at the problems of simple open-loop control structure and low positioning accuracy of two-phase hybrid stepping motor, a backstepping control method based on radial basis function (RBF) neural network is proposed. The control method overcomes the shortcomings of traditional backstepping control for nonlinear control, uses the universal approximation property of RBF neural network to compensate for the uncertainties in motor operation. Meanwhile, Gaussian basis function and adaptive law are introduced, which can make the RBF neural network better compensate for the uncertainties in motor operation. The combination of neural network and backstepping control methods effectively improves the position tracking accuracy and steady-state performance of the two-phase hybrid stepping motor control.

Key words: RBF neural network; two-phase hybrid stepping motor; backstepping control

0 引言

两相混合式步进电机因其独特的优势,常应用于工业制造、自动化、军事、航空航天等领域,如机器人、机械手臂、印刷包装设备、数控机床、精密仪器、雷达装置等,步进电机具有广阔的发展前景^[1-2]。在一般运行条件下,步进电机直接使用开环控制就能得到较好的运行特性,同时开环系

统具有结构简单、维护方便等优点。但开环控制系统存在振荡区,跟踪精度不高,且对系统突加负载,步进电机可能产生失步、堵转等问题,除此之外,电机性能不仅易受负载变化影响,而且运行时还会受参数扰动、摩擦阻力因素以及运行温度等影响,使实现对步进电机的精确控制的难度增大。传统的PID控制难以满足步进电机实现高精度位置跟踪的要求。因此,需要设计一种控制器使

收稿日期: 2021-11-18; 收到修改稿日期: 2021-12-06

作者简介: 战家治(1998—),男,硕士研究生,研究方向为特种电机及其控制。

系统具有较强的位置跟踪性能以及较高的响应速度。

反步设计法的基本思想是将复杂的非线性系统分解成不超过系统阶数的子系统,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”到整个系统,将其集成起来完成整个控制律的设计。

目前已有文献对反步控制方法进行研究,例如,文献[3]设计了一种鲁棒反步控制器,提高了永磁同步直线电机的鲁棒性,并且解决了高频噪声等问题。文献[4]将自适应控制与反步控制用于内置式永磁同步电机(PMSM)控制中,可以改善系统的抗干扰性。文献[5]将系统辨识与反步控制结合,提高了伺服系统的鲁棒性和转速稳定性,但是整个系统设计比较复杂。文献[6]设计了一种带有积分环节的反步自适应控制器并运用在 PMSM 上,验证了在速度方面具有较好的鲁棒性。文献[7]将鲁棒控制与反步控制相结合,提高了永磁同步直线电机的跟踪精度,但仍存在一定的跟踪误差。文献[8]采用了自学习滑模与自抗扰反步结合的控制方法,虽然具有较好的抗干扰性,但跟踪精度仍不理想。文献[9]将神经网络与反步控制结合,并运用到 PMSM 中,得到了较好的位置跟踪效果。

本文研究的两相混合式步进电机是一个具有非线性、多变量的系统,为了改善两相混合式步进电机的跟踪性能,本文在已有的两相混合式步进电机数学模型基础上,提出了考虑电机电阻变化、黏滞系数变化以及负载扰动情况下的两相混合式步进电机数学模型,并在单一反步控制的基础上引入了径向基函数(RBF)神经网络和自适应率,提出了基于 RBF 神经网络自适应反步控制策略,利用 RBF 神经网络逼近系统的非线性部分,以抑制系统非线性的影响,同时设计自适应率,对神经网络的权值进行实时调整,使反步控制器不至于依赖参数的选取,达到对变化对象、随机扰动等因素的良好控制效果,使系统具有较高位置跟踪精度。

1 步进电机数学模型

假设磁路线性且不饱和,忽略定子端部和极间漏磁,忽略定子轭部和极身磁阻,忽略永磁体

漏磁。

则两相混合式步进电机在 $d-q$ 坐标下的电压方程为^[10]

$$\begin{cases} U_d = L_d \frac{di_d}{dt} - L_q i_q \omega_r + R_s i_d \\ U_q = L_q \frac{di_q}{dt} - L_d i_d \omega_r + R_s i_q + M_{sr} I_m \omega_r \end{cases} \quad (1)$$

式中: i_d 和 i_q 为 $d-q$ 坐标系下的直交轴电流; U_d 和 U_q 为 $d-q$ 坐标系下的直交轴电压; R_s 为定子每相电阻; ω_r 为转子的电角速度; M_{sr} 为定转子之间互感的最大值, I_m 为假定把永磁体的磁场等效为转子电流建立的磁场的电流值。

(1) 考虑电动机运行时温度对电阻的影响,用 $R+R_0$ 代替 R_s ^[11]:

$$\begin{cases} U_d = L_d \frac{di_d}{dt} - L_q i_q \omega + R i_d + R_0 i_d \\ U_q = L_q \frac{di_q}{dt} - L_d i_d \omega + R i_q + R_0 i_q M_{sr} I_m \omega \end{cases} \quad (2)$$

(2) 电磁转矩表示为

$$T_e = T_{e0} + T_h + T_c \quad (3)$$

式中: T_{e0} 为基本电磁转矩; T_h 为谐波转矩; T_c 为齿隙转矩。

(3) 考虑到电机负载变化、转动惯量和摩擦系数等对机械方程的影响,则:

$$\begin{cases} \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \\ \frac{d\omega_r}{dt} = -\frac{B}{J} \omega_r - \frac{T_L}{J} + \frac{T_\theta}{J} \end{cases} \quad (4)$$

考虑到电机负载变化 $T_L = T_{L0} + \Delta T_L$,转动惯量的变化 $J = J_0 + \Delta J$,黏滞阻尼系数的变化 $B = B_0 + \Delta B$ 。则

$$\begin{aligned} \frac{d\omega_r}{dt} = & -\frac{B_0}{J_0} \omega_r - \Delta \frac{B}{J} \omega_r - \frac{T_{L0}}{J_0} - \\ & \Delta \frac{T_L}{J} + \frac{T_\theta}{J_0} + \Delta \frac{T_\theta}{J} \end{aligned} \quad (5)$$

式中: $\Delta \frac{T_c}{J}$ 为由转动惯量变化引起的不确定项;

$\Delta \frac{T_L}{J}$ 为由负载转矩和转动惯量变化引起的不确定

项; $\Delta \frac{B}{J} \omega_r$ 为摩擦系数和转动惯量变化引起的不确定项。

综合式(2)、式(3)和式(5),可得两相混合式步进电机的数学模型:

$$\begin{cases} \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \\ \frac{d\omega_r}{dt} = -\frac{B_0}{J_0}\omega_r - \Delta\frac{B}{J}\omega_r + \frac{1}{2J_0}p\psi_m i_q - \left(\frac{T_\theta}{J_0} + \frac{T_c}{J_0} + \Delta\frac{T_\theta}{J}\right) \cdot \sin(2p\theta) - \frac{T_{L0}}{J_0} - \Delta\frac{T_L}{J} \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}i_d - \frac{p\omega_r L_d}{L_q}i_d - \frac{M_{sr}I_m p\omega_r}{L_q} + \frac{1}{L_q}U_q \\ \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{p\omega_r L_q}{L_d}i_q + \frac{1}{L_d}U_d \end{cases} \quad (6)$$

式中: p 为齿极对数。

2 基于 RBF 的反步控制器设计

因为两相混合式步进电机是一个典型的二阶非线性系统^[12],其状态方程可写为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x) + g(x)u \end{cases} \quad (7)$$

式中: x_1 和 x_2 为系统的状态变量, x_1 为电机运行的转子位置 θ , x_2 为电机转动的角速度 ω_r 。

控制目标是使输出 x_1 跟踪期望轨迹 x_d ,并且所有的信号有界。 u 为控制输入矢量; $f(x)$ 是包含参数或非参数不确定性的非线性函数矢量,是需要利用 RBF 神经网络逼近的部分; $g(x)$ 为与电机有关的系数。 $f(x)$ 、 $g(x)$ 的表达式为

$$\begin{cases} f(x) = -\left(\frac{B_0}{J_0} + \Delta\frac{B}{J}\right)\omega_r - \left(\frac{T_\theta}{J_0} + \frac{T_c}{J_0} + \Delta\frac{T_\theta}{J}\right) \cdot \sin(2p\theta) - \frac{T_{L0}}{J_0} - \Delta\frac{T_L}{J} \\ g(x) = \frac{1}{2J_0}p\psi_m \end{cases} \quad (8)$$

定义角度误差为 $z_1 = x_1 - x_d$,其中 x_d 为指令信号,则:

$$\dot{z}_1 = \dot{x}_1 - \dot{x}_d = x_2 - \dot{x}_d \quad (9)$$

基本的反演控制方法设计步骤如下:

第一步。定义 Lyapunov 函数

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

求导得:

$$\dot{V}_1 = z_1 \dot{z}_1 = z_1(x_2 - \dot{x}_d) \quad (11)$$

取 $x_2 = -c_1 z_1 + \dot{x}_d + z_2$,其中 $c_1 > 0$, z_2 为虚拟控制量,即 $z_2 = x_2 + c_1 z_1 - \dot{x}_d$ 。则:

$$\dot{V}_1 = -c_1 z_1^2 + z_1 z_2 \quad (12)$$

如果 $z_2 = 0$,则 $\dot{V}_1 \leq 0$ 。为此,需要进行下一步设计。

第二步。定义 Lyapunov 函数

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}z_2^2 \quad (13)$$

求导得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + z_2 \dot{z}_2 = -c_1 z_1^2 + z_1 z_2 + \\ & z_2 [f(x) + g(x)u + c_1 \dot{z}_1 - \ddot{x}_d] \end{aligned} \quad (14)$$

要使 $\dot{V}_2 \leq 0$,则控制器应设计为

$$u = \frac{1}{g(x)} \cdot [-f(x) - c_1 \dot{z}_1 + \ddot{x}_d - c_2 z_2 - z_1] \quad (15)$$

c_1, c_2 为反步控制器所选参数,并无实际物理意义。

将式(8)代入式(15)中可得:

$$\begin{aligned} u &= \frac{2J_0}{p\psi_m} \cdot \left[\left(\frac{B_0}{J_0} + \Delta\frac{B}{J} \right) \omega_r + \left(\frac{T_\theta}{J_0} + \frac{T_c}{J_0} + \Delta\frac{T_\theta}{J} \right) \sin(2p\theta) + \frac{T_{L0}}{J_0} + \right. \\ & \left. \Delta\frac{T_L}{J} - c_1 \dot{z}_1 + \ddot{x}_d - c_2 z_2 - z_1 \right] \end{aligned} \quad (16)$$

式中: $c_2 \geq 0$ 。

则有:

$$\dot{V}_2 = -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 \leq -\lambda V_2 \leq 0 \quad (17)$$

由式(17)可得, $V_2(t) \leq e^{-\lambda t} V_2(0)$,如果 $t \rightarrow \infty$,则 $z_1 \rightarrow 0, z_2 \rightarrow 0$ 且指数收敛,从而 $x_1 \rightarrow x_d$,且指数收敛, x_2 有界。

模型中 $f(x)$ 是来自步进电机运行各个方面的不确定因素,是非线性项,包括电机运行时的温度变化、黏滞系数以及摩擦阻力变化等,影响着电机的响应速度、稳态误差、跟踪精度。由于 $f(x)$ 是一个不确定项,本文采用 RBF 神经网络进行逼近。

3 RBF 神经网络设计

RBF 神经网络结构选取 2-5-1, 隐含层引入高斯基函数作为网络函数, 整个神经网络的网络算法为

$$\begin{cases} h_j = \exp\left(-\frac{\|x - c_j\|^2}{2b_j^2}\right) \\ f = \mathbf{W}^{*T} \mathbf{h}(x) + \varepsilon \end{cases} \quad (18)$$

式中: x 为网络的输入, 分别为电机运行的转子位置 θ 和角速度 ω_r ; j 为隐含层第 j 个节点; c_j 为高斯基函数第 j 个神经元的中心向量; b_j 为高斯基函数第 j 个神经元的基宽; $\mathbf{h} = [h_j]^T$ 为网络的高斯基函数的输出; $\mathbf{W}^*$ 为网络的理想权值; ε 为网络的逼近误差, $\varepsilon \leq \varepsilon_N$; ε_N 为规定最小误差。

网络输入取 $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2]^T$, 则网络输入为

$$\hat{f}(x) = \hat{\mathbf{W}}^T \mathbf{h}(x) \quad (19)$$

取 $\hat{\mathbf{W}} = \hat{\mathbf{W}} - \mathbf{W}^*$, 则

$$\begin{aligned} f(x) - \hat{f}(x) &= \\ \mathbf{W}^{*T} \mathbf{h}(x) + \varepsilon - \hat{\mathbf{W}}^T \mathbf{h}(x) &= \\ -\mathbf{W}^T \mathbf{h}(x) + \varepsilon \end{aligned} \quad (20)$$

4 控制算法设计与分析

采用 RBF 神经网络逼近 $f(x)$, 根据式 (15), 此时的控制律为

$$\begin{aligned} u &= \frac{1}{g(x)} [-\hat{f}(x) - c_1 z_1 + \\ &\ddot{x}_d - c_2 z_2 - z_1 - \eta \operatorname{sgn}(z_2)] \end{aligned} \quad (21)$$

式中: $\eta \geq 0$ 。

根据上述分析, 重新设计 Lyapunov 函数如下

$$V = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2\gamma} \tilde{\mathbf{W}}^T \tilde{\mathbf{W}} \quad (22)$$

式中: $\gamma \geq 0$ 。

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -c_1 z_1^2 + z_1 z_2 + z_2 \cdot \\ &[f(x) + g(x)u + c_1 z_1 - \ddot{x}_d] + \frac{1}{\gamma} \mathbf{W}^T \tilde{\mathbf{W}} = \\ &-c_1 z_1^2 + z_1 z_2 + \frac{1}{\gamma} \mathbf{W}^T \tilde{\mathbf{W}} \cdot \\ &z_2 [f(x) - \hat{f}(x) - \eta \operatorname{sgn}(z_2)] = \\ &-c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 + \frac{1}{\gamma} \mathbf{W}^T \tilde{\mathbf{W}} \cdot \\ &z_2 [-\mathbf{W}^T \mathbf{h}(x) + \varepsilon - \eta \operatorname{sgn}(z_2)] = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &-c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 + \mathbf{W}^T \left[-z_2 \mathbf{h}(x) + \frac{1}{\gamma} \tilde{\mathbf{W}} \right] + \\ &z_2 \varepsilon - \eta |z_2| \end{aligned} \quad (23)$$

取自适应律为

$$\dot{\tilde{\mathbf{W}}} = \gamma z_2 \mathbf{h}(x) \quad (24)$$

取 $\eta \geq \varepsilon_N$, 则

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 + z_2 \varepsilon - \eta |z_2| \leq \\ &-c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 \leq 0 \end{aligned} \quad (25)$$

由于 $V \geq 0$, 则 $\dot{V} \geq 0$, 从而 z_1, z_2 和 $\tilde{\mathbf{W}}$ 有界。由于当且仅当 $z_1 = z_2 = 0$ 时, $\dot{V} = 0$, 即当 $\dot{V} = 0$ 时, $z_1 = z_2 = 0$, 根据 LaSalle 不变性原理, 闭环系统渐进稳定, 即当 $t \rightarrow \infty$ 时, $z_1 \rightarrow 0$ 且 $z_2 \rightarrow 0$, 从而 $x_1 \rightarrow x_d$ 。

5 仿真分析

为了验证 RBF 神经网络与反步控制结合在两相混合式步进电机上的控制效果, 一般进行可仿真实验。所采用的电机参数如表 1 所示。

表 1 电机的基本参数

参数名称	参数值
步进角/(°)	1.8
d 轴电感/H	0.012
q 轴电感/H	0.012
总惯量/(kg · m ²)	0.003 52
齿极对数	50
相电阻/Ω	0.67
最大磁链/(V · s)	0.005

针对上述电机, 设计基于 RBF 神经网络的步进电机反步控制系统如图 1 所示。

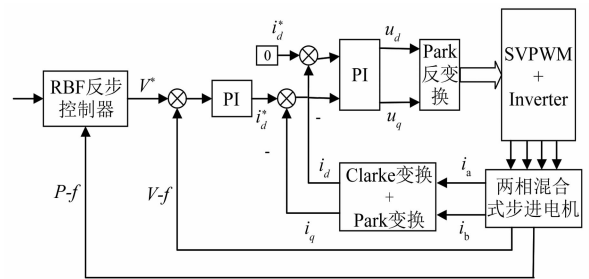


图 1 RBF 反步控制系统模型

仿真分别在空载和负载条件下, 对电机位置施加正弦信号和阶跃信号进行试验。RBF 反步控制器参数如表 2 所示。

表 2 RBF 反步控制器参数

参数名称	参数值
c_1	6 000
c_2	8 000
b	1
γ	0.5
η	0.1

对电机施加幅值为 3 rad 的正弦位置信号,仿真时间为 10 s,根据图 2 所示的电机位置波形所示,基于 RBF 神经网络的反步控制器的位置波形能较好地跟踪给定的位置信号,而单一反步控制器波形不平滑,且跟踪误差较大。

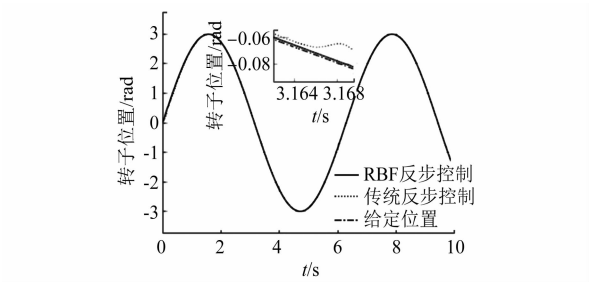


图 2 正弦位置波形

图 3 和图 4 所示的分别是 RBF 反步控制和单一反步控制的正弦位置误差波形,可以看出,基于 RBF 神经网络的反步控制的位置误差较小,且波动较小,最大误差为 0.001 52 rad。而单一反步控制的位置误差较大,最大误差为 0.111 8 rad。相比之下,改进反步控制最大位置误差仅占单一反步控制位置误差的 2%。

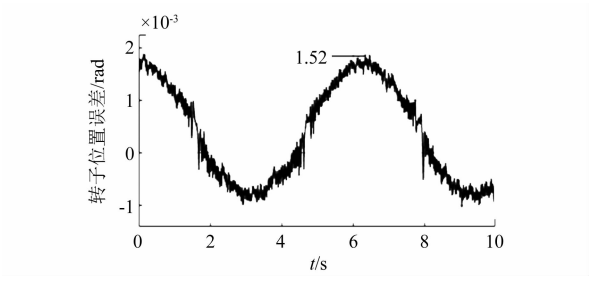


图 3 正弦信号下基于 RBF 反步控制位置误差波形

图 5 所示的是电机带 10 N·m 负载,从 0 运行到 10 rad 的阶跃波形图像,可以看出,加入 RBF 的控制系统比单一反步控制系统的稳态误差小,且响应时间较短。

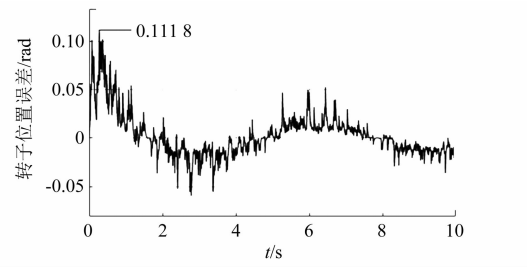


图 4 正弦信号下单一反步控制正弦误差波形

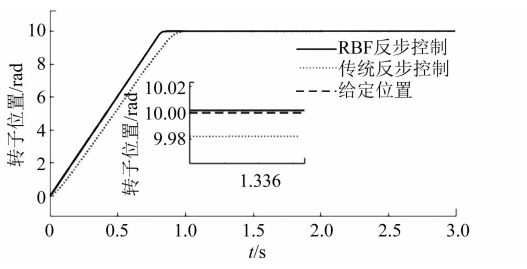


图 5 阶跃波形

图 6 和图 7 所示的分别是 RBF 反步控制和单一反步控制的位置误差波形,可以看出 RBF 反步控制系统响应时间为 0.885 s,与单一反步控制系统响应时间 1 s 相比,响应时间缩短了 0.115 s,且 RBF 反步控制系统稳态误差为 -0.001 913 5 rad,与单一反步控制系统的 0.2 rad 相比减少了 0.198 086 5 rad,仅占单一反步控制系统稳态误差的 0.01%,并且单一反步控制系统存在一定的波动。而改进反步控制系统基本无波动。由此可知,基于 RBF 神经网络的反步控制器与单一反步控制器相比,具有较短的响应时间和较好的位置跟踪效果。

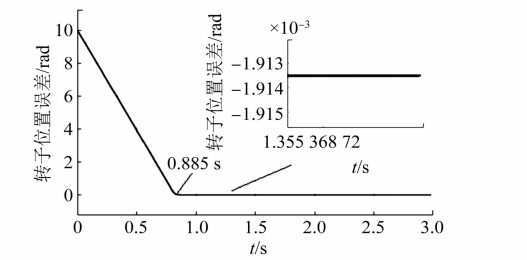


图 6 RBF 反步控制阶跃误差波形

6 试验研究

为了验证 RBF 神经网络优化反步控制器的可行性,搭建了步进电机试验平台,试验平台控制

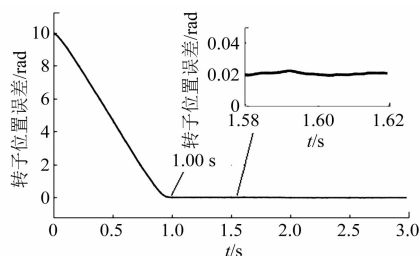


图7 单一反步控制阶跃误差波形

对象是 57 式两相混合式步进电机, 步进角是 1.8° , 主控芯片是 STM32F103ZET6。试验平台以 STM32 作为主控模块, 系统主要硬件包括电源模块、控制模块、TB67S109A 驱动模块、编码器反馈模块、接口模块(包含 SWD 接口、串口转换电路)、丝杠滑台以及步进电机组成。



图8 步进电机控制系统试验装置

电机设定给定位置为 100 mm, 图 9、图 10 分别为改进前后电机空载位置波形误差。可知, 优化后的反步控制器响应时间更短, 约为 0.4 s, 且稳态误差也较小。

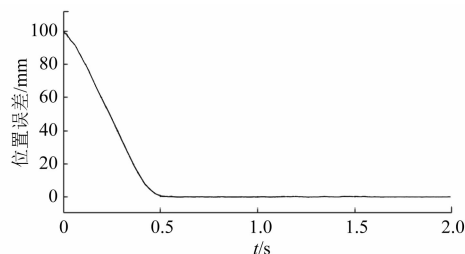


图9 单一反步控制位置误差波形

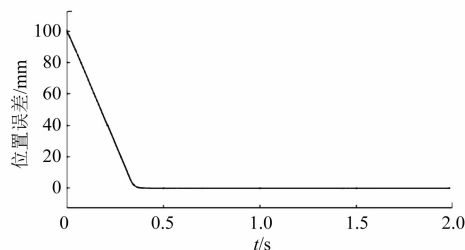


图10 基于 RBF 反步控制位置误差波形

图 11、图 12 分别优化前后, 电机带载 5 N 时的位置误差波形。可知, RBF 优化后的反步控制器响应时间明显减小, 约为 0.5 s, 且跟踪性能明显优于单一的反步控制器。

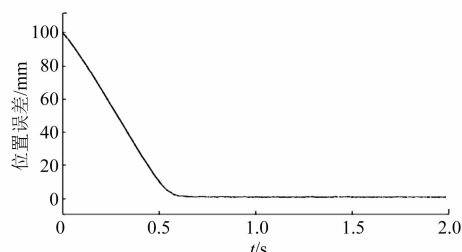


图11 单一反步控制带载位置误差波形

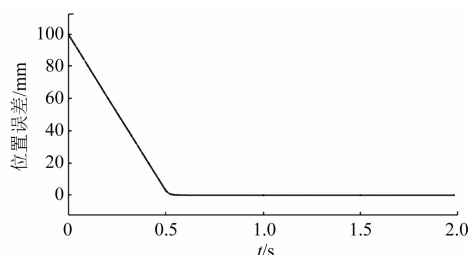


图12 基于 RBF 反步控制带载位置误差波形

7 结 语

为了提升两相混合式步进电机控制性能, 本文在已有的两相混合式步进电机数学模型基础上, 提出了考虑电机电阻变化, 黏滞系数变化以及负载扰动情况下的两相混合式步进电机数学模型, 并提出了一种基于 RBF 神经网络的反步控制方法, 在单一的反步控制的基础上引入了 RBF 神经网络来对系统中的非线性项进行逼近, 同时引入自适应律对神经网络中的高斯基函数权值进行在线调整。通过与单一反步控制进行对比, 证明改进后的反步控制策略, 跟踪精度明显提高, 同时加快了系统响应速度, 设计结果通过仿真与试验得到了验证。

【参考文献】

- [1] 坂本正文. 步进电机应用技术[M]. 王自强, 译. 北京: 科学出版社, 2010.
- [2] 何航. 仿生眼用两自由度混合式步进电机及其驱动系统研究[D]. 济南: 山东大学, 2019.

(下转第 55 页)

- [2] 陈栋,王敏,易靓,等. 磁齿轮复合永磁电机综述[J]. 电机与控制应用,2015,42(3): 1.
- [3] ZHU Z Q, LIU Y. Analysis of air-gap field modulation and magnetic gearing effect in fractional-slot concentrated-winding permanent magnet synchronous machines [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2018,65(5): 3688.
- [4] KIM B, LIPO T A. Operation and design principles of a PM vernier motor [J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2014,50(6): 3656.
- [5] WANG Q, NIU S, YANG S. Design optimization and comparative study of novel magnetic-gear permanent magnet machines [J]. IEEE Transactions on Magnetics,2017,53(6): 8104204.
- [6] ZHOU K, GE Y, YANG J. Analysis and experimental verification of a novel field modulated permanent magnet gear machine [J]. IET Electric Power Applications,2020,14(7): 1134.
- [7] WEN H, CHENG M, JIANG Y, et al. Analysis of airgap field modulation principle of flux guides [J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2020,56(5): 4758.
- [8] ZOU T, LI D, CHEN C, et al. A multiple working harmonic PM vernier machine with enhanced flux-modulation effect [J]. IEEE Transactions on Magnetics,2018,54(11): 8109605.
- [9] WU Z, ZHU Z Q, ZHAN H. Comparative analysis of partitioned stator flux reversal PM machine and magnetically geared machine operating in stator-PM and rotor-PM modes [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion,2017,32(3): 903.
- [10] ALLAHYARI A, TORKAMAN H. A novel high-performance consequent pole dual rotor permanent magnet vernier machine [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion,2020,35(3): 1238.
- [11] 程明,文宏辉,花为,等. 电机气隙磁场调制统一理论及其典型应用[J]. 中国电机工程学报,DOI:10.13334/j. 0258-8013. psee. 211703.
- [12] 陈磊,高宏伟,柴凤,等. 小型无刷直流电动机振动与噪声的研究[J]. 中国电机工程学报,2006,26(24): 148.
- [13] LI H, ZHU Z Q, LIU Y. Optimal number of flux modulation pole in vernier permanent magnet synchronous machines [J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2019,55(6): 5747.
- [14] CHENG M, WEN H, HAN P, et al. Analysis of airgap field modulation principle of simple salient poles [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2019,66(4): 2628.

(上接第 33 页)

- [3] 陈志翔,高钦和,谭立龙,等. 永磁直线同步电机伺服系统鲁棒反步控制器设计[J]. 电机与控制应用,2017,44(11): 32.
- [4] 林立,易斯卿,王翔,等. 内置式永磁同步电机自适应反步控制研究[J]. 电子制作,2020(15): 62.
- [5] 吴晶,朱孝勇,左月飞,等. 大粘滞摩擦因数的永磁伺服系统自适应反步控制[J]. 电机与控制应用,2017,44(12): 30.
- [6] 杨启涯,庄海,张颖杰. 永磁同步电机积分反步自适应控制[J]. 电机与控制应用,2018,45(8): 15.
- [7] 陈志翔,高钦和,谭立龙,等. 永磁直线同步电机伺服系统鲁棒反步控制器设计[J]. 电机与控制应用,2017,44(11): 32.
- [8] 孟祥恩. 永磁同步电机的自适应反步和滑模自抗扰控制的实验研究[D]. 青岛: 青岛大学,2019.
- [9] XUE W, ZHANG M, WANG R. Synchronization of fractional-order PMSM chaotic model based on backstepping control method [C] // 2017 9th International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC 2017),2017.
- [10] 汪全伍. 两相混合式步进电机高性能闭环驱动系统研究[D]. 杭州: 浙江理工大学,2017.
- [11] 王世剑,孙红江,王佳伟,等. 含齿隙转台伺服系统的 RBF 神经网络反步控制[J]. 现代制造工程,2021(5): 39.
- [12] 刘金琨. RBF 神经网络自适应控制及 MATLAB 仿真[M]. 2 版. 北京: 清华大学出版社,2019.