

引用格式:殷劲松,王荣林,高强,等.基于神经网络自抗扰控制的交流伺服系统分数阶控制[J].电光与控制,2019,26(5):20-25. YIN J S, WANG R L, GAO Q, et al. Fractional order PID of AC servo system based on neural network active disturbance rejection control[J]. Electronics Optics & Control, 2019, 26(5):20-25.

基于神经网络自抗扰控制的交流伺服系统分数阶控制

殷劲松^a, 王荣林^b, 高强^b, 张唯^a

(南京理工大学, a. 泰州科技学院, 江苏 泰州 225300; b. 机械工程学院, 南京 210094)

摘要:针对某火箭炮交流伺服系统存在惯性力矩、摩擦、变负载及不同工况下内外扰动等复杂非线性,传统的PID控制方法难以得到良好性能指标的问题,在分析火箭炮交流伺服系统组成的基础上,建立其系统数学模型,并设计一种基于神经网络自抗扰控制(ADRC)的分数阶PID(FOPID)控制器;为减少该控制器参数计算量以及提高其动态性能特性,引入RBF神经网络控制算法,对FOPID控制器的积分阶次和微分阶次实时在线自整定。数值仿真实验结果表明:该控制策略能够有效抑制位置扰动,具有修复到位快、响应速度快、无超调等优点。

关键词:火箭炮;交流伺服系统;永磁同步电机;自抗扰控制;分数阶控制;RBF神经网络

中图分类号: TP273 **文献标志码:** A **doi:**10.3969/j.issn.1671-637X.2019.05.004

Fractional Order PID of AC Servo System Based on Neural Network Active Disturbance Rejection Control

YIN Jin-song^a, WANG Rong-lin^b, GAO Qiang^b, ZHANG Wei^a

(Nanjing University of Science and Technology, a. School of Taizhou, Taizhou 225300, China;

b. School of Mechanical Engineering, Nanjing 210094, China)

Abstract: In the AC servo system of a rocket launcher, it is difficult for the traditional PID control method to get good performance due to the complex nonlinearity of the moment of inertia, friction, variable loads and internal and external disturbances under different working conditions. To solve the problem, we established the mathematical model of the AC servo system of rocket launcher according to its composition, and designed a Fractional Order PID (FOPID) controller based on neural network Active Disturbance Rejection Control (ADRC). In order to reduce the parameters' calculation cost of the fractional order controller and improve its dynamic performance, a control algorithm of Radical Basis Function (RBF) neural network is adopted for on-line self-tuning of the two parameters of FOPID, integral order and differential order. The simulation test results show that the control strategy can effectively suppress the position disturbance with fast response speed and no overshoot.

Key words: rocket launcher; AC servo system; permanent magnet synchronous motor; active disturbance rejection control; fractional order control; radical basis function neural network

0 引言

某舰载火箭炮工作时负载环境变化复杂,燃气流冲击力矩、惯性力矩、摩擦力矩等非线性因素对其位置伺服系统存在严重干扰,加之永磁同步电机(PMSM)本身就是一种非线性、强耦合的复杂系统,这些综合因

素严重制约了火箭炮射速、跟踪稳定精度等性能。PMSM具有结构简单、能量密度高、易于控制和精度高等特点,在数控机床、机器人、炮控系统等领域应用广泛^[1-3]。

由于舰载火箭炮位置伺服系统存在固有的非线性因素,传统PID控制算法不能满足高精度伺服系统的控制性能要求^[4-6]。随着非线性控制理论的高速发展,针对抑制非线性因素和内外干扰,实现控制系统高精度、强鲁棒性控制,国内外学者进行了大量有效的研究,提出了许多先进的控制策略,如模糊控制、自抗扰控制(ADRC)、自适应控制、滑模控制、鲁棒控制、分数阶PID

收稿日期:2018-06-06 修回日期:2019-04-03

基金项目:国家自然科学基金(51305205)

作者简介:殷劲松(1973—),男,江苏泰州人,学士,高工,研究方向为机电一体化设备的设计制造、诊断与维护。

控制(Fractional Order PID, FOPID)等^[7-10],上述控制策略有效地提高了交流位置伺服系统的控制性能。

韩京清科研团队提出自抗扰控制理论,较好地克服了内外负载扰动对控制系统的影响,取得了优良的控制效果,得到了国内外学者的高度重视。ADRC控制思想为:扩张状态观测器(ESO)对被控对象的未建模动态和内外扰动进行估计,实时有效地补偿^[11]。文献[12-13]将自抗扰控制应用于炮控系统,取得了较好的控制效果。

分数阶微积分(FC)具有无限维度、遗忘性记忆等优良特性,其将传统的整数微积分阶次拓宽到任意实数。当前国内外学者取得的科研成果表明,分数阶控制能够精确地描述控制系统的动态特性,且其对外部干扰不敏感,对非线性控制系统具有较高的科研价值^[14-18]。

由于ADRC需要设定的参数达数十个,且只有参数设定合理,才能取得优良的控制效果,而这些不利因素直接影响了ADRC在工程中的应用。为了解决这一问题,实现炮控系统的高性能控制,本文利用自抗扰控制器较强的抗干扰能力和分数阶控制技术优秀的动态性能,设计了一种基于神经网络ADRC的FOPID控制策略,通过引入RBF神经网络方法在线整定FOPID积分和微分阶次两个控制参数;数值仿真实验结果表明,本文所设计的控制策略具有良好的动静态性能以及较强的鲁棒性。

1 火箭炮交流伺服系统的结构

1.1 交流伺服系统的组成

某火箭炮交流伺服系统主要由PMSM交流伺服系统、功率放大电路模块、D/A模数转换模块、控制计算机、旋转变压器、RDC模块等部分组成,其结构见图1。

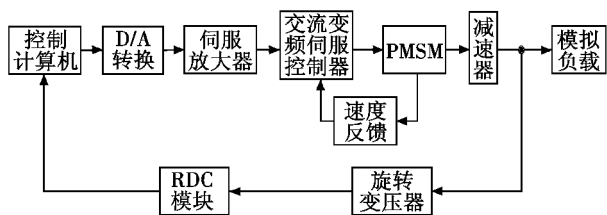


图1 交流伺服系统结构图

Fig.1 Structure of AC servo system

交流伺服系统工作原理:根据炮控系统给出的方向控制角度,计算机根据算法计算出当前控制量,由D/A模块转换后,传递给伺服放大器;伺服放大器对输入控制量进行处理后,传递给交流调速系统;输入控制量的大小经交流放大器处理后,由速度反馈控制对PMSM电机的转速实施自动控制;然后,再经高精度减速器把机械动力传递给负载,负载的实际位置经旋转变压器和

RDC模块反馈输入到计算机,从而构成闭环控制系统,达到对目标的精确跟踪。

1.2 交流伺服系统的建模

某火箭炮PMSM交流伺服系统如图2所示。

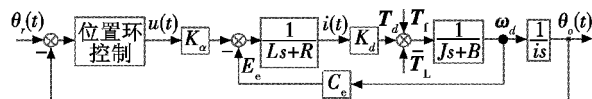


图2 交流伺服系统框图

Fig.2 Block diagram of AC servo system

本文主要研究抑制系统变负载、参数摄动等非线性因素对控制系统的影响,提高系统的动静态性能,因此建立PMSM电机数学模型时,假设如下:

- 1) 电机气隙磁场分布均匀,感应反电动势呈正弦波状;
- 2) 不考虑饱和效应;
- 3) 忽略不计磁滞和涡流损失;
- 4) 励磁电流无动态响应;
- 5) 转子无励磁绕组等。

图2中: $\theta_0(t)$ 为实际目标位置; $\theta_e(t)$ 为理想目标位置; $u(t)$ 为控制电压; R 为电机回路电阻; L 为电机电枢回路电感; T_d 为电机电磁转矩; T_L 为负载扰动力矩; T_f 为摩擦转矩扰动; B 为粘性摩擦系数; ω_d 为电机角速度; J 为作用在电机转子上的等效转动惯量; i 为传动减速比; K_d 为电机力矩系数; K_α 为增益; C_e 为电机反电动势系数; E_e 为电机反电动势。

因电流环的响应速度远大于位置环和速度环的响应速度,且机械时间常数也远大于电流时间常数,故把电流环近似为一比例环节,其数学模型为

$$\frac{1}{Ls+R} = \frac{1}{R} \frac{1}{Ls/R+1} \approx \frac{1}{R} \quad (1)$$

电机的电磁转矩方程为

$$T_d = -\frac{K_d C_e}{R} \omega_d + \frac{K_d K_\alpha}{R} u(t) \quad (2)$$

由电机的转矩平衡方程得

$$T_d - T_L - T_f = Ji\ddot{\theta}_e(t) + Bi\dot{\theta}_e(t) \quad (3)$$

式中, i 为减速器传动比。

把式(2)代入式(3)得

$$\ddot{\theta}_e(t) + Bi\dot{\theta}_e(t) = -\frac{K_d C_e}{R} \omega_d + \frac{K_d K_\alpha}{R} u(t) - T_L - T_f \quad (4)$$

由式(4)得

$$\ddot{\theta}_e(t) = -\left(\frac{B}{J} + \frac{K_d C_e}{JR}\right)\dot{\theta}_e(t) + \frac{K_d K_\alpha}{iJR} u(t) - \frac{T_L + T_f}{iJ} \quad (5)$$

设 $x = [x_1 \ x_2]^T$ 为控制系统状态变量,令 $x_1 = \theta_e(t)$, $x_2 = \frac{\omega_d}{i} = \dot{\theta}_e(t)$,则交流伺服系统位置状态空间方程为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x) + ku(t) + d(t) \end{cases} \quad (6)$$

式中: $f(x) = -\left(\frac{B}{J} + \frac{K_d C_c}{JR}\right)x_2$ 为非线性动力学方程;

$k = \frac{K_d K_a}{iJR}$ 为控制增益; $d(t) = -\frac{T_L + T_i}{iJ}$ 为外部有界扰动项, 即 $|d(t)| \leq C$, C 为常数。

2 自抗扰控制器

自抗扰控制器(ADRC)是韩京清在开发利用非线性基础上, 吸取传统PID技术核心, 通过实验仿真产生的。它利用非线性跟踪微分器安排合理的过渡过程并利用广义微分理论提取微分信号; 利用扩张状态观测器估计被控对象的不确定因素、未建模动态与外界扰动; 利用非线性反馈控制规律配置非线性结构, 给出系统的控制信号。其技术关键是将观测到的扰动变化(包含内扰和外扰的“综合体”), 都当作系统的“总扰动量”来进行估计并且予以补偿^[8]。图3所示为二阶ADRC结构图。

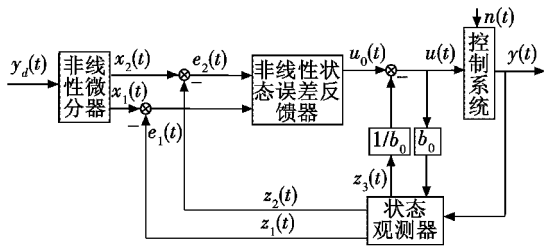


图3 二阶ADRC结构图

Fig. 3 Structure diagram of two-order ADRC

图3中: $x_1(t)$, $x_2(t)$ 为系统状态; $e_1(t)$, $e_2(t)$ 为系统状态误差; $z_1(t)$, $z_2(t)$ 为扩张状态观测量; $z_3(t)$ 为总扰动估计值; $u_0(t)$ 为非线性状态误差反馈器输出量; $u(t)$ 为扩张状态观测器补偿后输出量; $n(t)$ 为外界干扰信号; b_0 为补偿因子; $y_d(t)$ 为二阶ADRC的系统输入; $y(t)$ 为二阶ADRC的系统输出。

2.1 非线性跟踪微分器

非线性跟踪微分器(NTD)功能为控制系统提取目标信号, 使得控制目标信号缓慢变化。NTD能够无超调快速跟踪输入信号, 同时, 在目标参数信号参数突变时, 亦可避免控制信号的快速波动。

输入信号 $y_d(k)$, 经过NTD处理可得到 $x_1(k) \rightarrow y_d(k)$, $x_2(k) \rightarrow \dot{y}_d(k)$ 。若输入信号 $y_d(k)$ 中存在噪声信号, NTD亦可实现滤波功能。NTD的离散表达式为

$$\begin{cases} x_1(k+1) = x_1(k) + hx_2(k) \\ x_2(k+1) = x_2(k) + hfst(x_1(k) - y_d(k), x_2(k), r, h_0) \end{cases} \quad (7)$$

式中: $y_d(k)$ 为期望信号; h_0 为滤波因子; h 为积分步长; r 为速度因子; $fst(\cdot)$ 为最速控制函数; $x_1(k)$, $x_2(k)$ 分别为跟踪 $y_d(k)$, $\dot{y}_d(k)$ 的信号, 其算式为

$$\begin{cases} fst(x_1(k), x_2(k), r, h) = \begin{cases} -r(a/d) & |a| \leq d \\ -r\text{sgn}(a) & |a| > d \end{cases} \\ a = \begin{cases} x_2(k) + \frac{a_0 - d}{2}\text{sgn}(y(k)) & |y(k)| > d_0 \\ x_2(k) + \frac{y(k)}{h} & |y(k)| \leq d_0 \end{cases} \\ d = rh \\ d_0 = dh \\ a_0 = \sqrt{d^2 + 8r|y(k)|} \\ y(k) = x_1(k) + hx_2(k) \end{cases} \quad (8)$$

式中, d , d_0 , a_0 为非线性跟踪微分器相关参量。

2.2 扩张状态观测器

状态观测器是根据已知输入、输出的实测值来重构系统状态, 从而获取状态变量估计值的策略。扩张状态观测器(ESO)的输出 $z_1(k)$ 跟踪输出 $y(k)$, $z_2(k)$ 跟踪 $\dot{y}(k)$, $z_3(k)$ 为被控对象受内外干扰作用的估计值。为防止系统在响应时产生颤振现象, 引入新型非线性函数 $nfal(e(k), c, b, \gamma)$

$$\begin{cases} nfal(e(k), c, b, \gamma) = \text{barctan} \frac{c(e(k) - \gamma) - \mu_0}{\pi/2 - \mu_0} \\ \mu_0 = \arctan(c(0 - \gamma)) \end{cases} \quad (9)$$

式中: c 为控制非线性函数 $nfal(\cdot)$ 形状; b 控制曲线的取值范围; γ 为控制曲线的中心位置; μ_0 为控制非线性函数 $nfal(\cdot)$ 曲线的中心。该非线性函数具有如下特点: 当偏差 $e(k)$ 大时, 增益小; 当偏差 $e(k)$ 小时, 增益大^[12]。

三阶ESO离散化方程为

$$\begin{cases} e(k) = z_1(k) - \theta(k) \\ z_1(k+1) = z_1(k) + h[z_2(k) - \beta_{01}e(k)] \\ z_2(k+1) = z_2(k) + h[z_3(k) - \beta_{02}nfal(e(k), c_0, b_0, \gamma_0) + b_0u(k)] \\ z_3(k+1) = z_3(k) - h\beta_{03}nfal(e(k), c_1, b_1, \gamma_1) \end{cases} \quad (10)$$

2.3 扩张状态观测器稳定性证明

令 $e_1(t) = z_1(t) - \theta(t)$, $e_2(t) = z_2(t) - \dot{x}_2(t)$, $e_3(t) = z_3(t) - 0$, $d(t) = 0$, 由式(7)和式(10)可得扩张状态观测器误差方程为

$$\begin{cases} \dot{e}_1(t) = e_2(t) - \beta_{01}e_1(t) \\ \dot{e}_2(t) = e_3(t) - \beta_{02}nfal(e_1(t), c_0, b_0, \gamma_0) \\ \dot{e}_3(t) = -\beta_{03}nfal(e_1(t), c_1, b_1, \gamma_1) \end{cases} \quad (11)$$

故 $\dot{e}(t) = -Ae(t)$, 其中,

$$A = \begin{bmatrix} \beta_{01} & -1 & 0 \\ \frac{\beta_{02}nfal(e_1(t), c_0, b_0, \gamma_0)}{e_1(t)} & 0 & -1 \\ \frac{\beta_{03}nfal(e_1(t), c_1, b_1, \gamma_1)}{e_1(t)} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$0 < \frac{\beta_{02} n\text{fal}(e_1(t), c_0, b_0, \gamma_0)}{e_1(t)} \leq C,$$

$$0 < \frac{\beta_{03} n\text{fal}(e_1(t), c_1, b_1, \gamma_1)}{e_1(t)} \leq C, C \text{ 为一常量。}$$

根据 $|\lambda I - A| = 0$ 求取矩阵 A 的特征方程,并根据劳斯稳定判据可知,若矩阵 A 的特征值全为正值,必须满足

$$\beta_{01}\beta_{02}(n\text{fal}(e_1(t), c_0, b_0, \gamma_0))/e_1(t) - \beta_{03}(n\text{fal}(e_1(t), c_1, b_1, \gamma_1))/e_1(t) > 0 \quad (12)$$

矩阵 A 为正定矩阵,即矩阵方程 $\dot{e}(t) = -Ae(t)$ 的解为 $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) \exp(-At)e(0) = 0$,则表明扩张状态观测器渐近稳定。

根据 $\lim_{e_1(t) \rightarrow 0} (n\text{fal}(e_1(t), c_0, b_0, \gamma_0))/e_1(t) \approx c_0 b_0$, $\lim_{e_1(t) \rightarrow 0} (n\text{fal}(e_1(t), c_1, b_1, \gamma_1))/e_1(t) \approx c_1 b_1$ 可知,式(12)可简化为 $\beta_{01}\beta_{02}c_0 b_0 - \beta_{03}c_1 b_1 > 0$,即可确保式(10)扩张状态观测器渐近稳定。

2.4 非线性状态误差反馈器

非线性状态误差反馈器(NLSEF)是一种独立于对象数学描述的新型状态误差反馈器,只包含比例和微分两种。通过扩张状态观测器(ESO)给出的状态估计值 $z_1(t), z_2(t)$ 和非线性跟踪微分器(NTD)输出值 $x_1(t), x_2(t)$,分别计算误差值为 $e_1(t), e_2(t)$,将 $e_1(t), e_2(t)$ 以非线性组合形成控制量 $u_0(t)$,NLSEF 可表示为

$$\begin{cases} e_1(k+1) = x_1(k+1) - z_1(k+1) \\ e_2(k+1) = x_2(k+1) - z_2(k+1) \\ u_0(k+1) = \beta_1 \text{fal}(e_1(k+1), a_4, \delta_1) + \beta_2 \text{fal}(e_2(k+1), a_5, \delta_1) \end{cases} \quad (13)$$

式中, β_1, β_2 为误差增益。

3 基于神经网络 ADRC 的 FOPID 控制器

3.1 分数阶 PID 控制器

大约在 300 年前,分数阶微积分(FOC)和传统的整数阶次微积分几乎同时被提出。由于受计算能力水平的制约,FOC 一直停留在理论研究上,自 20 世纪 80 年代以来,随着计算机技术的快速发展,FOC 才逐步被应用于工程实际。由于 FOC 具有优良的控制性能特性,逐步引起国内外广大学者的重视^[16]。ADRC 的非线性状态误差反馈器(NLSEF)的数学表达式为

$${}_t_0 D_t^\alpha f(t) = \begin{cases} d^\alpha/dt^\alpha & \text{Re}(\alpha) > 0 \\ 1 & \text{Re}(\alpha) = 0 \\ \int_{t_0}^t (d\tau)^\alpha & \text{Re}(\alpha) < 0 \end{cases} \quad (14)$$

式中: α 为阶数; $\text{Re}(\alpha)$ 表示 α 的实部。

零初值条件下,将 FOC 进行拉普拉斯(Laplace)变换可得

$$L\{ {}_0 D_t^\alpha f(t) \} = s^\alpha F(s) \quad (15)$$

传统 PID 控制器算式为

$$u_o(t) = k_p e_1(t) + k_i e_0(t) + k_d e_2(t) \quad (16)$$

引入 FOC,分数阶 $PI^\lambda D^\mu$ 控制器可设计为

$$u_o(t) = k_p e_1(t) + k_i D^{-\lambda} e_0(t) + k_d D^\mu e_2(t) \quad (17)$$

式中: $0 < \lambda < 1; 0 < \mu < 1; k_p$ 为比例系数; k_i 为积分系数; k_d 为微分系数; μ 和 λ 分别为微分和积分阶次。

3.2 基于神经网络 ADRC 的 FOPID 控制器结构设计

为提高位置伺服系统的动静态性能特性,将 ADRC 控制器中的非线性状态误差反馈器替换为 FOPID 控制器。传统 ADRC 控制器存在诸如需要调节设定的参数多、计算量大等缺陷,正是这些缺陷,严重制约了传统 ADRC 控制器在工程中的推广应用。故本文引入 RBF 神经网络算法(Radical Basis Function Neural Network, RBFNN)以提高 ESO 的状态估计能力,根据 ESO 的特性和 RBF 神经网络的逼近能力,得到系统的信息改进控制品质,通过 RBFNN 实时在线调整 FOPID 的积分阶次 λ 和微分阶次 μ ,从而实现参数自动整定策略。由文献[15]所提供的方法,可以初步求出 FOPID 控制器的比例、积分和微分系数,为系统仿真实验参数设定打下基础。基于神经网络 ADRC 的 FOPID (NN-ADRC-FOPID) 控制器结构如图 4 所示。

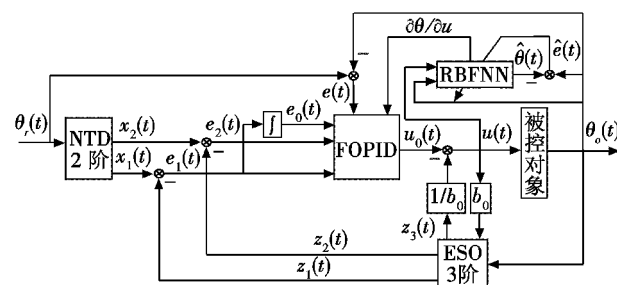


图 4 NN-ADRC-FOPID 控制器结构图

Fig. 4 Diagram of the NN-ADRC-FOPID controller

3.3 控制器的参数学习

神经网络自抗扰控制器参数调整的目的是:最大限度地减小实际输出与理想输出之间误差值以寻求最优控制信号。为提高控制器的自适应能力,神经网络首先采用离线训练,将网络权值设定至合理值附近,然后采用实时在线微调,防止振荡现象的产生,从而取得较好的控制性能。

RBFNN 二次型学习的性能指标为

$$E(k) = [\theta_m(k) - \theta(k)]^2 / 2 = \frac{e^2(k)}{2} \quad (18)$$

λ, μ 的调整采用了梯度下降法则,即

$$\begin{cases} \Delta\lambda(k) = -\eta_1 \frac{\partial E}{\partial \lambda} = -\eta_1 \frac{\partial E}{\partial \theta} \frac{\partial \theta}{\partial u} \frac{\partial u}{\partial \lambda} = \eta_1 e(k) \frac{\partial \theta}{\partial u} x_i(k) \\ \lambda = \lambda(k-1) + \Delta\lambda(k) \end{cases} \quad (19)$$

$$\begin{cases} \Delta\mu(k) = -\eta_1 \frac{\partial E}{\partial \mu} = -\eta_1 \frac{\partial E}{\partial \theta} \frac{\partial \theta}{\partial u} \frac{\partial u}{\partial \mu} = \eta_1 e(k) \frac{\partial \theta}{\partial u} x_i(k) \\ \mu = \mu(k-1) + \Delta\mu(k) \end{cases} \quad (20)$$

式中: $i=1, 2$; η_1 为 RBFNN 的学习速率; $\partial\theta/\partial u$ 是由 RBFNN 识别到的 Jacobian 信息。RBFNN 采用了 2-5-1 网络结构,其输入向量 $R_n = [r_1, r_2]$, 令输入 $r_1(k) = \theta(k)$, $r_2(k) = u(k)$, 则 RBFNN 指标函数为

$$\hat{E}(k) = [\theta(k) - \hat{\theta}(k)]^2 / 2 = \frac{\hat{e}^2(k)}{2} \quad (21)$$

式中, $\theta(k)$ 与 $\hat{\theta}(k)$ 分别代表输出偏差和 RBFNN 辨识出的偏差。由 RBFNN 的梯度下降法,输出权值的迭代函数为

$$\begin{cases} \omega_j(k) = \omega_j(k-1) + \Delta\omega_j(k) + \\ \rho[\omega_j(k-1) - \omega_j(k-2)] \\ \Delta\omega_j(k) = -\eta_2 \frac{\partial E(k)}{\partial \omega_j(k)} = \eta_2 \hat{e}(k) h_j(k) \end{cases} \quad (22)$$

式中: $\omega_j(k)$ 为输出层节点和隐藏层节点之间的连接权值($j=1, 2, 3, 4, 5$); η_2 为 RBFNN 学习速率; $h_j(k)$ 为隐含层第 $j(j=1, 2, 3, 4, 5)$ 个节点的高斯基函数; ρ 为 RBFNN 的动量因子。

隐含层节点 RBF 中心的迭代算式为

$$\begin{cases} b_j(k) = b_j(k-1) + \Delta b_j(k) + \\ \rho[b_j(k-1) - b_j(k-2)] \\ \Delta b_j(k) = \eta_2 \hat{e}(k) \omega_j h_j \frac{\|X - C_j\|^2}{b_j^3} \end{cases} \quad (23)$$

式中: b_j 为 RBF 宽度节点参数; $X = [r_1, r_2]^T$ 为网络输入向量; $C_j = [C_{j1}, C_{j2}]^T$ 为隐含层第 j 个节点中心矢量。

隐含层节点 RBF 宽度的迭代函数为

$$\begin{cases} c_{ji}(k) = c_{ji}(k-1) + \Delta c_{ji}(k) + \\ \rho[c_{ji}(k-1) - c_{ji}(k-2)] \\ \Delta c_{ji}(k) = \eta_2 \hat{e}(k) \omega_j \frac{r_i - c_{ji}}{b_j^2} \end{cases} \quad (24)$$

式中, r_i 为 RBFNN 的输入,且 $i=1, 2$ 。因此,被控对象 Jacobian 信息 $\partial\theta/\partial u$ 为

$$\frac{\partial\theta(k)}{\partial u(k)} \approx \frac{\partial\hat{\theta}(k)}{\partial u(k)} = \sum_{j=1}^5 \omega_j h_j \frac{c_{ji} - r_i}{b_j^2} \quad (25)$$

4 仿真实验

为验证所设计 NN-ADRC-FOPID 控制器的有效性,在 Matlab 里进行仿真分析。PMSM 伺服系统主要参数

如下:等效转动惯量 $J = 5.556 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$;粘性摩擦系数 $B = 1.43 \times 10^{-4} \text{ N} \cdot \text{m}/(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$;电机转矩系数 $K_d = 0.195 \text{ N} \cdot \text{m}/\text{A}$;减速比 $i = 1039$;负载扰动力矩 $T_L = 9.32 \times 10^3 \text{ kg} \cdot \text{m}$;摩擦力矩扰动 $T_f = 850 \text{ kg} \cdot \text{m}$;反电动势系数 $C_e = 0.195 \text{ V}/(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$ 。

通过大量搜寻实验,本文所设计的 NN-ADRC-FOPID 控制器的参数如下:NTD 参数为 $h = 0.01, h_0 = 0.1, r = 1000$;ESO 参数为 $c_0 = 0.5, c_1 = 0.5, b_0 = 2.1, b_1 = 2.0, \gamma_0 = 0.01, \gamma_1 = 0.01, \beta_{01} = 1, \beta_{02} = 15.8, \beta_{03} = 318.5, b_0 = 526.5$;FOPID 参数为 $\lambda = 0.35, \mu = 1.2, k_p = 2.6, k_i = 0.04, k_d = 0.95$;RBFNN 参数为 $\eta_1 = 0.3, \mu = 0.25, \eta_2 = 0.4, \alpha = 0.05$ 。数值仿真结果见图 5、图 6。

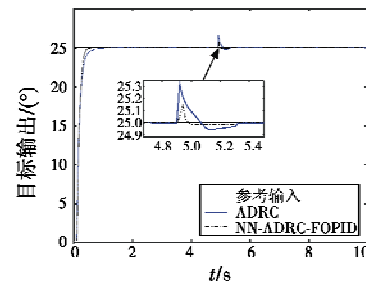


图5 带负载干扰时阶跃输入系统响应曲线

Fig. 5 Response curves of step-input control system with load disturbance

图 5 所示,在 4.9 s 处加上 300 N·m 阶跃干扰信号,比较 NN-ADRC-FOPID 控制器和 ADRC 控制器的阶跃响应。由图 5 所知,采用 NN-ADRC-FOPID 控制器和 ADRC 控制器系统无超调;另外,NN-ADRC-FOPID 控制器的响应速度明显快于 ADRC 控制。在负载发生扰动时,NN-ADRC-FOPID 控制器需要 0.25 s 恢复至目标位置,其最大的响应曲线误差值仅为 0.16°;而 ADRC 系统恢复至目标位置需要 0.52 s,其响应曲线的误差值高达 0.35°。仿真实验表明,NN-ADRC-FOPID 控制器具有良好的快速响应能力和较强的鲁棒性。

图 6 所示为正弦输入时 ADRC 位置跟踪曲线,其输入的参考正弦信号频率为 0.2656 Hz,幅值为 50°。

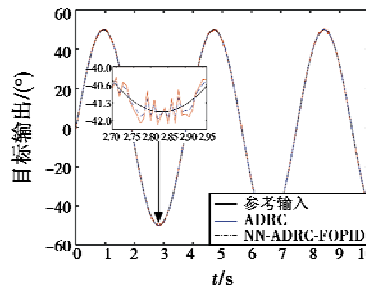


图6 正弦输入跟踪曲线

Fig. 6 Tracking curve of sinusoidal input

图 6 中,ADRC 控制器和 NN-ADRC-FOPID 控制器

的跟踪误差分别为 0.259° , 0.153° 。NN-ADRC-FOPID 控制器的跟踪误差只为 ADRC 相应量的 59.1%, 且满足系统设计要求的动态误差指标 0.216° 或 3.6 密位 ($360^\circ = 6000 \text{ mil}$)。仿真实验产生的结果显示, NN-FADRC-FOPID 控制器的动态性能好, 稳态控制精度高, 对干扰信号有很好的抑制作用, 能较好地跟踪正弦输入。

5 结论

本文分析研究了某火箭炮交流伺服系统的组成, 建立了相应的系统数学模型, 结合 ADRC 和 FOPID 控制二者的优良特性, 提出了一种基于神经网络 ADRC 的 FOPID 控制器 (NN-ADRC-FOPID)。该控制器通过 RBF 神经网络算法, 完成 FOPID 两个参数的在线自整定, 从而减少了自抗扰控制器的参数计算量, 提高了该控制器的动态性能特性。仿真实验表明: 所设计的 NN-ADRC-FOPID 控制器具有动态性能好、抗干扰能力强, 能够满足火箭炮交流伺服系统的性能要求。

参考文献

- [1] DU B C, WU S P, HAN S L, et al. Application of linear active disturbance rejection controller for sensorless control of internal permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(5):3019-3027.
- [2] LIN S Y, ZHANG W D. An adaptive sliding-mode observer with a tangent function-based PLL structure for position sensorless PMSM drives[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2017, 88:63-74.
- [3] 袁川. 某型多管火箭炮伺服系统负载扰动抑制研究与实现[D]. 南京: 南京理工大学, 2014.
- [4] 郑国杰, 侯远龙, 高强, 等. 基于混合粒子群的 RBF 神经网络 PID 控制策略在某随动系统测试平台中的应用[J]. 机床与液压, 2015, 43(17):7-10, 28.
- [5] WANG R L, LU B C, HOU Y L, et al. Passivity-based control for rocket launcher position servo system based on improved active disturbance rejection technology [J]. Advances in Mechanical Engineering, 2018, 10(3):1-11.
- [6] WANG R L, LU B C, HOU Y L, et al. Passivity-based control for rocket launcher position servo system based on ADRC optimized by IPSO-BP algorithm [J]. Shock and Vibration, 2018(2018):1-14.
- [7] WU D, SU X M, WANG W, et al. Robust predictive control for networked control and application to DC-motor control [J]. IET Control Theory & Applications, 2014, 8(14):1312-1320.
- [8] XU W, JIANG Y J, MU C X. Novel composite sliding mode control for PMSM drive system based on disturbance observer [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2016, 26(7):209-213.
- [9] QI L, SHI H B. Adaptive position tracking control of permanent magnet synchronous motor based on RBF fast terminal sliding mode control [J]. Neurocomputing, 2013, 115:23-30.
- [10] 张明君, 张化光. 遗传算法优化的 RBF 神经网络控制器[J]. 电机与控制学报, 2007, 11(2):183-187.
- [11] 韩京清. 自抗扰控制技术-估计补偿不确定因素的控制技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2008: 255-261.
- [12] GAO Q, SUN Z, YANG G L, et al. A novel active disturbance rejection-based control strategy for a gun control system [J]. Journal of Mechanical Science and Technolog, 2012, 26(12):4141-4148.
- [13] 汤巧戈, 高强, 李林, 等. 基于改进 ESO 的交流伺服系统 FOPID 定位控制[J]. 火力与指挥控制, 2017, 42(7):81-85.
- [14] 孙浩, 高强, 刘国栋, 等. 某同源平衡及定位电液伺服系统模糊分数阶 PID 控制[J]. 火力与指挥控制, 2017, 42(7):61-65, 71.
- [15] GAO Q, HOU Y L, DENG T B, et al. Extended state observer-based fractional order proportional-integral-derivative controller for a novel electro-hydraulic servo system with iso-actuation balancing and positioning [J]. Advances in Mechanical Engineering, 2015, 7(12):1-11.
- [16] GAO Q, LI K, HOU Y L, et al. Balancing and positioning for a gun control system based on fuzzy fractional order proportional-integral-derivative strategy [J]. Advances in Mechanical Engineering, 2016, 8(3):1-9.
- [17] 贺昱曜, 刘鑫. 火箭炮位置伺服系统目标准确性控制[J]. 计算机仿真, 2016, 33(9):5-8, 27.
- [18] 高强, 侯润民, 杨国来, 等. 基于分数阶神经滑模的某顶置火炮调炮控制[J]. 兵工学报, 2013, 34(10):1311-1317.