

引用格式:张小聪,吴盘龙,王超尘.基于ADRC和NLPID的稳瞄系统伺服控制器的设计[J].电光与控制,2018,25(9):65-70. ZHANG X C, WU P L, WANG C C. Design of a servo controller for fixed-aiming servo system based on ADRC and NLPID[J]. Electronics Optics & Control, 2018, 25(9): 65-70.

## 基于ADRC和NLPID的稳瞄系统伺服控制器的设计

张小聪, 吴盘龙, 王超尘  
(南京理工大学自动化学院, 南京 210094)

**摘要:**为满足某新型稳瞄伺服系统控制精度的要求,重新设计该系统的伺服控制器。在简要描述该稳瞄伺服系统的结构及工作原理的基础上,对系统的各个模块建立数学模型。提出将自抗扰控制器应用于系统的速度环,将经过改进的非线性PID(NLPID)控制器应用于电流环,并在Matlab/Simulink仿真环境下结合S-Function模块对系统进行仿真研究。仿真结果表明,所设计的控制器不仅跟踪精度高,而且具有较好的扰动隔离性能以及很强的适应性和鲁棒性,为高精度稳瞄伺服系统的进一步研究提供理论参考。

**关键词:** 稳瞄伺服系统; 自抗扰控制; 非线性PID控制; Matlab

中图分类号: V271.4; TP391.9 文献标志码: A doi:10.3969/j.issn.1671-637X.2018.09.014

## Design of a Servo Controller for Fixed-Aiming Servo System Based on ADRC and NLPID

ZHANG Xiao-cong, WU Pan-long, WANG Chao-chen  
(School of Automation, Nanjing University of Science & Technology, Nanjing 210094, China)

**Abstract:** In order to meet the high-precision requirements of a new fixed-aiming servo control system, the servo controller of the servo system is redesigned. The composition and working principle of the fixed-aiming servo system are introduced, and the mathematical model of each module of the system is established. The Auto-Disturbance Rejection Controller (ADRC) is applied to the system's speed loop, and the improved Nonlinear PID (NLPID) controller is applied to the current loop. The system is simulated by the S-Function module in the Matlab/Simulink simulation environment. The simulation results show that, the designed controller not only has high tracking accuracy, but also has good disturbance isolation performance, high adaptability and strong robustness, which provides a theoretical reference for the further study of high-precision fixed-aiming servo system.

**Key words:** fixed-aiming servo system; Auto-Disturbance Rejection Controller(ADRC); nonlinear PID control; Matlab

### 0 引言

稳瞄伺服系统一直是国内外科研机构的重点研究对象,广泛应用于军事、民用领域内各种运动载体。稳瞄伺服系统的功能是隔离外界扰动,防止载体颠簸导致瞄具姿态变化而丢失目标,使稳瞄系统能够精确、稳定地搜索和跟踪目标。随着科技进步与社会发展,对

稳瞄伺服系统的性能要求越来越高,要求稳瞄伺服系统不仅要有很高的稳定精度和很好的动态品质,还要有很强的抗干扰能力,这使得用经典控制方法很难达到要求<sup>[1]</sup>。

国内外专家对稳瞄伺服系统控制器的研究多侧重于控制算法的创新与改进,并提出了大量的控制策略以提高稳瞄伺服系统的性能。文献[2]提出用于稳定平台的自适应模糊PID算法,但是模糊规则的确定在很大程度上依赖于经验,不适用于工况较复杂的场合;文献[3]设计了一种用于稳定平台的滑模变结构控制器,虽然改善了系统的动态品质,却存在高频振荡的问题;文献[4]设计了一种适用于光电跟踪系统的鲁棒内模控制器,能提高系统的扰动隔离能力,但该控制器

收稿日期:2017-09-05

修回日期:2018-08-02

基金项目:国家自然科学基金(61473453);航空科学基金(2016ZC59006);江苏省“六大人才高峰”(2015-XXRJ-006)

作者简介:张小聪(1993—),男,江苏南通人,硕士生,研究方向为稳瞄伺服系统。

依赖于被控对象精确的数学模型,在实际应用中受到限制。

为使稳瞄伺服系统能达到要求的控制性能,并且控制器还要具有强鲁棒性、强隔离扰动能力等优点,本文采用自抗扰控制器作为稳瞄伺服系统速度环调节器,将非线性 PID(Nonlinear PID, NLPID) 控制器作为电流环调节器。

## 1 系统的结构及其工作原理

### 1.1 稳瞄伺服系统的结构

本文所涉及的稳瞄伺服系统是一种新型的轴系互相垂直的内外框架式稳瞄系统,它由方位框和俯仰框两套相互独立而又相互配合的子系统构成,其框架间的耦合可以忽略。两个子系统结构相同,都由负载、传感器、执行机构、功率放大器等器件组成,本文仅取方位框作为被控对象<sup>[5]</sup>。其中,负载为固定安装在载体上的瞄准设备,传感器主要有测量载体角速率的陀螺仪和测量载体转动角度的旋转变压器,执行机构为直流力矩电机,功率放大器为 PWM 驱动器,其具体控制结构如图 1 所示。其中: $\theta^*$  为给定位置; $e_\theta$  为位置误差; $\dot{\theta}$  为位置反馈; $\omega^*$  为速度信号; $e_\omega$  为速度误差; $\dot{\omega}$  为速度反馈; $w$  为外部扰动; $\omega$  为输出速度信号; $\theta$  为输出位置。

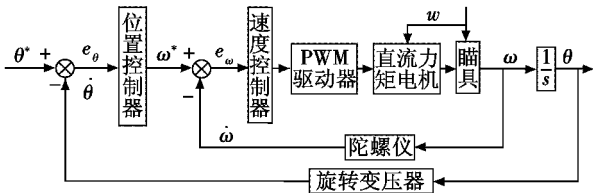


图1 稳瞄伺服系统的控制结构

Fig. 1 Control structure of the fixed-aiming servo system

### 1.2 稳瞄伺服系统的工作原理

稳瞄伺服系统工作原理是:当载体受扰颠簸并带动瞄具摆动时,视场中的目标可能会由于瞄具的摆动而消失。陀螺仪能敏感到瞄具在惯性空间中的角速度,同时旋转变压器能感应到瞄具相对于惯性空间摆动的角度。将角速度和角度信号传送到主控制器,在主控制器中经过相应控制算法处理后,通过 PWM 驱动器产生控制直流力矩电机的电信号,使电机产生相应的力矩带动瞄具朝相反方向运动,以抵消外界扰动,使目标重新回到视场中原来的位置,达到对目标精确、稳定跟踪的要求<sup>[6]</sup>。

## 2 系统建模及分析

### 2.1 直流力矩电机仿真模型

直流力矩电机是系统的执行元件,它将电信号转化为力矩来补偿瞄具受到的干扰力矩。

直流力矩电机的等效原理如图 2 所示。

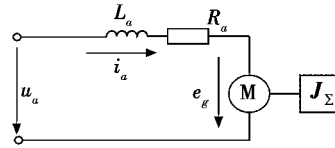


图2 直流力矩电机等效原理图

Fig. 2 Equivalent schematic diagram of DC torque motor

图 2 中: $u_a$  表示控制电压; $e_g$  代表直流力矩电机的反电动势; $L_a$  表示电枢绕组的等效电感; $R_a$  表示电枢绕组的等效电阻; $i_a$  为电枢电流; $J_\Sigma$  代表折算到转动轴上的电机转子和负载的转动惯量之和。

由基尔霍夫电压定律(KVL)和直流力矩电机的电气结构可得

$$\begin{cases} u_a = e_g + R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} \\ e_g = C_e \omega_m \\ M_m = M_t + J_\Sigma \frac{d\omega_m}{dt} \\ M_t = C_m i_a \end{cases} \quad (1)$$

式中: $C_e$  表示反电动势系数; $\omega_m$  为电机转动角速度; $M_m$  为电机的输出转矩; $C_m$  为电机的转矩系数; $M_t$  为折算到电机转轴上的负载转矩。式(1)经过 Laplace 变换后可得

$$\begin{cases} \frac{M_m(s)}{u_a(s) - C_e \omega_m} = \frac{C_m}{L_a s + R_a} = \frac{C_m}{R_a} \cdot \frac{1}{T_e s + 1} \\ M_m(s) - M_t(s) = J_\Sigma s \cdot \omega_m \end{cases} \quad (2)$$

式中, $T_e = \frac{L_a}{R_a}$  为直流力矩电机的电磁时间常数。直流力矩电机的模型如图 3 所示。

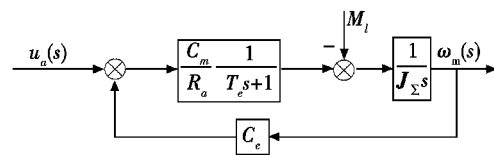


图3 直流力矩电机数学模型

Fig. 3 Mathematical model of DC torque motor

### 2.2 陀螺仪仿真模型

陀螺仪的功能是将瞄具的角速度信号 $\omega(t)$ 转换为对应的电流信号 $i_g(t)$ ,其传递函数可以近似用二阶振荡环节来表示,即

$$\frac{i_g(s)}{\omega(s)} = \frac{K_g}{T_n^2 s^2 + 2\xi T_n s + 1} \quad (3)$$

式中: $T_n$  表示陀螺仪截止频率对应的周期; $\xi$  为陀螺仪的阻尼比。

本系统中所使用的陀螺仪内部已经处于闭环状态,输出的电流与输入的角速度值成正比,并且由于该

陀螺仪的谐振频率比较大,因此可以忽略陀螺仪的谐振环节,将其模型简化成比例环节  $K_g$ 。

### 2.3 电流反馈环节的数学模型

电流反馈部分采用电流传感器采集直流力矩电机的电枢电流作为电流环的反馈信号。由于电流信号存在高次谐波及其他干扰信号,需要用低通滤波器对电流采样值进行滤波,低通滤波器采用一阶 R-C 无源滤波电路,则电流反馈和滤波环节的传递函数可以近似为

$$G_i(s) = \frac{K_i}{T_i s + 1} \quad (4)$$

式中:  $T_i = RC$  为电流的滤波时间常数,  $R, C$  分别为滤波电阻和电容;  $K_i$  为电流反馈系数。

### 2.4 PWM 驱动器的仿真模型

PWM 驱动器是将输入的电压信号转化为一定占空比的脉冲信号输出,进而控制电机的转速。PWM 驱动器可以近似成一个滞后环节,这是因为,当控制器的输出发生变化时,PWM 驱动器的输出信号要它下一个工作周期才发生改变。将 PWM 驱动器的输入电压用  $U_i(s)$  表示,输出电压用  $U_o(s)$  表示,则 PWM 驱动器的传递函数可表示为

$$G_{\text{PWM}}(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = K_{\text{PWM}} e^{-T_p s} \quad (5)$$

式中:  $K_{\text{PWM}}$  为 PWM 驱动器的电压放大系数;  $T_p$  为延迟时间。将  $e^{-T_p s}$  按 Taylor 级数展开,由于延迟时间  $T_p$  很小,忽略高次项,则 PWM 驱动器可以被近似成是一阶惯性环节<sup>[7]</sup>,即

$$G_{\text{PWM}}(s) = \frac{K_{\text{PWM}}}{T_p s + 1} \quad (6)$$

## 3 稳瞄伺服系统控制器的设计

系统输入为速度信号时,稳瞄伺服系统可以简化为由速度环和电流环组成的双闭环伺服控制系统。速度环可以减小伺服系统的稳态误差,以提高系统的抗干扰能力。电流环能在满足速度控制精度的同时,通过电流闭环控制稳定电枢电流,从而有效抑制力矩波动对系统的影响。

目前在实际应用中,稳瞄伺服系统的控制器仍为经典的 PID 控制器。然而实际系统中存在未建模部分以及随机扰动等干扰因素,采用经典的 PID 控制器很难达到期望的性能指标,因此必须寻找新的控制策略重新设计稳瞄伺服系统的控制器。

### 3.1 速度环控制器的设计

自抗扰控制器广义上被定义为能够实现对摩擦力矩、不平衡力矩和波动力矩等扰动进行实时跟踪、估计并通过扰动补偿来影响系统输出的控制器,它不需要

被控对象的精确模型。其核心思想是:将由系统内部建模所引起的不确定性扰动和外部未知扰动统一为系统的综合扰动,通过构建扩张状态观测器对系统的综合扰动进行实时估计并反馈补偿给系统的输入,使控制系统的输出不被系统自身的动态特性和外部环境的干扰所影响<sup>[8]</sup>。

经典的二阶自抗扰控制器由跟踪微分器(TD)、非线性状态误差反馈(NLSEF)和扩张状态观测器(ESO)3部分组成,其结构如图4所示。

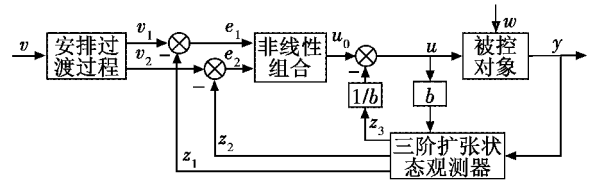


图4 自抗扰控制器结构

Fig. 4 Structure of ADRC

图4中:  $v_1, v_2$  分别是输入信号  $v$  经过安排过渡过程后的跟踪信号和微分信号;  $z_1, z_2$  分别是扩张状态观测器观测到的系统的输出值  $y$  及其微分信号;非线性组合就是将  $v_1$  与  $z_1$  之间的误差  $e_1$  以及  $v_2$  与  $z_2$  之间的误差  $e_2$  通过合适的非线性控制律组合,从而产生系统的控制量  $u_0$ ;  $u_0$  经过扰动补偿,最终得到实际的控制量  $u$ ;  $b$  为控制增益;  $w$  为被控对象的外部干扰。

#### 1) 跟踪微分器(TD)。

TD 起安排过渡过程的作用。离散形式的二阶非线性跟踪微分器的形式为

$$\begin{cases} v_1(t+h) = v_1(t) + h \cdot v_2(t) \\ v_2(t+h) = v_2(t) + h \cdot \text{fst}(v_1(t) - v(t), v_2(t), r, h) \end{cases} \quad (7)$$

式中:  $\text{fst}(v_1, v_2, r, h)$  为非线性函数;  $v(t)$  为输入信号;  $v_1$  跟踪  $v$ ;  $v_2$  收敛于  $v$  的导数;  $r$  为速度因子;  $h$  为滤波因子。  $r$  和  $h$  为可调参数,  $r$  越大,NTD 的跟踪速度越快,  $h$  越大,NTD 的滤波效果越好,但  $r$  和  $h$  又是一对矛盾,在 NTD 的参数整定时两者需要协调配合<sup>[9]</sup>。

非线性函数为

$$\begin{cases} d = r \cdot h \\ d_0 = d \cdot h \\ y = v_1 - v + h \cdot v_2 \\ a_0 = \sqrt{d^2 + 8r|y|} \\ a = \begin{cases} v_2 + \frac{y}{h} & |y| > d_0 \\ v_2 + \frac{\text{sgn } y \cdot (a_0 - d)}{2} & |y| \leq d_0 \end{cases} \\ \text{fst}(r) = \begin{cases} -r \cdot a & |a| \leq d \\ -r \cdot \text{sgn } a & |a| > d \end{cases} \end{cases} \quad (8)$$

式中,  $a, a_0, d, d_0$  为中间变量。

## 2) 扩张状态观测器(ESO)。

ESO 是 ADRC 控制器的核心部分,通过 ESO 不仅可以得到各个状态变量的估计值,而且能够估计出不确定模型和外部扰动的实时综合作用量,以使被控对象的不确定性干扰在反馈中得到补偿,从而可以克服模型的不确定因素和未知外部扰动对系统的影响<sup>[10]</sup>。

三阶非线性扩张状态观测器形式为

$$\begin{cases} e = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 \cdot e \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_2 \cdot \text{fal}(e, \alpha_1, \delta) + b \cdot u \\ \dot{z}_3 = -\beta_3 \cdot \text{fal}(e, \alpha_2, \delta) \end{cases} \quad (9)$$

式中:

$$\text{fal}(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} \frac{e}{\delta^{(1-\alpha)}} & |e| \leq \delta \\ \text{sgn } e \cdot |e|^\alpha & |e| > \delta \end{cases}; \quad (10)$$

$y$  为输出信号; $z_1$  为  $y$  的跟踪信号; $z_2$  为  $z_1$  的微分信号; $z_3$  为总扰动的跟踪信号; $e$  为误差信号; $\beta_1, \beta_2, \beta_3$  为控制器可调参数; $\alpha, \delta$  为非线性函数  $\text{fal}$  的参数, $\alpha_1, \alpha_2$  满足  $0 < \alpha_1 < 1 < \alpha_2, \delta$  满足  $\delta > 0$ 。

## 3) 非线性状态误差反馈(NLSEF)。

NLSEF 是一种类似于 PID 误差的比例、积分、微分线性加权和控制方法,它是 TD 和 ESO 产生的状态变量估计的误差  $e_1, e_2$  的非线性组合,它与 ESO 对系统总扰动的补偿量  $-z_3/b_0$  一起组成被控对象的控制量<sup>[11]</sup>。

非线性状态误差反馈控制律的形式为

$$\begin{cases} e_1 = v_1 - z_1 \\ e_2 = v_2 - z_2 \\ u = k_1 \cdot \text{fal}(e_1, \alpha_1, \delta) + k_2 \cdot \text{fal}(e_2, \alpha_2, \delta) - z_3/b_0 \end{cases} \quad (11)$$

式中: $k_1, k_2$  为可调增益; $b_0$  为控制增益  $b$  的估计值。

## 3.2 电流环控制器的设计

直流力矩电机与瞄具负载直接耦合,这样能够增加系统的带宽并提高系统的响应速度,但也会将波动力矩干扰传递到系统中,影响稳瞄伺服系统的低速平稳性。波动力矩是影响稳瞄伺服系统跟踪精度的一个关键问题,因此必须采取有效的力矩波动抑制措施以减小小波动力矩对系统控制精度的影响。经典的 PID 控制方法对电流环力矩干扰抑制不足,不利于提高新型稳瞄伺服系统的控制精度。

非线性 PID 算法是利用非线性函数的特征对经典 PID 算法进行改进。非线性 PID 控制使用系统的输入量与输出量的误差及其积分、微分信号的非线性组合方式来产生控制量,使系统稳态误差变小,甚至可以消除稳态误差,以达到抑制扰动的目的。

经验表明,非线性反馈控制律在提高系统动态性能和抑制扰动方面较线性反馈效果要好得多,其消除

误差的效率更高。为了解决输入信号与输出信号的误差及其积分、微分的线性组合所引起的超调量和过渡过程快慢之间的矛盾,将线性反馈改成如式(10)所示的非线性分段函数<sup>[12]</sup>。

非线性函数  $\text{fal}(e, \alpha, \delta)$  (当  $\alpha < 1$  时)实际上是对控制界的一个经验知识:“大误差,小增益;小误差,大增益”的数学拟合<sup>[13]</sup>。

非线性 PID 控制量的形式为

$$u = K_p \cdot \text{fal}(e_0, \alpha_0, \delta) + K_I \cdot \text{fal}(e_1, \alpha_1, \delta) + K_D \cdot \text{fal}(e_2, \alpha_2, \delta) \quad (12)$$

式中: $\alpha_0 < 0 < \alpha_1 < 1 < \alpha_2$ , 或者  $0 < \alpha_0 < \alpha_1 < 1 < \alpha_2$ <sup>[14]</sup>;  $K_p, K_I, K_D$  为可调增益。

本文实际用到的是一种经过改进的非线性 PI 控制器,其结构如图 5 所示。

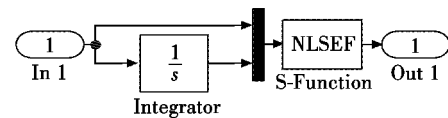


图 5 改进的非线性 PI 控制器

Fig. 5 Improved NLPI controller

## 4 系统仿真及分析

为了验证本文所设计控制器的性能,在 Matlab/Simulink 环境下,结合 Simulink 基础模块与 S-Function 功能,分别利用本文所设计的控制器和传统 PID 控制器构建直流力矩电机速度-电流双闭环伺服控制的仿真模型。影响稳瞄伺服系统控制精度的因素有很多,主要有稳瞄伺服系统中的摩擦力矩、外界扰动所产生的干扰力矩、直流力矩电机自身的力矩波动等。根据 Fourier 变换的原理,任何形式的扰动都可以看作是各种幅值和各种频率的正弦波信号的叠加,因此,可以把系统的扰动看成是各种频率和幅值的正弦波信号。

### 4.1 系统参数整定

在系统仿真模型中,考虑如图 3 所示的直流力矩电机的模型,模型的具体参数如下:直流力矩电机的反电动势系数  $C_e = 0.02 \text{ V} \cdot \text{s}/\text{rad}$ , 转矩系数  $C_m = 0.047 \text{ N} \cdot \text{m}/\text{A}$ , 电枢绕组的等效电感为  $L_a = 0.018 \text{ H}$ , 电枢绕组的等效电阻为  $R_a = 6 \Omega$ , 直流力矩电机的电磁时间常数  $T_e = \frac{L_a}{R_a} = 0.003 \text{ s}$ , 经过折算的电机转子和负载的转动惯量之和为  $J_\Sigma = 0.008 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ ; 在一阶 RC 低通滤波器中,  $R = 10 \text{ k}\Omega, C = 0.1 \mu\text{F}$ , 对应的滤波时间常数  $T_f = RC = 0.001 \text{ s}$ ; 仿真时采用  $0.02 \text{ s}$  的固定步长, ode45 算法, 系统初始状态为零。对控制器参数进行多次调整之后, 最终得到一组性能较好的参数。TD:  $r = 50, h = 1$ ; NLSEF:  $k_1 = 40, k_2 = 1.5, \alpha_1 = 0.5, \alpha_2 = 1.5$ ,

$\delta = 0.02$ ; ESO:  $\beta_1 = 80, \beta_2 = 450, \beta_3 = 10, \delta_0 = 0.0025$ ,  $b_0 = 10$ ; NLPID:  $K_P = 50, K_I = 0$ 。

为了进行对比,仿真时还建立了基于PID控制器的双闭环伺服控制模型,电流环和速度环都采用经典的PID控制器。经过参数整定,PID控制器的参数为: $K_{pP} = 50, K_{iI} = 5, K_{dD} = 0.005$ ;  $K_{pP} = 50, K_{iI} = 0, K_{dD} = 0.005$ 。

### 4.2 系统的跟踪性能

为了分析本文所设计控制器的跟踪性能,并且考虑系统受到的各种扰动,给系统输入幅值为1.0 rad/s、频率为0.5 Hz的正弦波信号,仿真结果如图6所示。

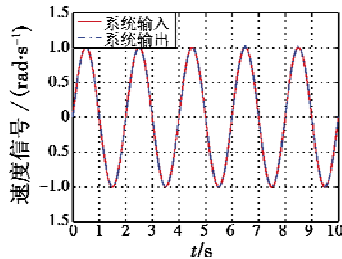


图6 系统对正弦波信号的跟踪

Fig.6 System tracking of sine wave signals

为进一步证明系统的跟踪性能,给系统输入幅值为1.0 rad/s、角频率在0~2.0 rad/s范围内变化的正弦信号,给出相应的速度跟踪误差结果,并与传统的PID控制结果相比较。表1给出系统最大速度跟踪误差(Error)和标准差(Std)。

表1 系统跟踪性能对比

Table 1 System tracking performance comparison

速度信号/ (rad · s <sup>-1</sup> )	算法	速度误差/ (rad · s <sup>-1</sup> )	速度标准差/ (rad · s <sup>-1</sup> )
1.0sin(0.5t)	PID-PID	±0.015	4.644E-05
	ADRC-NLPID	±0.012	2.205E-05
1.0sin(1.0t)	PID-PID	±0.018	6.149E-05
	ADRC-NLPID	±0.015	2.460E-05
1.0sin(1.5t)	PID-PID	±0.024	1.107E-04
	ADRC-NLPID	±0.022	6.219E-05
1.0sin(2.0t)	PID-PID	±0.033	1.673E-04
	ADRC-NLPID	±0.032	1.564E-04

经过对比可知,相对于传统的PID控制器,本文所设计控制器的速度跟踪误差明显要小,这说明采用本文所设计控制器能有效提高稳瞄伺服系统的跟踪精度。

### 4.3 系统的隔离扰动性能

为了检验本文所设计控制器隔离扰动的性能,在系统单位阶跃响应的仿真过程中,第2 s时刻给系统加入波动力矩、摩擦力矩以及不平衡力矩等干扰(各种幅值和频率的正弦波),仿真结果如图7所示,系统的速度波动范围在 $\pm 1.5 \times 10^{-4}$  rad/s内,符合工程应用的实际要求。可以看出,本文所设计的控制器具有很强的扰动隔离能力。

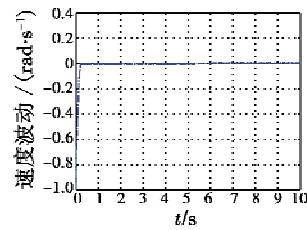


图7 有干扰时系统阶跃响应的速度波动范围

Fig.7 The range of velocity fluctuation of the system step response with noise

### 4.4 系统的鲁棒性

为了验证本文所设计控制器的鲁棒性,不改变控制器的参数,仅改变被控对象的增益,使被控对象的增益在 $\pm 20\%$ 的范围内变化。在有干扰的情况下,重新进行稳定性实验,给系统输入幅值为1.0 rad/s、角频率在0~2.0 rad/s范围内的正弦波信号。系统速度波动范围如表2所示。

表2 模型参数变化 $\pm 20\%$ 时系统的跟踪误差

Table 2 Tracking error of the system when the model parameters change within  $\pm 20\%$

输入信号的 频率/Hz	被控对象增益减小 20%时的速度波动/ (rad · s <sup>-1</sup> )	被控对象增益增大 20%时的速度波动/ (rad · s <sup>-1</sup> )
0.5	±0.0104	±0.0092
1.0	±0.0112	±0.0094
1.5	±0.0176	±0.0157
2.0	±0.0331	±0.0308

经过多次仿真实验表明,当被控对象的增益在 $\pm 20\%$ 的范围内发生变化时,系统对正弦波信号的跟踪效果几乎没有发生恶化,因此本文所设计的控制器具有鲁棒性。

## 5 结束语

本文在简述新型稳瞄伺服系统的结构和工作原理的基础上,对系统中各个环节建立了精确的数学模型。针对经典PID控制器的不足,提出将经过改进的非线性PID控制器应用于稳瞄伺服系统的电流环,以提高电流环对波动力矩的抑制能力,并将自抗扰控制器应用于稳瞄伺服系统的速度环。仿真结果表明,采用自抗扰控制器的速度环能够有效抑制由于模型不精确带来的未知干扰,大大改善了整个系统的抗扰动隔离性能和鲁棒性,为提高稳瞄伺服系统控制精度提供理论参考。

### 参考文献

[1] 魏伟,戴明,李嘉全,等.基于重复-自抗扰控制的航空光电稳定平台控制系统设计[J].吉林大学学报:工学版,2015,45(6):1924-1932.  
[2] 朱倚娴,陆源,许江宁,等.一种陀螺稳定平台自适应

- 模糊-PID 复合控制方法[J]. 中国惯性技术学报, 2014, 22(3):317-321.
- [3] ZHANG Y T. Sliding mode control with nonlinear disturbance observer based on genetic algorithm for rotary steering drilling stabilized platform[J]. Research Journal of Applied Sciences, Engineering and Technology, 2013, 6(17):3187-3192.
- [4] 夏运霞,包启亮,李锦英. 光电跟踪系统视轴稳定的鲁棒内模控制器设计[J]. 控制与决策, 2013, 28(7):1117-1120.
- [5] 申帅,张葆,李贤涛,等. 航空光电稳定平台质量不平衡力矩的前馈补偿[J]. 光学精密工程, 2017, 25(5):1281-1290.
- [6] 彭树萍,于洪君,王伟国,等. 新型快速反射镜伺服系统设计[J]. 红外与激光工程, 2014, 43(5):1610-1615.
- [7] WANG X B, LIU J D, YANG D D, et al. On ADRC for photoelectrical stabilized platform [C]//International Conference on Mechanic Automation & Control Engineering, 2011:1452-1455.
- [8] 魏永清,许江宁,马恒. 自抗扰控制器在陀螺稳定平台控制系统中的应用[J]. 电机与控制学报, 2017, 21(1):39-44.
- [9] HAN J Q. From PID to active disturbance rejection control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(3):900-906.
- [10] ZHENG Q, GAO L Q, GAO Z. On validation of extended state observer through analysis and experimentation[J]. Journal of Dynamic Systems Measurement & Control, 2012, 134(2):224-240.
- [11] 周向阳,赵蓓蓓. 惯性稳定平台扩张状态观测器/PD复合控制[J]. 中国惯性技术学报, 2017, 25(1):6-10.
- [12] 左义和,项昌乐,闫清东,等. 基于非线性PID的E-CVT控制研究[J]. 机械传动, 2010, 34(4):10-12.
- [13] 韩京清. 从PID技术到“自抗扰控制”技术[J]. 控制工程, 2002, 9(3):13-18.
- [14] 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, 2008:253-254.

(上接第 36 页)

### 参 考 文 献

- [1] CHEN K, MA M, CHENG E, et al. A survey on MAC protocols for underwater wireless sensor networks [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2014, 16(3):1433-1447.
- [2] 郭忠文,罗汉江,洪锋,等. 水下无线传感器网络的研究进展[J]. 计算机研究与发展, 2010, 47(3):377-389.
- [3] LUO J, WANG D, ZHANG Q. On the double mobility problem for water surface coverage with mobile sensor networks [J]. IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems, 2012, 23(1):146-159.
- [4] 蒋鹏,阮斌锋. 基于分簇的水下传感器网络覆盖保持路由算法[J]. 电子学报, 2013, 41(10):2067-2073.
- [5] 夏娜,王长生,郑榕,等. 鱼群启发的水下传感器节点布置[J]. 自动化学报, 2012, 38(2):295-302.
- [6] 夏娜,郑语晨,杜华争,等. 刚性驱动水下传感器节点自组织布置[J]. 计算机学报, 2013, 36(3):494-505.
- [7] 何明,梁文辉,陈秋丽,等. 基于拓扑重构的水下移动无线传感器网络拓扑优化[J]. 通信学报, 2015, 36(6):78-87.
- [8] 何明,梁文辉,陈秋丽,等. 水下移动无线传感器网络拓扑愈合与优化[J]. 控制与决策, 2015, 30(2):251-255.
- [9] LIU L, LIU Y, ZHANG N. A complex network approach to topology control problem in underwater acoustic sensor networks[J]. IEEE Transactions on Parallel & Distributed Systems, 2014, 25(12):3046-3055.
- [10] 刘鹏鹏,姜卫东. 基于感知因子的水下传感器节点覆盖模型研究[J]. 南京大学学报:自然科学版, 2015, 51(6):1203-1209.
- [11] AMMARI H M. 3D-k Cov-ComFor: an energy-efficient framework for composite forwarding in three-dimensional duty-cycled  $k$ -covered wireless sensor networks[J]. ACM Transactions on Sensor Networks, 2016, 12(4):1-32.
- [12] JIANG P, FENG Y, WU F. Underwater sensor network re-deployment algorithm based on wolf search [J]. Sensors, 2016, 16(10):1754.
- [13] PENG J, XU Y, WU F. Node self-deployment algorithm based on an uneven cluster with radius adjusting for underwater sensor networks[J]. Sensors, 2016, 16(1):98.
- [14] JIANG P, LIU J, WU F, et al. Node deployment algorithm for underwater sensor networks based on connected dominating set[J]. Sensors, 2016, 16(3):388.
- [15] WANG Z, WANG B. A novel node sinking algorithm for 3D coverage and connectivity in underwater sensor networks[M]. Amsterdam: Elsevier Science Publishers B. V, 2017.
- [16] JIANG P, LIU S, LIU J, et al. A depth-adjustment deployment algorithm based on two-dimensional convex hull and spanning tree for underwater wireless sensor networks [J]. Sensors, 2016, 16(7):1087.