

文章编号 1004-924X(2014)01-0099-10

改进自抗扰控制谐波式电动舵机伺服系统

张明月^{1,2*}, 杨洪波¹, 章家保¹, 丁同超¹, 贾宏光¹

(1. 中国科学院 长春光学精密机械与物理研究所, 吉林 长春 130033;

2. 中国科学院大学, 北京 100039)

摘要: 针对电动舵机系统的非线性、快时变等特点, 提出了改进的自抗扰控制器以改善系统的位置跟踪性能。首先, 给出电动舵机的系统模型及控制策略, 分析了系统中非线性因素的影响; 设计了改进自抗扰控制器, 并利用现代控制理论给出了控制器参数的选择方法。然后, 在舵机系统中进行仿真分析, 验证了该控制器的可行性。最后, 基于谐波式电动舵机对改进的自抗扰控制器与常规自抗扰控制器及 PI 控制器进行对比实验。实验结果表明: 跟踪 $10 \sin(5 \pi t)$ 正弦信号时, 改进自抗扰控制器能够消除位置平顶和速度死区, 相位滞后为 $0.087\ 22$ rad; 跟踪 $\pm 1^\circ \sim \pm 15^\circ$ 角位置时, 上升时间为 $9 \sim 18$ ms, 超调量为 $0 \sim 7.25\%$, 稳态均方差为 $0.007\ 60 \sim 0.010\ 83$, 性能明显优于常规自抗扰控制器和 PI 控制器。得到的数据显示该控制器减少了设计参数, 位置跟踪超调量小, 响应时间快, 稳态均方差小, 改善了舵机系统的动态和稳态性能。

关键词: 电动舵机; 自抗扰控制器; Fal 函数; 摩擦模型; 伺服控制

中图分类号: V241.6; TP273 **文献标识码:** A **doi:** 10.3788/OPE.20142201.0099

Servo system of harmonic drive electromechanical actuator using improved ADRC

ZHANG Ming-yue^{1,2*}, YANG Hong-bo¹, ZHANG Jia-bao¹, DING Tong-chao¹, JIA Hong-guang¹

(1. *Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics,*
Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China;

2. *University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China)*

** Corresponding author, E-mail: zyy_2011@163.com*

Abstract: Because Electromechanical Actuator (EMA) is a nonlinear, time-varying servo system, this paper proposes an improved Active Disturbance Rejection Controller (ADRC) to improve the tracking performance of the EMA. First, the mathematical model and control strategy of the EMA were presented and the nonlinear factors influencing the performance of EMA were analyzed by the control theory. Then, the improved ADRC was described and the method to select parameters were given by modern control theory. Furthermore, the feasibility of this controller was demonstrated through a simulation under different input conditions. Finally, the performance of PI controller, ADRC, and improved ADRC was compared by experiments on a harmonic drive EMA servo system. Experimental results indicate that the improved ADRC controller can remove the position flat crest and velocity dead space, and its phase error is $0.087\ 22$ rad when the angular position signal of $10 \sin(5 \pi t)$ is tracked.

收稿日期: 2013-08-10; 修订日期: 2013-10-13.

基金项目: 中国科学院三期创新工程资助项目; 中国科学院知识创新工程国防科技创新重要方向项目 (No. YYYJ-1122)

Furthermore, the rise time, overshoot and the steady state mean square deviation of EMA system are 9–18 ms, 0–7.25%, 0.007 60–0.010 83, respectively, when $\pm 1^\circ - \pm 15^\circ$ angular positions are tracked. These results means that the performance of the improved ADRC is better than those of the PI controller and traditional ADRC. It has a fast response, slight overshoot and high accuracy in stability, as well as strong anti-disturbance and robustness.

Key words: electromechanical actuator; Active Disturbance Rejection Controller(ADRC); Fal function; friction model; servo control

1 引言

电动舵机是导弹的执行机构,其中心任务是控制导弹舵面的精确偏转,使导弹达到预期的姿态与位置。为了使舵面偏转到所需要的位置,舵机产生的主动力矩必须克服作用在舵轴上的铰链力矩,以及舵面转动所引起的惯性力矩及传动机构中的摩擦力矩。铰链力矩和摩擦力矩等非线性因素严重影响舵机的角位置精度,故深入研究其伺服系统的建模与控制,以最大程度地减小各种干扰对位置控制精度的影响非常重要。

电动舵机通常采用 PID 控制器,随着导弹性能的提高,对电动舵机的速度、稳定性和抗扰性提出了更高的要求,而电动舵机存在严重的非线性因素, PID 控制器已难以满足伺服系统的品质要求。针对舵机的非线性特点,文献[1,2]设计了滑模变结构控制器,改善了电动舵机的动态品质,但存在高频振荡问题;文献[3]设计了鲁棒控制器,提高了舵机的抗扰性能,但该控制器依赖于被控对象;文献[4]设计了混沌优化神经元 PID 控制器,确定了合适的 PID 参数,但神经元参数整定复杂;文献[5]采用模糊 PID 控制器对电动舵机进行控制,但是确定模糊规则困难,难以实际应用。这些控制器虽然在某些程度上能对非线性进行控制,但相关工作还处在仿真阶段,设计难度大,控制成本高。

自抗扰控制器(Active Disturbance Rejection Controller, ADRC)不依赖于被控对象,对系统中的不确定性和外部扰动具有较强的适应性和鲁棒性,在解决伺服系统非线性问题中得到了很多应用^[6-8],在舵机伺服系统控制中也有应用,文献[9]设计了模糊 ADRC,提高了舵机性能,文献[10]基于自抗扰控制研究导弹电液舵机系统,对总扰

动项进行准确估计和实时补偿。但以上设计的 ADRC 调节参数多,参数确定困难,且研究中没有给出一定的整定规律。

本文针对谐波式电动舵机中铰链力矩、摩擦力矩等非线性扰动,设计了改进 ADRC 以控制舵机系统的位置跟踪。该控制器使用线性扩张状态观测器和线性误差反馈控制律,并加入 Fal 函数滤波系统。电动舵机分别采用 PI、ADRC、改进 ADRC 三种控制器进行仿真分析和实验验证,从稳态精度、上升时间、超调量等方面进行数据对比。仿真分析和实验表明,改进的 ADRC 抗扰性强,控制器参数少,整定简单,充分改善了舵机系统的动态和静态性能。

2 电动舵机负载力矩分析

导弹在飞行过程中,舵机需要克服 3 种负载转矩:铰链力矩、惯性力矩、摩擦力矩。

2.1 铰链力矩

由空气动力学知识,舵机的铰链力矩取决于舵面的类型与几何形状、马赫数、迎角或侧滑角以及舵面偏转角,设计中可近似表示为:

$$T_L = h \cdot \delta, \quad (1)$$

式中: h 为铰链力矩系数, $h = M_{hm} / \delta_m$; M_{hm} 是舵面最大力矩, δ_m 是最大舵面偏角; δ 为实际舵面偏角。随着导弹飞行姿态的变化,铰链力矩将在比较大的范围内变化,因而影响舵机的性能。

2.2 惯性力矩

惯性力矩 M 与电机轴上的等效转动惯量 J 和电机轴最大加速度有关,等效转动惯量由电机转子、联轴器、谐波齿轮、输出轴及舵片等的转动惯量折算得到。惯性力矩的表达式如下:

$$M = J \frac{dn}{dt}. \quad (2)$$

由于电动舵机进行位置跟踪,其跟踪状态不同,惯性力矩也不同。

2.3 摩擦力矩

电动舵机中摩擦普遍存在,其中以舵轴和传动机构等机械部分产生的摩擦为主。低速控制时^[11],摩擦造成系统的低速爬行和平顶现象,稳态时有较大的静差或出现极限环震荡,使系统的动态及静态性能受到很大影响。为了研究摩擦力矩对舵机的影响,选择合适的摩擦模型非常重要, LuGre 模型^[11-12] 不仅考虑了黏性摩擦、库仑摩擦,而且考虑了静态摩擦以及 Stribeck 负斜率效应,是目前比较完善的摩擦模型。LuGre 摩擦模型用两个接触面间弹性鬃毛的平均变形来表征摩擦的动态过程,当切向力作用在鬃毛上时,由于相对运动导致鬃毛变形,产生摩擦力。基于 LuGre 模型来描述舵机系统中的摩擦运动机理,其描述如下:

$$\begin{cases} \dot{T}_m = \sigma_0 z + \sigma_1 \dot{z} + \alpha_f \omega \\ \dot{z} = \omega - \frac{\sigma_0}{g(\omega)} | \omega | z \\ g(\omega) = F_c + (F_s - F_c) e^{-(\omega/V_s)^2} \end{cases}, \quad (3)$$

其中: T_m 为摩擦力矩,状态变量 z 代表接触面鬃毛的平均变形, σ_0 为刚度系数, σ_1 为微观阻尼系数, ω 为负载转速, F_c 为库仑摩擦力矩, F_s 为静摩擦力矩, α_f 为黏性摩擦系数, V_s 为切换速度。

3 电动舵机系统模型与控制策略

3.1 电动舵机数学模型

电动舵机传动结构如图 1 所示,伺服电机带

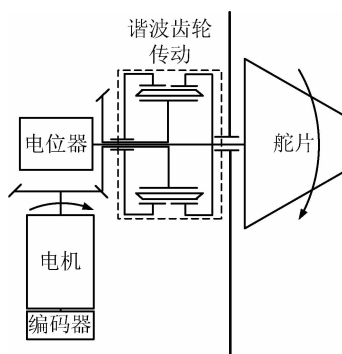


图 1 电动舵机传动机构图

Fig.1 Mechanism scheme of EMA

动锥齿轮转动,后经谐波齿轮减速器减速带动舵轴偏转。编码器测定电机的转速,并变换为电压信号反馈给功率放大器,构成速度闭环控制。舵轴的旋转角度经过角度传感器变换为电压信号反馈给功率放大器,构成位置闭环控制,使舵机稳定在某一转角位置,完成舵机受控转动功能。

根据电动舵机工作原理分别得出电气方程、机电转换方程、机械方程,分别为:

$$u_d = \frac{i_d R_a}{K_s} + L \frac{di_d}{k_s dt} + \frac{K_e n}{K_s}, \quad (4)$$

$$T_{em} = K_m i_d, \quad (5)$$

$$T_{em} = J \frac{dn}{dt} + T_{mf} + T_{mh}. \quad (6)$$

考虑到电机的电感非常小,无刷直流电机电磁常数与机械时间常数数量级相差约数十倍,当忽略电机电枢电感时,舵机系统的状态方程简化为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{K_m K_e}{J R_a} x_2 - \frac{T_{mf}}{J} - \frac{T_{mh}}{J} + \frac{K_s K_m}{J R_a} u_d, \\ y = x_1 \end{cases} \quad (7)$$

式中: L 、 R_a 、 i_d 分别为电机电枢的电感、电阻、电流, n 为电机转速, J 为等效到电机输入端的总转动惯量。 T_{mf} 和 T_{mh} 分别为折算到电机轴上的总摩擦力矩和铰链力矩。 K_m 为电机的力矩系数, K_e 为反电势系数, K_s 为 PWM 功率放大器放大系数, u_d 为控制输入, x_1 为舵机系统的实际输出转角, x_2 为舵机系统的角速度。因为舵机系统中摩擦力矩和铰链力矩不断变化,所以系统是一个二阶时变非线性系统。

3.2 电动舵机控制策略

电动舵机系统是典型的串级直流位置控制系统,具有 2 个闭合回路:内回路为速度环,外回路为位置环,其结构如图 2 所示。

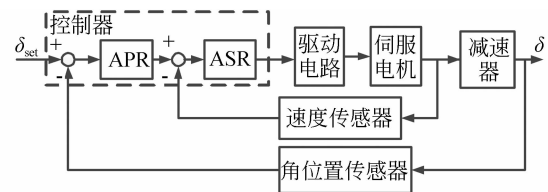


图 2 电动舵机伺服系统工作原理示意图

Fig.2 Schematic diagram of EMA servo system

4 电动舵机的改进自抗扰控制器设计

自抗扰控制器通常由跟踪微分器、扩张状态观测器、非线性误差反馈控制律三部分组成^[13]。其中跟踪微分器安排过渡过程,提取控制目标的微分信号,解决系统超调与快速性的矛盾。扩张状态观测器对被控对象的状态和对象模型中的内扰和外扰进行估计。非线性误差反馈控制律补偿对象模型的内扰和外扰,使系统变为积分串联型系统,实现动态系统的反馈线性化。

常规扩张状态观测器及非线性误差反馈控制律采用非线性函数构成,但当采样步长足够小时,用线性函数构成,仍能取得较好效果,且简单易实现。本文设计改进 ADRC,去除原有的跟踪微分器,采用线性误差反馈控制律和线性扩张状态观测器,并引入 Fal 函数滤波系统,提高舵机系统的静态性能,ADRC 和改进 ADRC 的结构如图 3 所示。

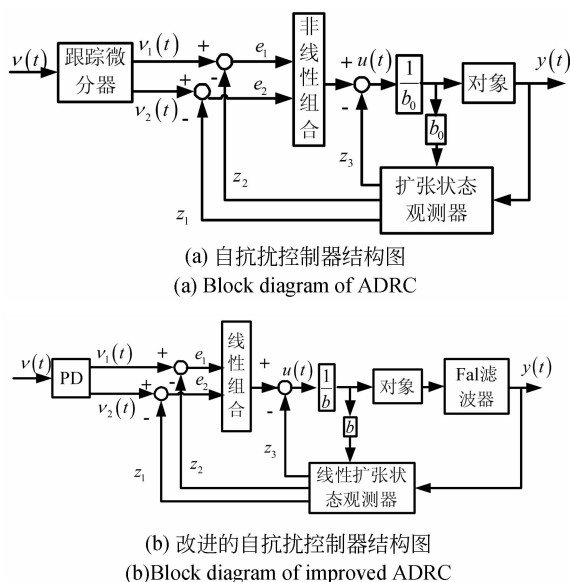


图 3 自抗扰控制器和改进自抗扰控制器结构图对比
Fig. 3 Comparison of block diagrams of ADRC and improved ADRC

4.1 线性扩张状态观测器

对舵机系统建立二阶扩张状态观测器,将系统铰链力矩、摩擦力矩及外部随机扰动力矩作为“总扰动”进行估计。

设外部未知扰动为 ω , 根据式(7), 令 $x_1 = y$, $x_2 = \dot{x}_1$, $x_3 = -\frac{K_m K_e}{J R_a} x_2 - \frac{T_{mf}}{J} - \frac{T_{mf}}{J} + \omega = f$, 其状态空间方程如下:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 + bu \\ \dot{x}_3 = f \\ y = x_1 \end{cases}, \quad (8)$$

$$\text{系数 } \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ b \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T, \mathbf{D} = 0.$$

设 \mathbf{L} 为观测器反馈矩阵, 则二阶扩张状态观测器为:

$$\begin{cases} e = z_1 - x_1 \\ \dot{z}_1 = z_2 - L_1(e) \\ \dot{z}_2 = z_3 - L_2(e) + bu \\ \dot{z}_3 = -L_3(e) \\ y = z_1 \end{cases}. \quad (9)$$

根据极点配置定理, 将状态观测器配置在 $-\omega_0$ 点, 则状态观测器特征矩阵的所有特征值均为 ω_0 , 即 ω_0 为状态观测器的带宽^[13]。式(9)的频域表达式为:

$$\begin{aligned} |sI - (\mathbf{A} - \mathbf{LC})| &= s^3 + L_1 s^2 + \\ &L_2 s + L_3 = (s + \omega_0)^3, \end{aligned} \quad (10)$$

$$\text{其中 } \begin{cases} L_1 = 3\omega_0 \\ L_2 = 3\omega_0^2 \\ L_3 = \omega_0^3 \end{cases}$$

4.2 线性误差反馈律

扩张状态观测器对扰动进行估计补偿后, 系统变为一个二阶积分系统, 系统型如 $J s^2 + 1 = 0$ 。该系统的阻尼比为 0, 特征方程有一对纯虚根, 对应于 s 平面虚轴上的一对共轭极点, 以此算出系统的阶跃响应为等幅震荡, 此时系统相当于无阻尼状态。其输出具有不衰减的等幅震荡形式, 系统处于临界稳定状态, 即实际上的不稳定状态。

PD 控制器中的微分控制规律能反应输入信号的变化趋势, 产生有效的早期修正信号, 以增加系统的阻尼程度, 从而改善系统的稳定性。据此, 采用比例微分控制律, 控制律可以写成:

$$u_0 = K_p(r - z_1) + K_d \left(\frac{d(r - z_1)}{dt} \right) \approx$$

$$K_p(r - z_1) + K_d(-z_2), \quad (11)$$

其中: K_p 、 K_d 为比例和微分系数, r 为输入。为了不对输入值微分, 将 $K_p(-z_2)$ 代替 $K_d(r - z_2)$, 得到没有零点的纯二阶闭环传递函数, 如式 (12) 所示:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} \approx \frac{K_p}{s^2 + K_d s + K_p}, \quad (12)$$

式中 K_p 、 K_d 的选取非常重要, 根据现代控制理论, 采用极点配置原理, 两极点都配置为 ω_c , 即 ω_c 为闭环系统的带宽, 则比例增益和微分增益分别写为 $K_p = \omega_{c2}$ 和 $K_d = 2\omega_c$ 。

4.3 Fal 函数的滤波性能分析

为了提高舵机系统的稳态精度, 设计了 Fal 函数滤波系统。Fal 函数^[14]的定义为:

$$Fal(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} |e|^\alpha \text{sign}(e), & |e| > \delta \\ \frac{e}{\delta^{1-\alpha}}, & |e| \leq \delta \end{cases} \quad (13)$$

其数学拟合如图 4 所示, Fal 函数仅在 0 附近存在非常小的线性区域, 有“小误差大增益, 大增益小误差”的特点。Fal 函数可组成如式 (14) 所示的反馈结构形成 Fal 函数滤波系统^[15]:

$$\begin{cases} \dot{x} = k \cdot Fal(e, \alpha, \delta) \\ e = y - y_0 \\ y_0 = x \end{cases} \quad (14)$$

为了验证 Fal 函数的滤波性能, 输入 1° 位置信号, 系统中加入功率谱密度 0.003 的白噪声, 经设计选择 $k=1\ 000$ 、 $\delta=0.8$ 、 $\alpha=0.5$, 系统的滤波性能如图 5 所示。滤波前后的均方差分别为 0.172 1 和 0.061 2, 可见 Fal 函数有很好的滤波

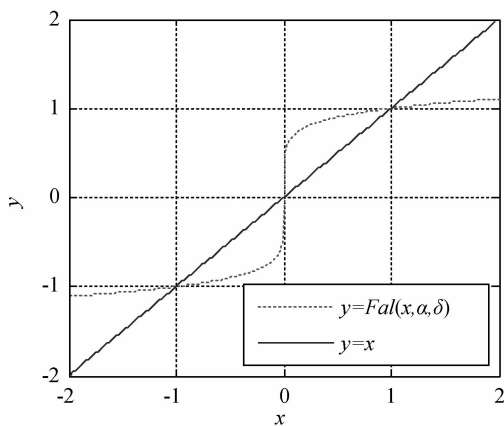


图 4 Fal 函数拟合示意图

Fig. 4 Fitting schematic diagram of Fal function

效果。

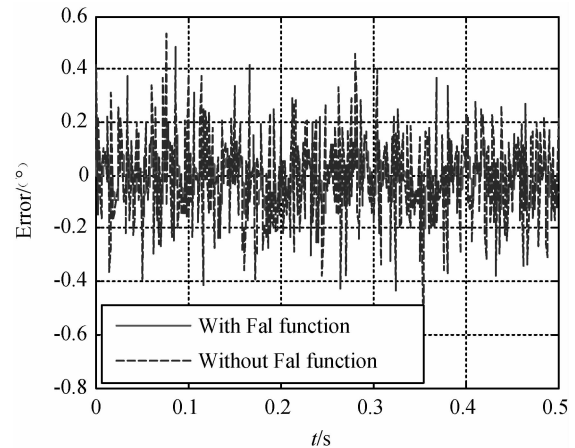


图 5 Fal 函数的滤波性能

Fig. 5 Filtering performance of Fal function

4.4 改进 ADRC 参数选择方法

改进 ADRC 含有 ω_c 、 ω_0 、 b 、 k 、 δ 、 α 6 个参数。对于 ω_c 、 ω_0 、 b , 首先选定 ω_c , ω_c 一般选为闭环系统的带宽, ω_c 增加能减少系统的响应时间且能降低超调量, 但带宽提高受到传感器噪声和动态不确定性的限制, 需要根据总体要求设定。

ω_0 、 ω_c 分别表示系统观测器和闭环系统的带宽。根据现代控制理论, 二者应满足闭环主导极点的概念, 即观测器的希望极点与虚轴距离比闭环系统的希望极点与虚轴距离远 5 倍以上, 即 $\omega_0 > 5\omega_c$, 其物理意义为, 状态观测器的动态过程, 可在闭环系统上升时间之前结束。参数 b 是与被控对象有关的参数, 也是扩张状态观测器和扰动补偿共用的参数, 一般根据系统结构及系统特点确定。 k 为 Fal 函数滤波器的比例因子, 其值越大系统跟踪越快, 但滤波效果越差。 δ 为滤波因子, 增加 δ 可使滤波效果变好, 但也增加了跟踪的延迟, 且系统超调变大。 α 增大滤波效果会变好, 但跟踪速度降低。

5 仿真分析

电动舵机系统的具体参数: $J = 3.71 \times 10^{-6} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 电枢电感 $L = 6.2 \times 10^{-5} \text{ H}$, $R_a = 0.386 \Omega$, $K_m = 0.0276 \text{ N} \cdot \text{m/A}$, $K_e = 0.0276 \text{ N} \cdot \text{m/A}$ 。分别采用 PI、ADRC、改进 ADRC 三种控制器对舵机进行位置环控制。经优化设计后控制器参数分别为: PI 控制器参数为 $K_p = 3\ 000$, $K_i =$

15;依据 ADRC 的标准形式^[13],经整定后 ADRC 的参数为: $r_0 = 1\ 000$, $h = 0.001$, $\beta_{01} = 500$, $\beta_{02} = 1\ 500$, $\beta_{03} = 700$, $r = 6\ 500$, $c = 0.1$, $h_1 = 0.01$, $b_0 = 100$, $\alpha_1 = 0.5$, $\alpha_2 = 0.25$;改进 ADRC 的参数为 $\omega_c = 1\ 500$, $\omega_0 = 10\ 000$, $b = 2\ 000$, $k = 1\ 000$, $\alpha = 0.8$, $\delta = 0.8$ 。

5.1 抗扰性分析

输入阶跃信号为 1° ,并在系统中加入功率谱密度为 $0.000\ 03$ 的扰动来模拟负载力矩的变化,在 Simulink 中搭建电动舵机模型,由图 6 和表 1 可知,改进的 ADRC 和 ADRC 快速响应性能优于 PI 控制器,且改进 ADRC 明显降低了系统稳态均方差。

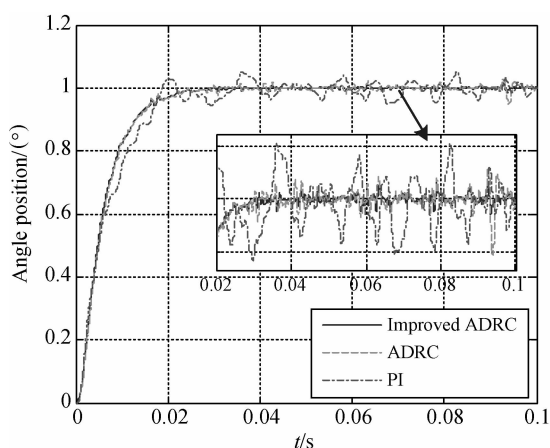


图 6 1° 时位置阶跃响应曲线

Fig. 6 Step response curve of angular position at 1°

表 1 控制器性能对比

Tab. 1 Performance of different controllers

控制器	超调量/%	上升时间/ms	稳态均方差
PI	5	11	0.332 12
ADRC	0	8	0.063 40
改进 ADRC	0	7	0.010 47

5.2 考虑摩擦力矩的分析

为了验证控制器对摩擦力矩的抑制作用,将基于 LuGre 模型的摩擦力矩引入到仿真分析中,经辨识得到电动舵机系统的 LuGre 摩擦模型的参数为: $\sigma_0 = 11.6\ \text{N} \cdot \text{m}/\text{rad}$, $\sigma_1 = 0.027\ 2\ \text{N} \cdot \text{m}/(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$, $V_s = 188.1\ \text{rad}/\text{s}$, $F_s = 0.032\ \text{N} \cdot \text{m}$, $F_c = 0.019\ \text{N} \cdot \text{m}$, $\alpha_f = 9.22 \times 10^{-5}\ \text{N} \cdot \text{m}/(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$ 。

输入 $0.5 \sin(5\pi t)$ 的正弦信号,图 7、图 8 分别为位置和速度跟踪曲线,可以看出在速度过零点时,摩擦模型中为最大静摩擦和 Stribeck 摩擦产生变化且不连续的摩擦力矩,具有很强的非线性,线性 PI 控制器产生的控制力矩不能克服零速附近的非线性摩擦力矩,跟踪速度波形发生畸变,出现速度跟踪“死区”现象,同时反向时造成位置跟踪误差,形成位置跟踪“平顶”现象,且相位滞后为 $0.205\ 62\ \text{rad}$,而采用 ADRC 和改进的 ADRC,控制器将摩擦看做系统的一个干扰,采用扩张状态观测器对扰动进行估计,并通过反馈控制律进行补偿,有效抑制了摩擦干扰对动静性能的影响,位置跟踪没有“平顶”,速度跟踪没有“死区”,且 ADRC 和改进的 ADRC 的相位滞后分别为 $0.098\ 58$ 和 $0.095\ 61\ \text{rad}$,改进的 ADRC 控制器性能优于 ADRC 和 PI 控制器。

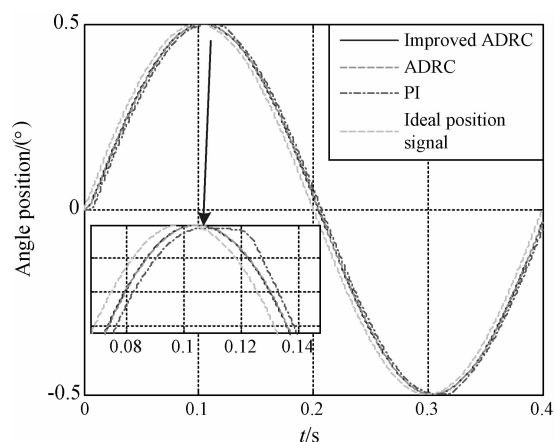


图 7 $0.5\sin(5\pi t)$ 输入位置跟踪曲线响应

Fig. 7 Curves of tracking angular positions of $0.5\sin(5\pi t)$

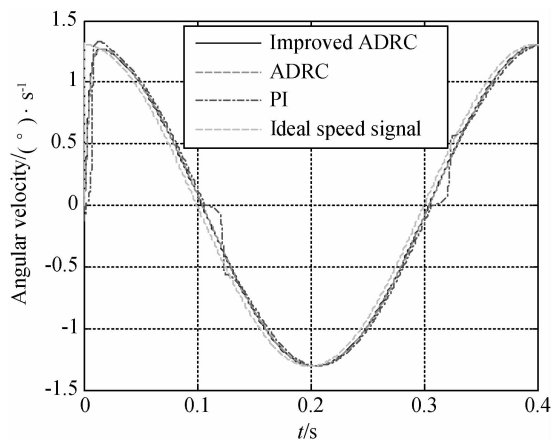


图 8 $0.5\sin(5\pi t)$ 输入速度跟踪曲线响应

Fig. 8 Curves of tracking velocity positions of $0.5\sin(5\pi t)$

6 实验验证

为了验证改进 ADRC 的实际应用效果,在谐波式舵机上进行对比实验。该舵机的性能指标为最大舵偏角±15°;带宽不小于 20 Hz;稳态精度±0.3°;阶跃响应超调量小于 10%,最大输出力矩为 6 N·m。

舵机系统采用 DSP 与 CPLD 联合工作模式, DSP 为主处理器, CPLD 实现系统逻辑控制单元, DSP 产生的脉宽调制信号由逻辑控制单元变换生成三相六步时序信号,经过光耦传送至驱动放大电路,驱动无刷直流电机。同时逻辑控制单元通过电平转换芯片与编码器,霍尔信号以及 A/D 转换器完成逻辑对接。通过控制 A/D 转换器,可以采集到电位器的角位置信号。通过对编码器信号的处理,可以得到电机的角速度。实验时将舵机输出轴与弹性系数为 0.4 N·m/(°)的扭簧连接,模拟导弹飞行时电动舵机所受的铰链力矩,即当舵偏角达到±15°时舵机负载力矩达到 6 N·m。实验装置如图 9 所示。舵机具体参数即为仿真分析中数据,舵机初始位置、初始速度均为 0,采样周期为 1 ms。文中对 PI 控制器、ADRC、改进 ADRC 的控制方案进行了对比。



图 9 电动舵机伺服系统实验装置

Fig. 9 Experimental facility of EMA servo system

6.1 正弦信号时系统的跟踪性能

位置指令为 $10\sin(5\pi t)$ 的正弦信号,不同控制器控制的位置跟踪响应曲线和速度跟踪响应曲线如图 10 和 11 所示。系统性能对比如表 2 所示。通过图 10 可以看出 PI 控制器控制时,位置“平顶”现象出现在 0.105~0.125 s,速度“死区”也在此时间内出现,而改进 ADRC 无位置平顶和

速度死区,且相位滞后小,稳态均方差小,且有很好的跟踪性能,性能优于 ADRC 和 PI 控制器。

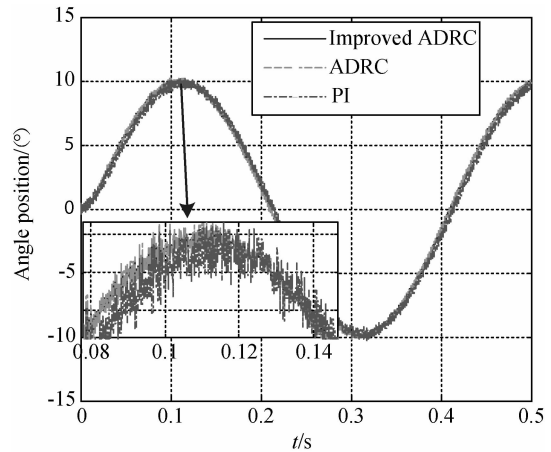


图 10 10sin(5πt)输入位置跟踪曲线响应

Fig. 10 Curves of tracking angular positions of 10sin(5πt)

表 2 10 sin(5πt)跟踪性能对比

Tab. 2 Comparison of tracking performance of 10sin(5πt)

控制器	位置平顶	速度死区	稳态均方差	相位滞后 /rad
PI	有	有	0.368 94	0.203 42
ADRC	无	无	0.080 58	0.090 45
改进 ADRC	无	无	0.010 35	0.077 22

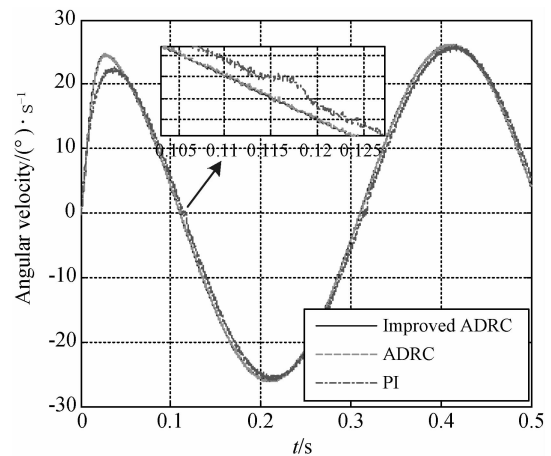


图 11 10sin(5πt)输入速度跟踪曲线响应

Fig. 11 Curves of tracking velocity positions of 10sin(5πt)

6.2 带载时系统的跟踪性能分析

为了进一步验证改进 ADRC 跟踪性能,输入角度-15~15°,跟踪曲线如图 12 所示,跟踪性能

对比如表 3 所示。改进 ADRC 因为扩张状态观测器对扰动进行实时观测,调节时间短、系统超调量小,而 PI 控制器系统响应速度慢、且超调大,稳态均方差大。

由图 12 可以看出,随着指令信号的增大,PI 控制器在 1° 时系统有 5.5% 的超调量,随着指令信号的增大,超调量变大,上升时间大,稳态均方

差也大,反映出 PI 控制器在被控对象模型参数在大范围变化时,PI 控制器控制性能。ADRC 阶跃响应曲线超调量减小,上升时间小,且稳态均方差小。改进 ADRC 的超调量进一步减小,上升时间变短,稳态均方差进一步变小,即动静特性都得到相应的提高。分析表明,改进增强了 ADRC 的特点,且设计参数少,易于调节。

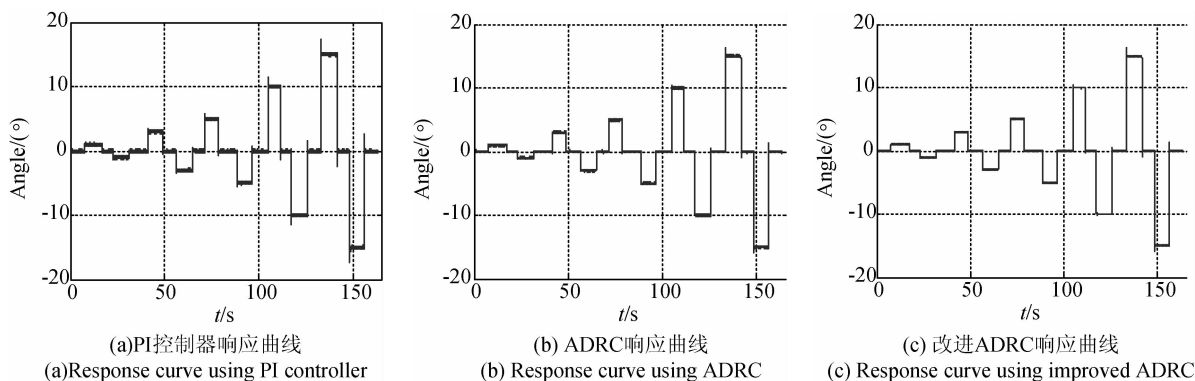


图 12 不同控制器跟踪角位置阶跃响应

Fig. 12 Response curves of tracking angular positions by different controllers

表 3 不同控制器跟踪 $\pm 1^\circ \sim \pm 15^\circ$ 角位置性能对比

Tab. 3 Performance comparison of tracking angular positions from 1° to 15° by different controllers

位移值 / $^\circ$	PI			ADRC			改进 ADRC		
	上升时间 /ms	超调量 %	均方差 / $^\circ$	上升时间 /ms	超调量 %	均方差 / $^\circ$	上升时间 /ms	超调量 %	均方差 / $^\circ$
1	20	5.50	0.285 27	10	0	0.071 08	9	0	0.009 45
-1	21	5.12	0.301 02	11	0	0.062 56	10	0	0.010 25
3	24	6.70	0.312 32	13	0	0.085 69	11	0	0.008 56
-3	23	6.91	0.324 06	12	0	0.104 50	12	0	0.007 60
5	25	8.42	0.275 60	15	2.16	0.065 67	13	0	0.008 69
-5	25	8.10	0.284 51	15	2.32	0.079 63	13	0	0.009 12
10	28	12.75	0.254 26	17	5.64	0.075 21	14	2.56	0.010 83
-10	27	13.20	0.210 41	16	5.03	0.069 63	15	2.43	0.009 45
15	34	18.63	0.306 70	19	8.32	0.078 41	16	7.34	0.008 52
-15	32	18.45	0.298 47	20	7.96	0.066 45	18	7.25	0.008 95

7 结 论

本文分析了影响电动舵机稳定性的主要因素,提出了改进的 ADRC,并采用 Fal 函数设计

Fal 函数滤波系统,提高系统稳态精度。同时采用现代控制理论中观测器和状态反馈的设计方法对改进的 ADRC 参数给出了选择的理论依据和物理意义。仿真分析和实验验证表明:采用改进 ADRC,跟踪 $10\sin(5\pi t)$ 正弦信号时,改进 ADRC

能够消除位置平顶和速度死区,相位滞后 0.087 22 rad;跟踪 $\pm 1 \sim \pm 15^\circ$ 角位置时,超调量为 0 ~ 7.25%,稳态均方差为 0.007 60 ~ 0.010 83。与 ADRC 相比,改进 ADRC 保留了 ADRC 的抗扰性特点,但参数少,且算法简单,易

于工程实现。与传统控制 PI 控制器相比,其抗扰效果好,显著降低了稳态均方差,提高系统的动态品质和静态品质。改进的 ADRC 为提高电动舵机伺服系统的抗扰性能提供了参考。

参考文献:

- [1] 彭书华,李华德,苏中,等.不确定参数电动舵机滑模变结构控制[J].电机与控制学报,2009,13(1):128-132.
PENG SH H,LI H D,SU ZH, *et al.*. Sliding mode variable structure control of electric steering engine with uncertain parameters[J]. *Electric Machines and control*, 2009,13(1):128-132. (in Chinese)
- [2] SEONG H, JANG M L, Adaptive dynamic surface control with sliding mode control and RWNN for robust positioning of a linear motion stage [J]. *Mechatronics*, 2012, 22: 222-238.
- [3] 骆光照. 电动舵机的鲁棒控制器[D], 西安:西北工业大学, 2003.
LUO G ZH. *Robust Control Application in Electromechanical Actuator* [D]. Xi'an: College of Automatization Northwesten Polytechnical University, 2003. (in Chinese)
- [4] 曹登刚. 混沌优化及其在电动舵机控制系统上的应用[D]. 湘潭:湘潭大学, 2008.
CAO D G. *Chaos Optimization and its Application in the Control System of Electro-mechanical Actuators* [D]. Xiangtan: Xiangtan university, 2008. (in Chinese)
- [5] MILAN R, ZARKO C, DRAGAN L. Intelligent control of DC motor driven electromechanical fin actuator[J]. *Control Engineering Practice*, 2012, 20: 610-617.
- [6] 陈茂胜,金光,张涛,等. 积分反馈自抗扰控制力矩陀螺框架伺服系统设计[J]. 光学精密工程, 2012, 20(11):2424-2432.
CHEN M SH, JIN G, ZHANG T, *et al.*. Design of gimbal servo system of CMG using active disturbance rejection control with integral feedback[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2012, 20(11): 2424-2432. (in Chinese)
- [7] 薛立娟,李海涛,李红,等. 基于 ADRC 的 MSCMG 框架系统高精度控制[J]. 北京航空航天大学学报, 2012, 38(11):1497-1501.
XUE L J, LI H T, LI H, *et al.*. High precision control based on ADRC used in gimbal system of MSCMG[J]. *Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 2012, 38(11):1497-1501. (in Chinese)
- [8] 于海滨,肖本贤,郝伉. 基于改进型 ADRC 的双轴伺服系统摩擦补偿研究[J]. 合肥工业大学学报, 2010, 3(11):1634-1638.
YU H B, XIAO B X, YU K, *et al.*. Study of friction compensation in bi-axis servo system based on improved ADRC [J]. *Journal of Hefei University of Technology*, 2010, 3(11): 1634-1638. (in Chinese)
- [9] 崇阳,张科,王靖宇. 一种基于模糊 ADRC 的舵机控制算法设计与实现[J]. 西北工业大学学报, 2011, 29(2):217-222.
CHONG Y, ZHANG K, WANG J Y. Design and application of a servo control system based on a fuzzy active disturbance rejection control[J]. *College of Automatization Northwesten Polytechnical University*, 2011, 29(2):217-222. (in Chinese)
- [10] 付永领,陈辉,刘和松,等. 基于自抗扰控制的导弹电液舵机系统研究[J]. 宇航学报, 2012, 31(4): 1051-1055.
FU Y Y, CH H, LIU H S, *et al.*. Study on missile electro-hydraulic actuator system based on active disturbance rejection control method [J]. *Journal of Astronautics*, 2012, 31(4): 1051-1055. (in Chinese)
- [11] 谭文斌,李醒飞,向红标,等. 应用稳态误差分析辨识 LuGre 模型参数[J]. 光学精密工程, 2011, 19(3):664-671.
TAN W B, LI X F, XIANG H B, *et al.*. Parameter identification of LuGre model based on analysis of steady state error[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2011, 19(3):664-671. (in Chinese)
- [12] 于伟,马佳光,李锦英,等. 基于模型实现精密伺服转台摩擦参数辨识及补偿[J]. 光学精密工程,

- 2011,19(11):2736-2743.
- YU W, MA J G, LI J Y, *et al.*. Friction parameter identification and friction compensation for precision servo turning table [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2011,19(11):2736-2743. (in Chinese)
- [13] ZHI Q G. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning [C]. *Proceedings of the American Control Conference, Denver, 2003*, 6: 4989-4996.
- [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.
- HAN J Q. *Active Disturbance Rejection Control Technique—the Technique for Estimating and Compensating the Uncertainties* [M]. Beijing: National Defence Industry Press, 2008. (in Chinese)
- [15] 王宇航, 姚郁, 马克茂. Fal 函数滤波器的分析及应用[J]. *电机与控制学报*, 2010,14(11):88-99.
- WANG Y H, YAO Y, MA K M. Analysis and application of Fal function filter[J]. *Electric Machines and Control*, 2010,14(11):88-99. (in Chinese)

作者简介:



张明月(1986—),女,山东聊城人,博士研究生,2011年于华中科技大学获得硕士学位,主要从事机电伺服系统结构设计、控制系统设计方面的研究。E-mail: zyy_2011@163.com

导师简介:



杨洪波(1963—),男,黑龙江嫩江人,博士生导师,研究员,主要研究方向为光机电集成计算机辅助工程技术。E-mail: yanghb@ciomp.ac.cn

(版权所有 未经许可 不得转载)