

doi: 10.3969/j.issn.1003-3106.2021.02.012

引用格式: 陈兴, 赵鞭, 刘亚兵, 等. 深空探测天线自抗扰控制技术研究 [J]. 无线电工程, 2021, 51(2): 149-155. [CHEN Xing, ZHAO Bian, LIU Yabing, et al. Research on Active Disturbance Rejection Control Technology of Deep Space Exploration Antenna [J]. Radio Engineering, 2021, 51(2): 149-155.]

深空探测天线自抗扰控制技术研究

陈兴, 赵鞭, 刘亚兵, 相锋, 弓喜忠

(西安卫星测控中心, 陕西 西安 710043)

摘要: 随着深空探测技术的不断发展, 深空探测设备天线口径的不断增大, 观测频率越来越高, 波束宽度越来越窄, 这对天线伺服系统控制精度提出了很高的要求。深空探测天线伺服系统采用的 PID 控制是典型的被动抗扰设计, 虽具有控制器结构简单、参数易于调整的优点, 但抗扰能力不足的缺点, 使其难以满足高精度指向和跟踪的需要。针对此问题, 提出了基于自抗扰控制技术的线性自抗扰技术补偿控制方法, 以深空探测设备伺服系统位置环为控制对象, 设计了线性自抗扰控制器, 并通过 Matlab 仿真, 验证了该控制器在复杂风扰环境下的性能表现。

关键词: 自抗扰控制; 跟踪精度; 深空探测天线; 抗干扰; 线性自抗扰补偿技术; 伺服系统

中图分类号: V119

文献标志码: A

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



文章编号: 1003-3106(2021)02-0149-07

Research on Active Disturbance Rejection Control Technology of Deep Space Exploration Antenna

CHEN Xing, ZHAO Bian, LIU Yabing, XIANG Feng, GONG Xizhong

(Xi'an Satellite Control Center, Xi'an 710043, China)

Abstract: With the continuous development of the deep space exploration technology, the diameter of the deep space antennas is becoming larger, the frequency of the observation is becoming higher, and the beam width is becoming narrower, which puts forward high requirements for the control precision of the antenna servo system. The PID control used in the deep space exploration antenna servo system is the traditional passive anti-interference design. Though it has the advantages such as a simple controller structure and easy parameter adjustment, the disadvantage of the shortage of the anti-interference ability makes it difficult to meet the demand for the high-precision pointing and tracking. To address the problem mentioned above, the compensation method of the linear active disturbance rejection control based on the active disturbance rejection control is put forward. The position loop of the deep space exploration antennas servo system is taken as the controller member, the linear active disturbance rejection controller is designed, and the performance of this controller in the complicated wind-disturbance circumstances is verified using the Matlab simulation.

Keywords: active disturbance rejection control; tracking precision; deep space exploration antennas; anti-interference; compensation method of the linear active disturbance rejection; servo system

0 引言

深空探测天线在指向和跟踪目标时, 由于其体积巨大, 外部扰动(天线抖动、风扰动)影响也随之变大。目前深空探测伺服系统的设计思想为被动抗扰思想, 即采用经典 PID 控制理论。传统 PID 控制器结构简单、参数易于调整, 在工程中广泛应用, 但在超高频和超大型天线中, 其抗扰动能力不足的缺点, 使其难以满足高精度指向和跟踪的需要^[1-2]。

自抗扰控制(ADRC)技术是由韩京清教授根据

多年实际控制工程经验提出的新的控制理论。它是一种以扩张状态观测器(ESO)为核心的新型控制技术, 是对传统 PID 控制技术的继承和发展。“自抗扰控制思想”指出了控制的核心是抗扰, 为重新认识控制问题的本质和指导解决实际控制问题提供了一种全新的思路。美国 Cleveland 州立大学的高志强教授通过参数化的方式, 给出形式简单的线性自抗扰控制(LADRC)技术, 它的控制参数少而且物理意义明确, 十分便于现场调试^[3]。

收稿日期: 2020-11-06

面对未来深空探测任务对天线伺服系统提出的新要求,结合目前工作中遇到的实际问题,本文以某深空探测设备位置环为控制对象,设计了线性自抗扰控制器,通过仿真验证该控制系统能够减小阵风对天线造成的扰动,达到提高天线跟踪精度的目的。

1 基于PID控制的伺服系统及其优缺点

1.1 三环控制系统简介

深空探测天线伺服驱动系统采用直流电机驱动,分方位、俯仰2条驱动支路。伺服系统采用典型的电流环、速度环、位置环控制,各环节的控制方法采用经典PID控制。系统的结构框图如图1所示。

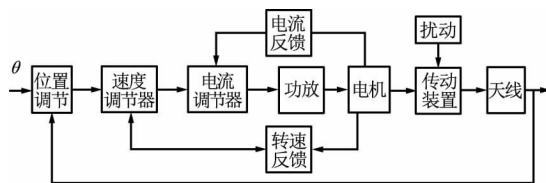


图1 伺服系统三环控制

Fig.1 Servo system three-loop control

经典PID控制的基本思想是基于误差来生成消除误差的控制策略,即用误差的过去、现在和变化趋势的加权和来得到控制策略。

PID控制使用方便,不依赖于被控对象的数学模型,其控制原理为:利用负反馈获得系统输出与期望目标的误差信号 e ,将 e 的比例(P)、积分(I)、微分(D)的线性组合构成控制量 u ,对被控对象进行控制:

$$u = K_p e(t) + K_I \int_0^t e(t) dt + K_D \frac{de(t)}{dt}, \quad (1)$$

式中, K_p 为比例增益; K_I 为积分增益; K_D 为微分增益。PID控制系统原理如图2所示。

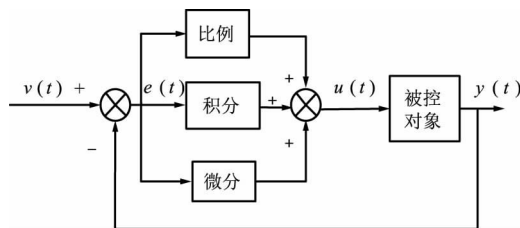


图2 PID控制系统原理

Fig.2 Schematic diagram of the PID control system

1.2 PID控制优缺点

PID控制原理是基于误差来生成消除误差控制策略:用误差的过去、现在和变化趋势的加权和消除误差。

优点:

靠控制目标与实际行为之间的误差来确定消除此误差的控制策略,而不是靠被控对象的“输入—输出”关系,即不靠被控对象的“输入—输出”模型来决定控制策略,简单易行,只要选择PID增益使闭环稳定,就能使对象达到静态指标。

缺陷:

① 采用PID校正系统闭环动态品质对PID增益的变化太敏感,当被控对象处于变化的环境中时,根据环境的变化经常需要变动PID的增益。

② “基于误差反馈消除误差”是PID控制技术的精髓,但实际情况中直接取目标与实际行为之间的误差常常会使初始控制力太大而使系统行为出现超调,而这正是导致使用PID控制技术的闭环系统产生“快速性”和“超调”不可调和矛盾的主要原因。

③ PID是用误差的比例、积分、微分的加权和形式来形成反馈控制量的,然而在很多场合下,由于没有合适的微分器,通常采用PI控制规律,限制了PID的控制能力。

④ PID是用误差的过去、现在和将来的适当组合来产生控制量的。经典PID一般采用线性取和方法,但是实际系统多为非线性系统,所以非线性控制器更适合实际情况。

⑤ PID中的误差积分反馈对抑制常值扰动确实有效,但在无扰动作用时,误差积分反馈常使闭环的动态特性变差,而对于随时变化的扰动来说,积分反馈的抑制作用能力又不是很显著。

2 线性自抗扰控制技术及其参数的整定方法

2.1 自抗扰控制技术简介

ADRC是针对同时具有内部和外部不确定性的非线性不确定系统的控制问题而提出的,其核心思想是将系统的内部不确定性(定常或时变,线性或非线性)和外部不确定性(外部扰动)一起作为“总扰动”,通过构造“扩张状态观测器”对“总扰动”进行估计并实时补偿,以期获得较强的控制不确定的能力以及较好的控制精度。

自抗扰控制结构一般由跟踪微分器(TD)、扩张状态观测器(ESO)、非线性状态误差反馈控制律(NLSEF)三部分组成。TD的作用是安排过渡过程并提取其微分信号,减小了系统的初始误差,解决了系统响应快速性和超调性之间的矛盾;ESO的作用是估计系统状态和内外扰动的实时作用量,将含未

知干扰的非线性不确定性对象化为积分串联型对象进行控制; NLSEF 利用安排的过渡过程及其微分信号与状态估计之间的误差的非线性组合和对 ESO 得到的扰动值的补偿来生成控制信号^[4-6]。n 阶自抗扰控制器的结构如图 3 所示。

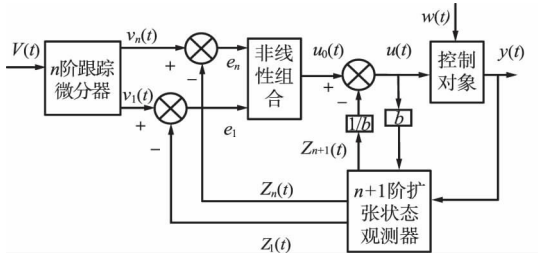


图 3 n 阶自抗扰控制器结构框图

Fig.3 Block diagram of n-order active disturbance rejection controller structure

2.2 二阶线性自抗扰控制系统数学模型

虽然 ADRC 技术在许多实际应用中显示出了独特的优越性,但由于非线性函数较多,使得计算量很大,对系统硬件的计算能力提出了更高要求,增加了实时控制难度;另外,控制器中非线性函数参数多,又没有特定的调整方法,使得参数调整过程复杂,目前还没有系统的整定方法,限制了其在实际工程中的应用。为此提出了 LADRC 技术,利用参数化来整定系统参数,即通过设定状态观测器的带宽参数实现简易参数的整定,使扩张状态观测器的可调参数数量由原来的多个降至单一参数,且物理意义明确,易于整定,而这些使 LADRC 将成为新型实用数字控制技术^[7-8]。下面以二阶非线性系统为例,说明 LADRC 原理。

一般可将二阶系统表示为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(t, x_1, x_2, w) + b_0 u \\ y = x_1 \end{cases} \quad (2)$$

式中, $f(t, x_1, x_2, w)$ 为系统中包括内扰和外扰在内的不确定因素,比如摩擦、量测噪声、传感器噪声、齿隙以及系统对象的动态特性。式(2)可写成:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 + b_0 u \\ \dot{x}_3 = h \\ y = x_1 \end{cases}, \quad (3)$$

式中, $x_3 = f; h = \dot{f}$ 。写成状态空间形式为:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u + \mathbf{E}h \\ y = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{cases}, \quad (4)$$

式中,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \\ 0 \end{bmatrix}; \mathbf{C} = [1 \ 0 \ 0]; \mathbf{E} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}。$$

则式(4)的线性扩张状态观测器(LESO)可写为:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{z}} = \mathbf{A}\mathbf{z} + \mathbf{B}u + \mathbf{L}(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = \mathbf{C}\mathbf{z} \end{cases}, \quad (5)$$

式中, $\mathbf{L} = [\beta_1 \ \beta_2 \ \beta_3]^T$ 为观测器增益,可以运用极点配置的方法得到。

为考证 ESO 的观测效果同 $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ 的关系,令式(4)减去式(5),可得误差方程:

$$\dot{\mathbf{e}} = \mathbf{A}_e \mathbf{e} + \mathbf{E}h, \quad (6)$$

式中, $\mathbf{e}_i = \mathbf{x}_i - \mathbf{z}_i, i = 1, 2, 3$;

$$\mathbf{A}_e = \mathbf{A} - \mathbf{L}\mathbf{C} = \begin{bmatrix} -\beta_1 & 1 & 0 \\ -\beta_2 & 0 & 1 \\ -\beta_3 & 0 & 0 \end{bmatrix}。$$

若 h 为有界量,那么只要选取矩阵 \mathbf{L} 使得 \mathbf{A}_e 稳定(系统的能观性可以保证这样的 \mathbf{L} 存在),就有 $\mathbf{e}_i \rightarrow 0$,则 ESO 就会得到很好的观测效果。

由于观测器可以对系统不确定因素观测,于是选择控制器为:

$$u = \frac{-z_3 + u_0}{b_0}. \quad (7)$$

忽略观测器对 $f(t, x_1, x_2, w)$ 的估计误差,控制对象可以简化为一个积分器串联型系统, $\dot{y} = (f - z_3) + u_0 \approx u_0$,则运用上式所示的 PD 控制器就可以实现很好的控制效果。

$$u_0 = k_p(r - z_1) - k_d z_2, \quad (8)$$

式中, r 为给定输入; k_p, k_d 为控制器增益。为了避免引入指定输入量的微分并且使得闭环传递函数成为一个没有零点的纯二阶系统,用 $-k_d z_2$ 代替 $k_d(\dot{r} - z_2)$ 。适当选取 k_p, k_d ,可以使闭环系统稳定。

由式(6)、式(7)和式(8)所表示的 LESO 可组成主动抗扰的线性自抗扰控制器,其控制原理如图 4 所示。

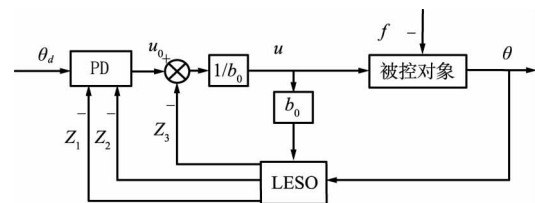


图 4 LADRC 控制原理

Fig.4 Schematic diagram of LADRC control

2.3 二阶线性自抗扰控制系统参数整定方法

根据上述模型,利用参数化的概念,令 $\beta_1 = 3\omega_0$, $\beta_2 = 3\omega_0^2$, $\beta_3 = \omega_0^3$, $k_d = 2\xi\omega_c$, $k_p = \omega_c^2$, 其中 ω_0 为观测器带宽, ω_c 为控制器带宽。

LADRC 是将 ADRC 线性化,并将 ADRC 调参问题简化为带宽调参问题,只需调节控制器带宽 ω_c 、观测器带宽 ω_0 以及 b_0 这 3 个参数即可获得较满意的动态性能。其中, ω_c 决定了控制器的响应速度,在一定范围内其越大控制效果越好,但过大有可能使系统不稳定,需要根据瞬态响应要求(如调整时间要求)确定,且一般应被限定在可以得到过程变量精确测量值的频率范围内; ω_0 决定了 ESO 的跟踪速度,观测器带宽越大,ESO 估计扰动也越快,但观测器带宽过大可能导致噪声难以忍受或 ESO 振荡,故其取值也取决于可接受的噪声阈值或者使观测器状态产生振荡采样延时; b_0 代表了对象的特性,可以由阶跃响应中的初始加速度导出。对于常见的大部分工程对象, ω_0 与 ω_c 可按 $\omega_0 = (3 \sim 5)\omega_c$ 的关系选择^[9-10]。

3 深空探测天线 LADRC 仿真

3.1 伺服系统天线的风干扰分析

在风的时程曲线中,包含两部分:①长周期部分,周期在 10 min 以上;②短周期部分,周期通常只有几秒。根据上述两部分,实际上把风分为平均风(即稳定风)和脉动风(即阵风)两部分来分析。考虑到平均风的长周期远大于一般天线结构的周期,因此这部分风虽然本质是动力的,但其作用与静力作用相近,可按静力作用来分析。脉动风是由风的不规则引起的,其强度是随时间按随机变化的。它的周期较短,按动力作用来分析。

风吹向圆抛物面天线的情形如图 5 所示,在二维体轴坐标系内,风载荷有 3 个分量:

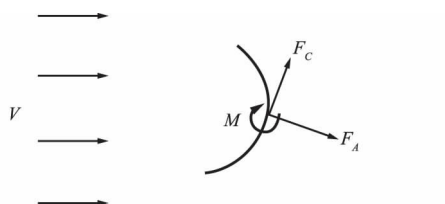


图 5 圆抛物面的风载荷

Fig.5 Wind load of circular paraboloid

$$F_c = C_c q A, \quad (9)$$

$$F_A = C_A q A, \quad (10)$$

$$M = C_M q A D, \quad (11)$$

式中, F_A , F_c , M 分别为轴向力、横向力和风力矩; $q = \frac{1}{2}\rho V^2$ 为动压头; ρ 为空气密度; V 为风速; C_c , C_A , C_M 为风载荷系数,由实验测得; A 为天线口径面积; D 为天线直径^[11]。

以 18 m 天线为例, C_A 取最大值 0.43,取风速为 8 级风平均风速 20.7 m/s, $q = 0.5\rho v^2 = 0.5 \times 1.225 \times 20.7^2 = 262.45 \text{ kg/ms}^2$, 天线直径 $D = 18 \text{ m}$, 天线面积 $A = \pi (0.5D)^2 = 3.141 592 6 \times (0.5 \times 18)^2 = 254.47 \text{ m}^2$, 则方位风力矩为 $M = C_A q A D = 0.43 \times 262.45 \times 254.47 \times 18 = 516 920.94 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。若方位减速比为 440,方位为 4 个电机,则每个电机的负载力矩为 $516 920.94 \div 4 \div 440 = 293.71 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。

3.2 控制对象建模

深空探测设备伺服系统位置环由控制计算机及其相关软件实现,速度环和电流环由相应的硬件采用模拟体制组成,难以进行大的更改,因此,只能对位置环进行相应的算法改进。

首先必须对双电机驱动伺服系统进行简化,简化的原则是系统的实质结构不能简化,而优化性能的某些环节可以简化,并且要保证简化前后系统的性能要尽量接近,如稳定性、快速性和跟踪性能。具体的简化如下:

① 去掉滤波环节,包括电流滤波、速度滤波和给定滤波;

② 针对系统近似不可控的情况,对多电机驱动的天线进行结构和动力学分析和建模时可只考虑一台电机进行驱动,把天线结构刚度假定完全集中在一个齿轮箱上,将天线的转动惯量看成集中惯量,而负载的转动惯量为总的转动惯量的一半,此时电机的各项参数不变^[12],如图 6 所示。

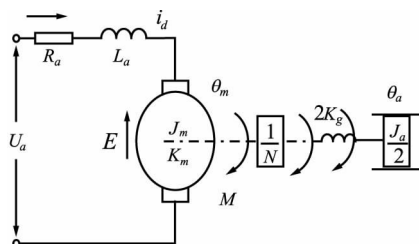


图 6 简化后的双马达驱动模型

Fig.6 Model of the simplified double-motor drive

根据电动机的工作原理,设定电机在额定励磁下运行,可得如下微分方程组^[13-14]:

$$\begin{cases} U_a = L_a \frac{di_d}{dt} + Ri_d + E \\ M_a = J_m \frac{d^2\theta_m}{dt^2} + \frac{1}{N}M_L + M_{mf} \\ E = K_e \frac{d\theta_m}{dt} \\ M_a = K_m i_d \\ M_L = K_g \left(\frac{1}{N}\theta_m - \theta_a \right) \\ M_L = \frac{J_a}{2} \frac{d^2\theta_a}{dt^2} + T_L + M_f \end{cases}, \quad (12)$$

则系统控制对象方框图如图 7 所示。

理论和实践证明: 当电流环的开环增益足够高且小时间常数之和足够小时, 直流电机自身的反电势反馈是可以忽略不计, 而这个条件在实际中不难满足, 因此, $\frac{1}{R_a + L_a S}$ 直接成为电流环控制对象, 根据某型电流闭环控制参数以及电流环带宽和剪切频率的要求, 可求出其电流闭环传递函数^[15]:

$$\phi_i(s) = \frac{7 \times (0.002 2S + 1)}{0.006 06^2 S^2 + 2 \times 0.55 \times 0.006 06S + 1} \quad (13)$$

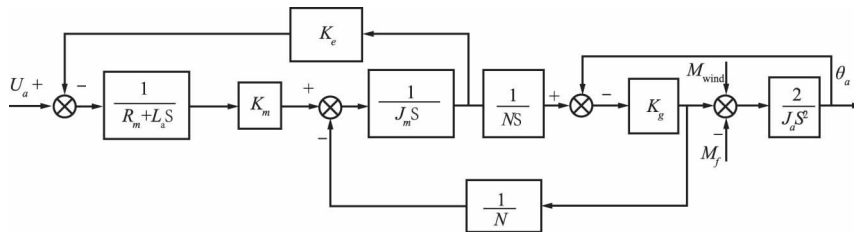


图 7 控制对象方框图

Fig.7 Block diagram of controlled member

由图 1 可得, 速度环控制对象一部分为电机电流到电机转速的传递函数, 另一部分为电流闭环传递函数, 因为电流环带宽比速度环高得多, 电流环可等效为一个小惯量环节, 表示为:

$$\phi_i(s) = \frac{10}{0.008S + 1} \quad (14)$$

根据速度环的设计指标带入相关数据, 并等效得到速度环等效闭环传递函数为:

$$\varphi_v(s) = \frac{24.8}{0.08S + 1} \quad (15)$$

3.3 自抗扰控制器设计

以位置环为例来进行控制器设计, 由上节可知, 速度环传递函数可写成 $\varphi_v(s) = \frac{k_v}{\tau_v S + 1}$, 可得自跟踪环结构框图如图 8 所示。

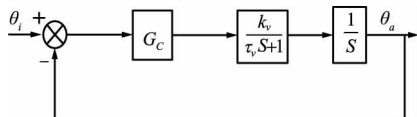


图 8 自跟踪环控制结构框图

Fig.8 Block diagram of auto-tracking loop control structure

速度环闭环增益 $k_v = 24.8$, 速度环等效时间常数 $\tau_v = 0.08S$, G_c 为所设计的控制器, 所以模型中被控对象传递函数为:

$$\frac{y(s)}{u(s)} = \frac{24.8}{S(0.08S + 1)} \quad (16)$$

将电机的电磁时间常数、外界扰动一起作为系统的综合扰动量, 此时系统简化为二阶惯性环节, 可以用三阶 LESO 进行观测, 简化了系统设计。取系统角位移为状态变量 $x_1 = \theta$, 角速度为状态变量 $x_2 = \dot{\theta}$, 将模型转化为状态空间形式:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -12.5x_2 + 310u + f(w, t) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (17)$$

系统的总扰动 $f = -12.5\dot{x}_2 + f(w, t)$ 。为了使观测器观测的结果更加准确, 加入模型中已知的部分 $-12.5\dot{x}_2$, 设计自抗扰控制器时加入被控对象的已知量使观测器观测的结果更加准确。为了使设计的仿真模型更接近实际, 选 $b_0 = 320$ 作为 b_0 的最好估计, 则 LESO 设计为:

$$\dot{z} = \begin{bmatrix} -3\omega_0 & 1 & 0 \\ -3\omega_0^2 & -12.5 & 1 \\ \omega_0^3 & 0 & 0 \end{bmatrix} z + \begin{bmatrix} 0 & 3\omega_0 \\ 320 & 3\omega_0^2 \\ 0 & \omega_0^3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ y \end{bmatrix}, \quad (18)$$

式中, ω_0 为观测器带宽, 是设计中唯一要调节的量, 调节 ω_0 直到使系统有很好的跟踪性能, 则有 $z_1 \rightarrow y, z_2 \rightarrow \dot{y}, z_3 \rightarrow f, f = f(w, t) + (320 - 310)u$ 。控制器可选择为:

$$\begin{cases} u = \frac{u_0 - z_3}{320} \\ u_0 = k_p(r - z_1) - k_d z_2 \end{cases}, \quad (19)$$

式中, $k_d = 2\xi\omega_2$; $\xi = 1$; $k_p = \omega_c^2$; ω_o 为 $3 \sim 5\omega_c$ 。

3.4 自抗扰控制器仿真

在仿真中,加入周期为 1 Hz,折算到电机输出轴最大力矩为 $300 \text{ N} \cdot \text{m}$ 的脉动风力矩。为了验证基于 LADRC 方法在深空探测伺服系统中的控制效

果,用 Matlab-Simulink 对其在阶跃信号输入下进行仿真,在系统输出信号加入 0.1% 的白噪声,采样时间为 1 ms; LADRC 参数 $\omega_o = 35$, $\omega_c = \omega_o/3$, $\xi = 1$,仿真结构图如图 9 所示。同时,给出了在同样扰动条件下, PID 控制仿真结构图^[16],如图 10 所示。

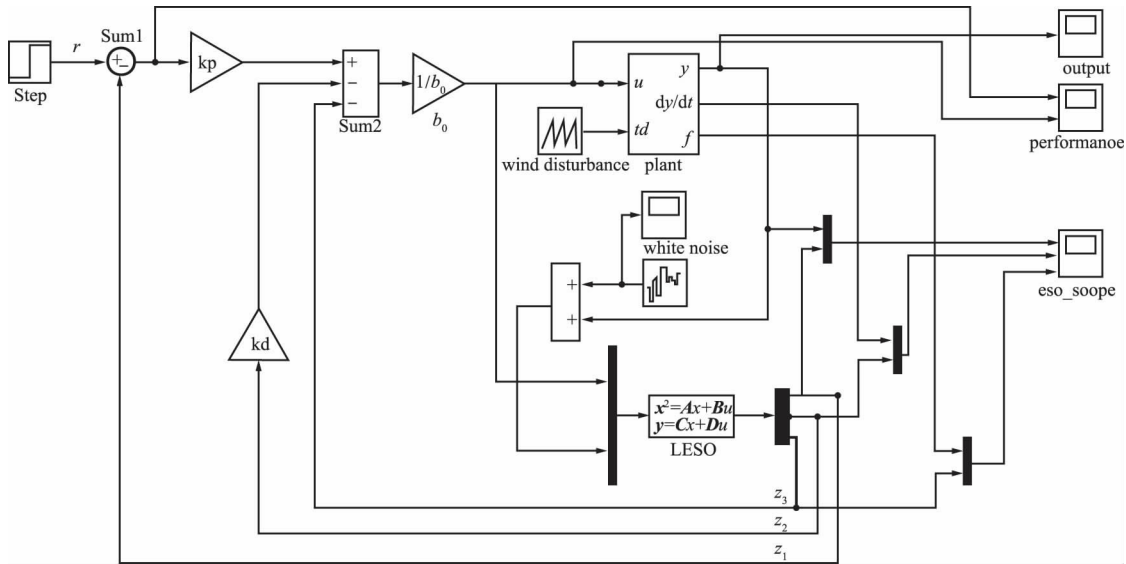


图 9 LADRC 控制仿真结构图

Fig.9 Structure diagram of LADRC control simulation

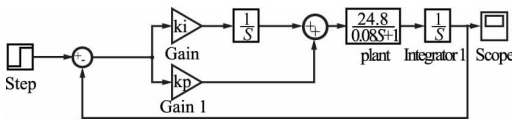


图 10 PID 控制仿真结构图

Fig.10 Structure diagram of PID control simulation

在阶跃响应输入下,得到仿真结果如图 11、图 12和图 13 所示。

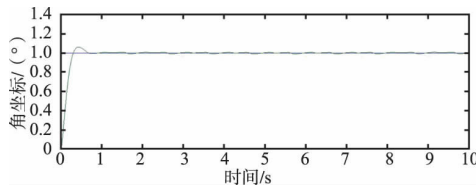


图 11 LADRC 控制下的阶跃响应曲线

Fig.11 Curve of the step response under control LADRC

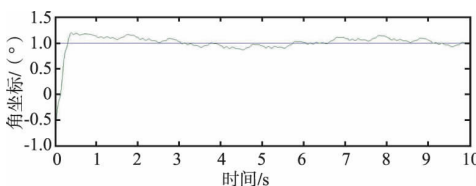


图 12 PID 控制下的阶跃响应曲线

Fig.12 Curve of the step response under PID control

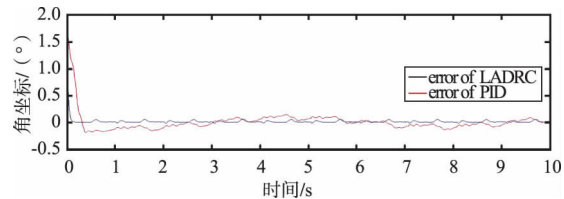


图 13 LADRC 与 PID 控制下阶跃响应误差对比曲线

Fig.13 Curves of the error comparisons between the step responses under LADRC and PID control

仿真结果表明,由于 LADRC 能实时估计出风扰动的变化并进行实时补偿,使得 LADRC 控制下系统抗风扰能力较传统的 PID 控制方法大大提高,几乎不受扰动的影响,阶跃响应的上升时间为 160 ms,超调量为 12%,且在很短的时间内进入稳态值,几乎没有稳态误差。表明系统对外界扰动具有良好的鲁棒性和适应性。LADRC 方案反应速度快、参数调整简单,只调节一个参数就能获得良好的控制性能,同时能够将系统中影响输出的所有扰动都抵消。

4 结束语

本文提出在深空探测设备伺服系统位置环采用线性自抗扰控制,从 Matlab 仿真结果看,该方法对比

PID 控制,其抗风扰能力显著增强,实现了对阵风扰动较好的抑制性能。采用线性自抗扰控制的伺服系统具备良好的抗扰特性,这为深空探测系统提高跟踪精度提供了新的方法,具有很强的现实意义。



参考文献

- [1] 刘波.高精度天线自抗扰伺服控制技术研究[J].工程技术研究,2018(15):92-94.
- [2] 凡国龙,张录健,解旭东.高精度雷达天线自抗扰控制技术研究[J].无线电通信技术,2017,43(3):63-67.
- [3] 李军,黄卫剑,万文军,等.一种新型抗扰控制方法的研究与应用[J].广东电力,2018(3):1-8.
- [4] 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.
- [5] 韩京清.自抗扰控制技术[M].北京:国防工业出版社,2009.
- [6] 韩京清.控制理论——模型论还是控制论[J].系统科学与数学,1989(4):328-335.
- [7] 朱斌.自抗扰控制入门[M].北京:北京航空航天大学出版社,2017.
- [8] 王伟峰,彭超,严鹏,等.扩张状态观测器在双电机同步控制中的应用[J].机械制造与自动化,2019,48(5):200-203.
- [9] GAO Z Q. Scaling and Bandwidth-Parameterization Based Controller Tuning [C] // 2003 American Control Conference. Denver: IEEE, 2003: 4989-4996.
- [10] 陈增强,刘俊杰,孙明玮.一种新型控制方法—自抗扰控制技术及其工程应用综述[J].智能系统学报,2018(6):865-875.
- [11] 邹佳宝.雷达天线风载荷力矩分析与伺服系统干扰抑制研究[D].西安:西安电子科技大学,2011.
- [12] 蒲通军.统一微波测控系统测角分系统讲义(第三分册伺服系统)[M].西安:电子工业部第三十九研究所,1996.
- [13] 刘鸣,邵诚.异步电动机的自抗扰控制器及其参数整定[J].控制与决策,2003(5):540-544.
- [14] 李连升.现代雷达伺服系统[M].北京:国防工业出版社,2003.
- [15] 孙明玮,邱德敏,王永坤,等.大口径深空探测天线的抗风干扰伺服系统[J].光学精密工程,2013,21(6):1568-1575.
- [16] 刘金琨.先进PID控制MATLAB仿真[M].2版.北京:电子工业出版社,2004.

作者简介



陈兴男,(1987—),毕业于装甲兵工程学院指挥与自动控制专业,工程师。主要研究方向:航天测控设备伺服控制。

赵鞭男,(1976—),硕士,高级工程师。主要研究方向:航天测控设备总体。

刘亚兵男,(1977—),硕士,工程师。主要研究方向:航天测控设备指挥。

相锋男,(1986—),工程师。主要研究方向:航天测控设备伺服控制。

弓喜忠男,(1972—),工程师。主要研究方向:航天测控设备伺服控制。