

基于微分预报的机载雷达稳定平台 自抗扰控制系统设计

晁令锦, 梅 栋, 俞竹青

(常州大学 机械工程学院, 江苏 常州 213164)

摘要: 为了进一步提高机载雷达稳定平台的抗干扰能力, 以满足其愈来愈高的精度需求; 提出一种基于“先微分, 后预报”的机载雷达稳定平台自抗扰控制方案; 相比于传统自抗扰控制器, 此方案将扩张状态观测器的扰动观测输出通过微分预报之后在补偿系统的扰动, 有效地减少了扰动估计滞后的现象, 显著提高了对系统扰动补偿的实时性; 通过 Matlab 仿真实验表明, “先微分, 后预报”自抗扰控制方案的超调量仅有 1.11%, 稳态时间只有 0.52 s, 远远小于 PID 控制, 而其对扰动的响应幅值仅为 PID 控制的 12.8%, 且与 PID 控制相比, 其对连续扰动的抑制能力更为优秀。

关键词: 机载雷达稳定平台; “先微分, 后预报”; 自抗扰控制; 扰动估计

Airborne Radar Stabilized Platform Active Disturbance Rejection Control System Design Based on Differential and Forecast

Chao Lingjin, Mei Dong, Yu Zhuqing

(School of Mechanical Engineering, Changzhou University, Changzhou 213164, China)

Abstract: In order to improve the disturbance rejection ability of the airborne radar stabilized platform to satisfy its increasingly high accuracy requirements. The study proposes an active disturbance rejection control (ADRC) based on “first differential, then forecast”. Compared with the traditional ADRC, the disturbance value which estimated by extended state observer (ESO) to compensated the system after “first differential, then forecast” algorithm, which effectively reduces the disturbance estimation delay and significantly improves the real-time performance of the disturbance compensation of the system. The Matlab simulation experiment shows that the overshoot of the ADRC based on the “first differential, then forecast” control scheme is only 1.11%, and the steady state time is only 0.52 s, which is far less than PID control, and its response amplitude to disturbance is only 12.8% of PID control, and compared with PID control, its has the better performances to suppress continuous disturbance.

Keywords: airborne radar stabilized platform; “first differential, then forecast”; active disturbance rejection control; disturbance estimation

0 引言

合成孔径雷达是一种可以在极低能见度条件下得到类似光学照片的高分辨率成像雷达。由于其几乎不受气候条件限制, 实现全天候对地观测的特点^[1]。越来越多地被安装于有人或无人机上进行军事侦查, 军用引导打击, 以及灾情勘测等军用与民用领域。但是由于在载机飞行过程中易受到气流扰动而导致雷达跟随飞机受到扰动引起合成孔径雷达成像模糊, 无法完成既定任务。因此作为可以保障雷达成像稳定、清晰, 隔离飞机扰动的机载雷达稳定平台越来越多的受到各国重视。

机载雷达稳定平台是一种集机械结构和伺服控制于一体的精密复杂设备^[2]。其根据载机陀螺仪检测到的扰动角速度, 驱动伺服电机采用反向补偿原理进行扰动补偿以保证机载雷达指向稳定^[3], 成像清晰。目前在商业中普遍采用 PID 控制作为机载雷达稳定平台扰动抑制的控制方案, 虽然 PID 控制便于设计, 计算简单, 但其本质仍然是一种线性控制方案^[4]。随着对机载雷达稳定平台控制精度需求的提高, PID 对于机载雷达稳定平台这样的非线性, 强耦合以及存在不确定参数的对象并不能达到很好的扰动抑制效果。对此很多研究人员采用现代控制理论如模糊控制, 自适应控制, 神经网络控制等^[5], 或与 PID 控制结合的方

收稿日期: 2020-07-03; 修回日期: 2020-07-27。

作者简介: 晁令锦(1995-), 男, 江苏徐州人, 硕士研究生, 主要从事机电一体化, 机载雷达稳定平台研究与开发方向的研究。

俞竹青(1962-), 男, 江苏常州人, 博士, 教授, 硕士研究生导师, 主要从事机电一体化系统、主从随动机器人和机载雷达稳定平台系统等方面的研究与开发。

通讯作者: 梅 栋(1995-), 男, 江苏沛县人, 硕士研究生, 主要从事机电一体化, 机载雷达稳定平台与开发方向的研究。

引用格式: 晁令锦, 梅 栋, 俞竹青. 基于微分预报的机载雷达稳定平台自抗扰控制系统设计[J]. 计算机测量与控制, 2021, 29(2): 58-62.

法以提高对稳定平台的扰动抑制能力。例如, 文献 [6] 采用模糊 PID 串级控制, 通过模糊理论在线调节 PID 所需参数有效提高了稳定平台的扰动抑制能力。文献 [7] 采用神经网络自适应控制算法提高稳定平台的扰动的抑制能力。以上方式虽有效提高了对稳定平台这种非线性对象抑制扰动的能力, 但由于这些算法设计复杂, 计算量大, 对数学模型精度要求高等问题并不容易在实际工程中应用 [8]。

近十几年来, 自抗扰控制由于其设计方便, 计算简单, 不依赖于数学模型的精度等优点受到广泛关注 [9]。自抗扰控制由韩京清教授在文献 [10] 提出, 其核心是通过扩张状态观测器将系统的未建模状态与扰动合并为“总合扰动”实时观测并将结果反馈给非线性状态反馈其进行动态补偿以达到消除扰动的目的。自提出以来, 许多研究人员将其应用到各种非线性控制系统中, 并取得了令人满意的效果。例如, 文献 [11] 采用自抗扰控制以提高航空稳定平台的扰动隔离度, 文献 [12] 采用串联扩张观测器的方法提高雷达稳定平台对扰动的抑制能力, 文献 [13] 将自抗扰控制应用于改善电梯门电机转速控制性能, 并取得了良好的控制效果等等。但通过实验发现, 随着控制系统阶数的增加, 自抗扰控制对扰动观测的实时性变差, 导致对扰动抑制能力有所下降 [14]。

综合上述问题, 本文提出一种基于预报修正的机载雷达稳定平台自抗扰控制方案。在保持原算法结构不变的条件下, 根据微分跟踪器的特性将扩张状态观测器的扰动观测输出通过“先微分, 后预报”之后, 在进行扰动补偿。通过仿真实验证明, 采用先微分后预报的自抗扰控制方案有效提高的对扰动观测的实时性, 并与 PID 控制和原自抗扰控制对比, 证明其对扰动的抑制能力。

1 平台数学模型简化与扰动分析

1.1 数学模型简化

机载雷达稳定平台是由驱动电机, 传动机构, 平台外框架, 以及传感器部件组成。当受到扰动时, 传感器将检测的信号反馈给控制装置, 控制电机驱动传动机构从而带动与外框架直接相连的雷达天线反向转动以消除扰动, 其传动结构如图 1 所示。



图 1 平台传动结构图

本文以某型号两轴两框架机载雷达稳定平台为分析对象, 其以直流无刷伺服电机为驱动元件, 根据电机动力学原理可得电机运动学方程为

$$T_m - T_l = J \frac{d\omega}{dt} \quad (1)$$

其中: T_l 为负载转矩, J 为电机轴转动惯量, ω 为传动系

统角速度, t 为时间, T_m 为电机产生的转矩可由以下公式计算:

$$T_m = C_i I \quad (2)$$

C_i 为电机电磁系数, I 为电机电枢电流。

电机角度可由电机角速度积分求出, 公式如下:

$$\theta = \int \omega \cdot dt \quad (3)$$

考虑初始状态为 0 的情况下, 将式 (1) ~ (3) 采用拉氏变换为:

$$\begin{cases} T_m(s) - T_l(s) = JS\omega(s) \\ T_m(s) = C_i I(s) \\ \theta(s) = \frac{1}{S}\omega(s) \end{cases} \quad (4)$$

令负载转矩 $T_l = 0$, 可得其电流与角度开环传递函数为:

$$G(s) = \frac{\theta(s)}{I(s)} = \frac{C_i}{JS^2} \quad (5)$$

令 $x_1 = \omega, x_2 = \theta$, 取控制量为: $u = I$, 角度 θ 为输出量。根据状态空间方程表达式可得雷达稳定平台状态空间方程表达式为:

$$\begin{aligned} \dot{\bar{x}} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C_i \\ J \end{bmatrix} u \\ y &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6)$$

1.2 扰动分析

机载雷达稳定平台在运行过程中主要受到的扰动来源有传动机构的摩擦力矩扰动与载机角速度扰动, 其中载机角速度扰动时雷达稳定平台最主要的克服对象, 其扰动简图如图 2 所示。

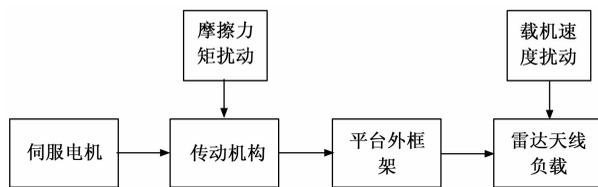


图 2 平台扰动分析简图

随着机载雷达稳定平台应用范围的增加, 对其扰动抑制能力也提出了更高的要求, 尤其是在复杂空况下面对不稳定气流的连续扰动时的抗干扰能力。

2 “先微分, 后预报”的自抗扰控制器

2.1 自抗扰控制简介

自抗扰控制是由韩京清教授提出的一种基于“主动抗扰”思想的非线性控制理论, 其主要由微分跟踪器, 扩张状态观测器和非线性状态反馈三部分组成。其原理是将扩张状态观测器的估计量与非跟踪器的输出量之差通过非线性反馈器(一种类似于非线性的 PID 控制器)产生控制

量,并将系统的未知扰动以及未建模状态统称为“总和扰动”通过扩张状态观测器实时观测并在系统中进行动态补偿,以达到消除扰动的目的。其原理如图 3 所示。

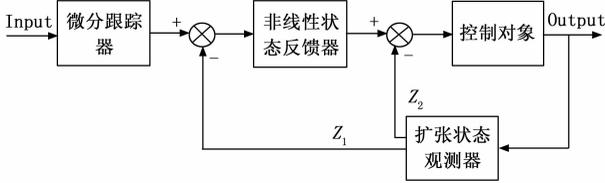


图 3 一阶自抗扰控制器原理图

图 3 中, Z_1 为估计的状态量, Z_2 为估计的总和扰动。

2.2 平台扩张观测器设计

扩张状态观测器作为自抗扰控制的核心,主要是将系统的总和扰动进行实时估计与动态补偿。根据公式 (6) 平台的状态空间方程可得平台系统的状态方程为:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1(t) = bu + \omega_0 \\ \hat{x}_1(t) = x_1(t) \\ y = x_2(t) \end{cases} \quad (7)$$

其中: ω_0 代表平台受到的总和扰动, $b = \frac{C_t}{J}$ 。将总和扰动扩张为系统的一个新的状态变量为 $a(t)$, 则公式 (7) 可变为:

$$\begin{cases} \hat{x}_1(t) = bu \\ \hat{x}_2(t) = x_1(t) \\ \hat{x}_3(t) = a(t) \\ y = x_2 \end{cases} \quad (8)$$

根据公式 (8) 可知, 扩张状态观测器只要将 $\hat{x}_3(t)$ 能够准确地估计出, 并对进行相应的补偿就能够有效地抑制扰动对平台的影响。状态观测器的普通形式如下:

$$\begin{cases} e = z_1 - y \\ \dot{\tilde{z}}_1 = z_2 - \beta_{01}e \\ \dot{\tilde{z}}_2 = z_3 - \beta_{02}fal(e, \alpha, \sigma) + bu \\ \dot{\tilde{z}}_3 = -\beta_{03}fal(e, \beta, \sigma) \end{cases} \quad (9)$$

其中: e 为观测误差, z_1, z_2 分别是对象的系统状态观测值, \tilde{z}_3 是总和扰动的估计值。 α, β, σ 是常数。但是通过以往的实验可知, 随着控制系统阶数的增大, 扩张状态观测器对系统扰动的观测滞后性越明显, 对系统的实时补偿性变差, 从而影响系统的抗干扰能力。因此本文根据微分跟踪器的特性, 采用一种先微分后预报的扩张状态观测器以补偿对扰动的估计滞后, 其具体算法如下:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{z}}_1 = z_2 - \beta_{01}e \\ \dot{\tilde{z}}_2 = z_3 - \beta_{02}fal(e, \alpha, \sigma) + bu \\ \dot{\tilde{z}}_3 = -\beta_{03}fal(e, \beta, \sigma) \\ v_0(t) = z_3(t) \\ fh = fhan(v_1(t) - v_0(t), v_2(t), r, h_0) \\ v_1(t+h) = v_1(t) + hv_2(t) \\ v_2(t+h) = v_2(t) + hfh \\ \overline{v(t)} = v_1(t) + h_1v_2(t) \end{cases} \quad (10)$$

其中: $fh = fhan(v_1(t) - v_0(t), v_2(t), r, h_0)$ 为快速跟踪函数, h_1 为预报时间, h_0 为滤波因子。将扩张观测器观测的总和扰动 z_3 作为跟踪微分器输入信号 v_0 , 通过以上公式可得总和扰动的跟踪信号 v_1 , 微分信号 v_2 , 以及预报输出 $\overline{v(t)}$ 。其中预报输出 $\overline{v(t)}$ 为需要的进行补偿的信号。根据以上公式可以得到基于预报修正的机载雷达稳定平台自抗扰控制算法为:

$$\begin{cases} fh = fhan(I_1(k) - I(k), I_2(k), r, h_{10}) \\ I_1(k+1) = I_1(k) + hv_2 \\ I_2(k+1) = I_2(k) + hfh \\ \tilde{z}_1 = z_2 - \beta_{01}e \\ \tilde{z}_2 = z_3 - \beta_{02}fal(e, \alpha, \sigma) + bu \\ \tilde{z}_3 = -\beta_{03}fal(e, \beta, \sigma) \\ v_0(t) = z_3(t) \\ fh = fhan(v_1(t) - v_0(t), v_2(t), r, h_0) \\ v_1(t+h) = v_1(t) + hv_2(t) \\ v_2(t+h) = v_2(t) + hfh \\ \overline{v(t)} = v_1(t) + h_1v_2(t) \\ e_1 = I_1 - z_1 \\ e_2 = I_2 - z_2 \\ u_0 = \beta_{df1}fal(e_1, \alpha, \sigma) + \beta_{df2}fal(e_2, \beta, \sigma) \\ u = u_0 - \frac{\overline{v(t)}}{b_0} \end{cases} \quad (11)$$

其中: I_1, I_2 分别代表系统控制电流 I 的跟踪信号和微分信号, e_1, e_2 分别是微分跟踪器输出信号与扩张状态观测器观测器的估计状态之差。将 e_1, e_2 作为输入信号送入非线性状态反馈得到控制量 u_0 , 最后根据扩张状态观测器的预报输出 $\overline{v(t)}$ 与补偿因子 b_0 的大小调节补偿强度得到最终控制量 u 。当 $b_0 = b$ 时, 补偿强度最大, 可以完全补偿系统所受扰动。所以一般令 $b_0 = b$ 。

3 仿真实验与分析

3.1 基本实验参数确立

本次实验平台采用的直流伺服电机为某公司生产的 I40 型 100 W 电机。通过查阅其基本参数可以计算得到 $C_t = 0.075 \text{ N} \cdot \text{m/A}$, 电机轴转动惯量为 $0.0159 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。由此可得 $b = \frac{C_t}{J} = 4.717$ 。为保证跟踪信号的及时性, 跟踪因子一般选择较大, 根据参考经验选择 $r = 1500000, h = h_{10} = 0.001$, 扩张观测器 3 个参数根据经验值可选的 $\beta_{01} = 100, \beta_{02} = 300, \beta_{03} = 10000$, 预报时间可以相交微分跟踪的滤波因子选择倍数较大的值, 本文选择 30 倍值即 $h_0 = 0.001, h_1 = 0.03$, 非线性反馈参数类似于 PID 控制参数选择根据经验值选择 $\beta_{df1} = 30, \beta_{df2} = 14, \alpha = 0.5, \beta = 0.25, \sigma = 0.01$ 。将以上参数代入公式 (11) 可得具体平台预报修正自抗扰控制算法为:

$$\begin{cases}
 fh = fhan(I_1(k) - I(k), I_2(k), 1\ 500\ 000, 0.001) \\
 I_1(k+1) = I_1(k) + 0.001v_2 \\
 I_2(k+1) = I_2(k) + 0.001fh \\
 \hat{z}_1 = z_2 - 100e \\
 \hat{z}_2 = z_3 - 300fal(e, 0.5, 0.01) + 4.717u \\
 \hat{z}_3 = -10\ 000fal(e, 0.25, 0.01) \\
 v_0(t) = z_3(t) \\
 fh = fhan(v_1(t) - v_0(t), v_2(t), 1\ 500\ 000, 0.1) \\
 v_1(t+0.001) = v_1(t) + 0.001v_2(t) \\
 v_2(t+0.001) = v_2(t) + 0.001fh \\
 \overline{v(t)} = v_1(t) + 0.15V_2(t) \\
 e_1 = I_1 - z_1 \\
 e_2 = I_2 - z_2 \\
 u_0 = \beta_{df1}fal(e_1, 0.5, 0.01) + \beta_{df2}fal(e_2, 0.25, 0.01) \\
 u = u_0 - \frac{\overline{v(t)}}{4.717}
 \end{cases} \quad (12)$$

3.2 扰动观测实验

在平台实际工作过程中实际受到的最大扰动频率为 2 Hz, 因此本文以低频扰动段与中频扰动段的扰动作为观测对象进行考察。对控制系统分别加入频率为 0.5 Hz 和 1 Hz 的正弦扰动, 观察基于微分预报的自抗扰控制器对扰动观测的实时效果。其结果如图 4 和图 5 所示。

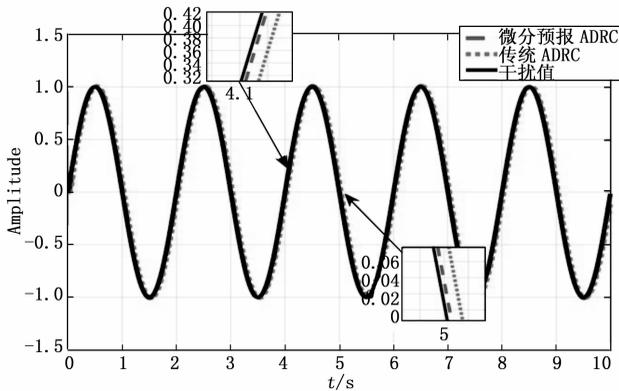


图 4 0.5 Hz 正弦扰动观测结果

如图 4 以及图 5 所示, 微分预报 ADRC 代表基于先微分后预报的自抗扰控制器, 传统 ADRC 代表经典的自抗扰控制器, 干扰值代表所施加的正弦扰动。由图 4 可以看出, 传统的自抗扰控制器对扰动的观测的滞后性明显, 实时性效果难以令人满意, 而基于先微分后预报的自抗扰控制器虽然相比于原干扰值仍存在一定的滞后性, 但比较与传统自抗扰控制器其实时观测能力大幅提高, 有效地改善了控制器的扰动观测滞后的状况。

3.3 阶跃响应分析

阶跃响应是分析一个控制系统基本特性的重要方法, 本文通过与 PID 控制对比, 验证先微分后预报自抗扰控制的优点, 其结果如图 6 所示, 具体数据见表 1。

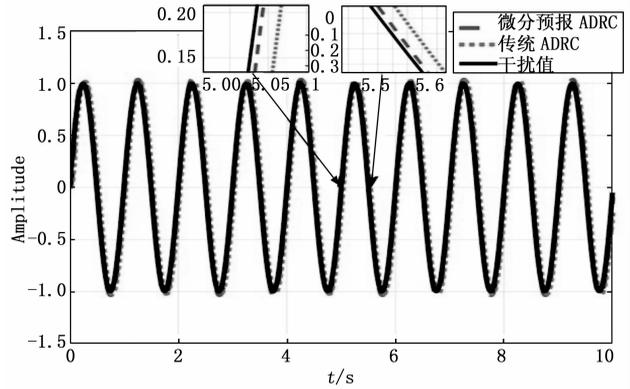


图 5 1 Hz 正弦扰动观测结果

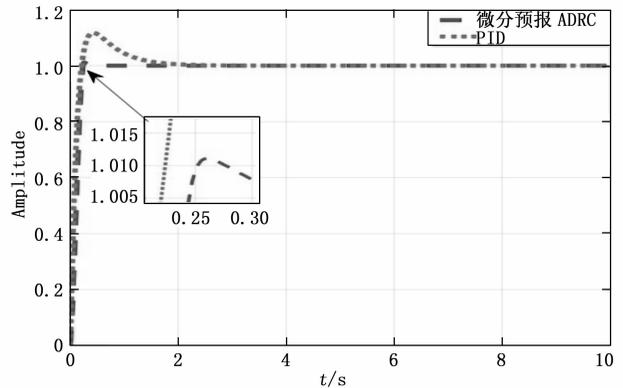


图 6 阶跃响应对比图

表 1 阶跃响应数据表

名称	微分预报 ADRC	PID
响应时间/s	0.24	0.22
稳态时间/s	0.52	2.45
超调量/%	1.11	11.75
稳态精度	1.1×10^{-9}	0.4×10^{-4}

由图 6 和表 1 可以看到, PID 控制的响应时间略快于先微分后预报的自抗扰控制器, 但先微分后预报的自抗扰控制器稳态时间只有 0.52 s, 是 PID 控制的 21.2%。对系统响应的超调量 PID 控制达到 11.75%, 而先微分后预报的自抗扰控制器仅有 1.11%, 不足其十分之一。对于系统响应后的稳态精度, 先微分后预报的自抗扰控制器更是远远小于 PID 控制器。

3.4 扰动抑制试验

当系统达到稳态对其加入幅值为 1 时间为 0.1 s 的方波扰动, 观察两个控制器对扰动的抑制能力。结果如图 7 所示, 具体数据列于表 2。

表 2 单次扰动数据表

名称	微分预报 ADRC	PID
响应幅值	0.005	0.039
稳态时间/s	0.47	2.05
扰动后稳态精度	0.2×10^{-6}	0.8×10^{-3}

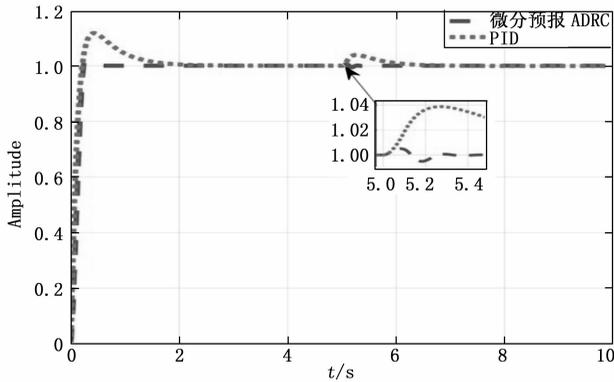


图 7 单次扰动结果

如图 7 所示, 在系统达到稳态后, 在 5 s 时刻对其加入方波扰动。由表 2 可知, 当系统受到幅值为 1 的方波扰动时, 先微分后预报的自抗扰控制器的响应幅值仅有 0.005, 是 PID 控制的 12.8%。当受到扰动后 PID 控制再次达到稳定所需要的时间为 2.05 s, 而先微分后预报自抗扰控制器仅需 0.47 s, 远小于 PID 控制。对于经过扰动后两个控制器的稳态精度都有所下降, 但先微分后预报的自抗扰控制器仍远远优于 PID 控制几个数量级。

随着机载雷达应用范围的扩展, 机载雷达经常需要在恶劣空况下执行任务, 此时对雷达稳定平台对连续扰动的抑制能力就有很大考验。因此本文最后对系统加入幅值为 1 周期为 2 s 的连续方波扰动观察两个控制器在连续扰动情况下的工作情况。结果如图 8 所示。

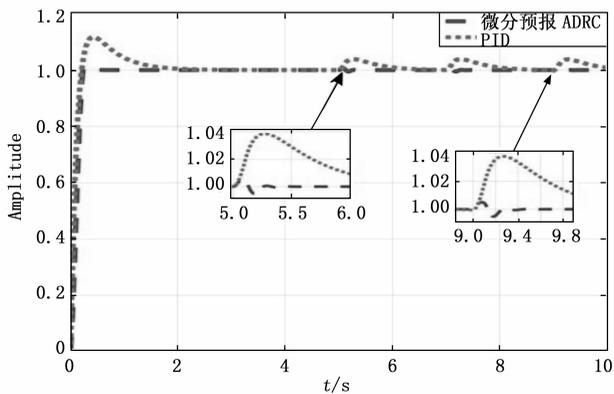


图 8 连续扰动比较图

由图 8 可以看出, 当受到连续的方波扰动时, 传统的 PID 控制已不能很好地完成既定任务, 而基于先微分后预报的自抗扰控制每次受到很小的扰动后马上回归稳定。由以上可以看出基于先微分后预报的自抗扰控制器拥有更优秀的抑制扰动能力。

4 结束语

为了进一步提高机载雷达稳定平台的抗干扰能力, 尤其是在复杂空况下抑制连续扰动的能力以满足对其越来越高的精度需求, 本文提出一种基于“先微分, 后预报”的

机载雷达稳定平台自抗扰控制方案。根据微分跟踪器的特性, 将扩张观测器的扰动观测输出先通过微分跟踪器的微分预报之后在送入系统以消除扰动。通过以上实验证明, 基于先微分后预报的自抗扰控制器大大改善了传统自抗扰控制器对扰动观测的滞后现象, 有效提高其对抗扰观测的实时性。通过阶跃响应实验和扰动实验证明, 与传统的 PID 控制相比, 基于先微分后预报的自抗扰控制策略不仅超调量小、稳态精度高, 而且对扰动的抑制能力更为优秀, 尤其对连续扰动情况下的表现更为优秀。由此可以看出, 本文提出的基于先微分后预报的自抗扰控制策略更加适用于需要在复杂空况下工作的机载雷达稳定平台, 以保证其工作精度需求。

参考文献:

- [1] Liu Y H, Peng L B, Huang S Q, et al. River detection in high-resolution SAR data using the Frangi filter and shearlet features [J]. Remote Sensing Letters, 2019, 10 (10): 949-958.
- [2] 石旭伟, 俞竹青. 雷达天线稳定平台的模糊 PID 控制设计 [J]. 计算机测量与控制, 2016, 24 (4): 51-54.
- [3] 朱鸿健, 周志锋, 俞竹青. 雷达天线稳定平台轴倾补偿研究 [J]. 机械科学与技术, 2019, 38 (6): 936-941.
- [4] 荆建立, 王艳春, 朱永庆. 无刷直流电机模糊参数自适应 PID 控制 [J]. 控制工程, 2018, 25 (5): 915-919.
- [5] 张展华, 桂延宁, 周彬, 等. 基于模糊自适应的连续整定 PID 舵机控制器 [J]. 探测与控制学报, 2018, 40 (4): 73-79.
- [6] 梅栋, 俞竹青. 雷达稳定平台模糊 PID 串级控制设计与仿真 [J]. 计算机测量与控制, 2020, 28 (2): 88-92.
- [7] 张良, 韩宇萌. 滚仰式半捷联稳定平台的神经网络自适应控制算法 [J]. 测控技术, 2018, 37 (6): 10-13, 19.
- [8] 邱晓波, 窦丽华, 单东升, 等. 光电跟踪系统自抗扰伺服控制器的设计 [J]. 光学精密工程, 2010, 18 (1): 220-226.
- [9] 魏伟, 戴明, 李嘉全, 等. 航空光电稳定平台的自抗扰控制系统 [J]. 光学精密工程, 2015, 23 (8): 2296-2305.
- [10] Han J Q. From PID to active disturbance rejection control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56 (3): 900-906.
- [11] 李贤涛, 张葆, 毛大鹏, 等. 航空光电稳定平台的二级自抗扰控制器 [J]. 光电子: 激光, 2013 (12): 18-25.
- [12] Mei D, Yu ZQ. Active disturbance rejection control strategy for airborne radar stabilization platform based on cascade extended state observer [J]. Assembly Automation, 2020, 40 (4): 613-624.
- [13] 郭海宇, 杨俊友, 张晓光, 等. 永磁同步电梯门机改电型自抗扰控制策略 [J]. 哈尔滨工业大学学报, 2018, 50 (9): 191-198.
- [14] 李贤涛, 张葆, 孙敬辉, 等. 航空光电稳定平台扰动频率自适应的自抗扰控制 [J]. 红外与激光工程, 2014, 43 (5): 1574-1581.