

# 螺旋桨负载平衡装置控制系统设计及仿真

饶博文, 唐 猛, 代登志

(西南交通大学 机械工程学院, 成都 610031)

**摘要:** 以一螺旋桨负载平衡装置为研究对象, 通过对该装置在俯仰及偏转位置角度的控制, 以达到对该装置方位控制和负载力平衡的目标; 基于该系统强的耦合特性, 通过状态反馈策略实现对系统解耦, 并结合位置控制, 实现该装置方位和俯仰角度的精确控制; 同时, 为了应对负载突变扰动对该装置位置及姿态影响, 一个干扰观测器被设计出以用于实时观测外部干扰推力大小, 最后, 通过前馈补偿的方式提高该装置对干扰抑制的响应效果; 通过系统动态模型建立、解耦设计、位置控制设计、扰动观测器设计和基于该观察输出的前馈干扰抑制补偿设计等研究, 实现了当外载荷突变时的扰动抑制及姿态控制; 研究结果表明引入干扰观测器及前馈补偿调节控制器时的扰动抑制能力得以增强; 这对于基于该装置的平台的稳定性提高有着极大的工程应用价值。

**关键词:** 螺旋桨负载平衡装置; 解耦控制; 抗干扰扰动; 降阶观测器

## Design and Simulation of Control System for Propeller Load Balancing Device

Rao Bowen, Tang Meng, Dai Dengzhi

(School of Mechanical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

**Abstract:** A propeller load balancing device is taken as the research object to achieve the goal of the orientation control and load balancing of the device by controlling the position angle of pitch and deflection. Based on the strong coupling characteristics of the system, the location control is combined with the system decoupling realized through the state feedback strategy to realize the precise control of the orientation and pitching angle of the device. At the same time, in order to cope with the influence of the load disturbance on the device's position and posture, a disturbance observer is designed to observe the external interference in real time and the way of feedforward compensation is used to improve the response of the device for interference suppression. Through the research of system dynamic model, decoupling design, position control design, perturbation observer design and feedforward interference suppression compensation design based on the observation output, this paper realizes the disturbance suppression and attitude control when the external load is abrupt. The results show that the disturbance rejection ability can be enhanced by introducing the adjusted controller with interference observer and feedforward compensation. It has great engineering application value for the stability improvement of the platform.

**Keywords:** propeller load balancing device; decoupling control; anti-interference disturbance; reduced order observer

## 0 引言

在多旋翼无人机应用中, 目前大部分应用的作用力点均位于无人机下方, 在这一模式下, 无人机只需在结构上平衡好重心, 其飞行姿态受其影响就较小。但在一些新兴的特定的应用中, 无人机作为一个机载平台, 要求其受力点位于无人机的侧面, 如用无人机进行墙面喷涂清洗、远距离设计投掷等。在这种模式下, 就要求无人机具有良好位置精度和当其执行器动作时能尽量减少对无人机飞行姿态影响。

基于此, 本文以一套横向桨叶负载平衡控制装置来平衡横向作用力对无人机的影响, 并对于进行控制设计及性能仿真研究。

该装置是一个强耦合的系统, 对于多输入多输出的控制系统, 针对不同的系统解耦控制的方法有许多。传统解耦方法线性 MIMO 系统<sup>[1]</sup>。自适应解耦的方法将耦合项作为可测干扰,

采用校正前馈控制的方法<sup>[2]</sup>, 对耦合进行动、静态补偿。文献<sup>[3]</sup>将状态反馈解耦理论用于串联多关节机器人控制, 有效地解决了机器人控制中存在的复杂变量耦合问题。

本文以固定悬挂的桨叶负载平衡控制装置为实际研究对象。通过建立系统的空间模型分析系统耦合特性, 并通过状态反馈的方式对系统进行解耦控制, 建立系统的干扰观测器模型前馈补偿到位置控制系统中并仿真验证该方法对抵抗外部突变干扰的效果。

## 1 模型建立分析

该装置悬挂在无人机机载平台下方, 通过调节装置两侧的推力桨叶旋转速度产生推力来实现运动控制和反推力平衡控制。并且该装置悬吊在机载平台下的实际的空间环境中, 很容易受到空间突变干扰推力的作用, 从而影响系统在空间中保持稳定的工作姿态, 无法保证系统的稳定性及抗干扰能力。因此, 建立系统模型是我们分析的第一步。

### 1.1 该装置控制系统模型的建立

装置的外形结构如图 1 所示, 系统关于 ABC 平面对称, 通过一根柔性绳索 OA 将装置连接到固定位置处, 装置的各个部位为刚性连接, 通过控制两个旋翼的不同转速, 对系统产生一个向前的推力和旋转载矩的作用, 使装置达到空间中的任意

收稿日期: 2017-10-19; 修回日期: 2017-11-10。

基金项目: 中央高校基本科研业务费专项资金(A0920502051723-9)。

作者简介: 饶博文(1993-), 男, 湖北武穴人, 硕士生, 主要从事电机驱动控制方向的研究。

一位置。其中建立螺旋桨负载平衡装置的机体坐标系，以平行于 BC 轴的水平方向为 X 轴的正方向，垂直于 BC 轴方向沿纸面向里为 Y 轴正方向，由此建立装置的机体坐标系。

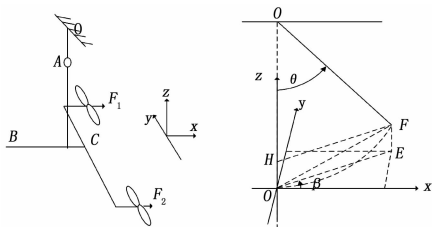


图 1 系统模型示意图

设起始点坐标为  $O(0,0,0)$  目标位置为  $F(x_f, y_f, z_f)$ 。系统为了达到 F 点，可以通过在 O 点处，先在 YOX 平面做偏转运动旋转  $\beta$ ，然后再通过俯仰运动偏转  $\theta$ ，到达最终的 F 点。可以由偏转角  $\beta$ 、俯仰角  $\theta$  得到 F 点的坐标为：

$$\begin{cases} x_f = l \sin \theta \cos \beta \\ y_f = l \sin \theta \sin \beta \\ z_f = l(1 - \cos \theta) \end{cases} \quad (1)$$

根据此时系统受力情况列出如下平衡方程：

$$\begin{cases} I_o \cdot \ddot{\theta} = F_a \cdot l - mg \cdot \sin \theta \\ I_x \cdot \ddot{\beta} = F_b \cdot d - Md \end{cases} \quad (2)$$

其中： $F_a = F_1 + F_2$ ， $F_b = F_2 - F_1$  取系统的状态变量为  $(\theta, \beta, \dot{\theta}, \dot{\beta})$ ，其中输入为  $(F_1, F_2)$ ，输出为  $(\theta, \beta)$ 。由运动状态空间的知识可得到系统的状态空间方程。

### 1.2 对系统模型进行分析

通过上述建立的系统空间状态模型，测得系统的实际参数分别为： $I_x = 0.03$ ， $I_o = 0.36$   $l = 60$  cm， $d = 18$  cm， $m = 1$  kg。其中系统输入为  $(F_1, F_2)$ ，输出为  $(\theta, \beta)$ 。将上述参数代入到系统状态空间中，得到整体模型的传递函数为：

$$G(s) = \frac{1}{s^2(s^2 + 27.25)} \begin{vmatrix} 1.67s^2 & & & \\ & 5.56s^2 + 151.5 & & \\ & & & \\ & & & -5.56s^2 - 151.5 \end{vmatrix} \quad (3)$$

当两输入推力大小不等时得到系统开环输出仿真曲线如图 2 所示。

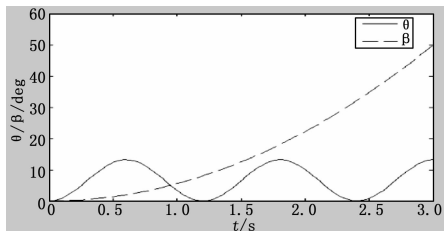


图 2 开环系统在阶跃输入情况下的响应曲线

通过图 2 可以知道，在两侧推力的作用下，系统在 XOZ 平面会出现摆角的振荡运动，且由于两侧不相等的推力的作用下，在 YOX 平面内做偏转运动，系统的开环响应不能达到稳定状态，由此可知该飞喷系统具有强烈的耦合特性，即双输入推力的大小对系统的俯仰摆角和偏转偏角的运动有强烈的相互影响。

## 2 螺旋桨负载平衡装置解耦

一般来说对于多变量系统，系统的一个输入将影响多个输

出，或者说是系统的每一个输出被多个输入所影响，这一现象通常称为耦合现象。这种耦合现象在有些情况下是不希望看到的，由上述的分析可知，两推力的大小对系统的俯仰摆角和偏航摆角输出会产生影响，在这种情况下，可以构造一个补偿器，使得耦合的多变量系统变成解耦后的系统。即使得每一个输入只影响一个输出，或者说每一个输出只受一个输入控制。

实现系统解耦目前主要的方法有两种：前馈补偿解耦和状态反馈解耦。前馈补偿解耦只需要在待解耦系统的前面串接一个前馈补偿器，使串联组合系统的传递函数成为对角形的有理函数矩阵，但这种方法将使系统的维数增加。本文采用状态反馈的方式对系统进行解耦分析。

### 2.1 状态反馈解耦设计

系统的解耦设计采用形如  $u = -Kx + Fv$  的线性状态反馈结合输入变换形式的解耦控制器，在本系统中其中  $K$  为  $2 \times 4$  的实状态反馈矩阵， $F$  为  $2 \times 2$  的实非奇异矩阵，称为输入变换矩阵； $v$  为 2 维参考输入向量。整个状态反馈解耦系统的结构如图 3 所示。

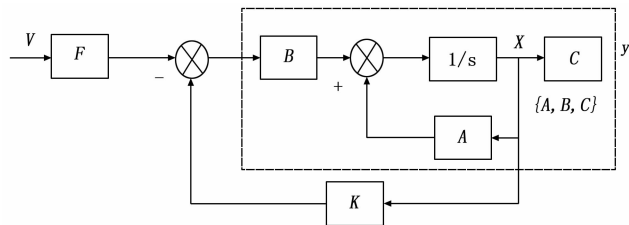


图 3 状态反馈解耦系统结构框图

反馈解耦的首先需要判断系统是否满足解耦条件，实现解耦控制的充要条件是：通过判断根据系统构造定义的  $2 \times 2$  维矩阵  $E$  是否为非奇异矩阵<sup>[4]</sup>。如果  $E$  是非奇异矩阵，则可以实现状态反馈解耦，然后即可求得状态反馈矩阵和输入变化矩阵，得到  $u = -Kx + Fv$  所需的状态反馈控制律。

通过求解可得  $d_1 = 1$ ， $d_2 = 1$ 。从而可得： $E_1 = c_1 A^{d_1} B$ ， $E_2 = c_2 A^{d_2} B$  通过计算可得  $E = \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1.67 & 1.67 \\ 5.56 & -5.56 \end{bmatrix}$  为非奇异矩阵，所以系统可以通过状态反馈实现解耦。

构造  $S = \begin{bmatrix} c_1 A^{d_1+1} \\ c_2 A^{d_2+1} \end{bmatrix}$ ，通过求解得到  $S = \begin{bmatrix} -27.25 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$  由此可求得状态反馈矩阵  $K$  和输入变化矩阵  $F$  分别为： $K = E^{-1} S = \begin{bmatrix} -8.16 & 0 & 0 & 0 \\ -8.16 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ ， $F = E^{-1} = \begin{bmatrix} 0.3 & 0.09 \\ 0.3 & -0.09 \end{bmatrix}$ 。

反馈解耦后的系统状态空间表达式为：

$$\begin{cases} \dot{x} = (A - BK)x + BFv \\ y = Cx \end{cases} \quad (4)$$

仿真可得到反馈解耦后的系统的阶跃响应曲线为：

通过上面仿真响应曲线可知，经过反馈解耦过后的系统可以被看作一组相互独立的单变量系统，即可以实现对双变量的被控变量实现独立和单独的期望控制。

## 3 干扰观测器设计

通过对开环系统的阶跃响应分析可知，在开环控制下系统

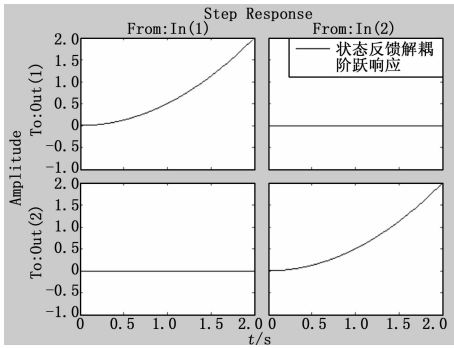


图 4 反馈解耦后系统阶跃响应曲线

在俯仰和偏转两个维度上都不能实现最终的稳态输出。接下来以系统在俯仰方向上的运动为例, 使用工程上最常用的 PID 控制器对系统进行稳态调节, 为了应对空间突变干扰推力对系统稳定性的影响, 通过设计合适的突变干扰观测器并将其融合到相应的控制系统中能够有效的降低负载变化对控制系统控制质量的影响<sup>[5]</sup>。

### 3.1 建立系统俯仰运动模型

当系统两端电机输出产生的水平推力大小相等时, 系统会在 XOZ 平面内做类似单摆的运动, 设系统在 XOZ 平面产生的俯仰倾角为  $\theta$ , 可以得到系统的运动方程:

$$F \cdot l - mg \cdot \sin\theta = I \cdot \ddot{\theta} \quad (5)$$

由上式可知该运动方程为非线性的, 先对系统进行线性化, 假定系统在很小的范围内摆动, 则  $\sin\theta \approx \theta$ 。对上式进行

拉普拉斯变换得到系统的传递函数为:  $\frac{\theta(s)}{F(s)} = \frac{l}{s^2 + \frac{mg}{I}}$ 。

通过 PID 控制器来调节系统的稳态输出使得系统能够达到期望的位置控制输出。得到系统位置 PID 参数为  $P=3, I=4, D=0.35$ , 系统仿真模型如图 5 所示。

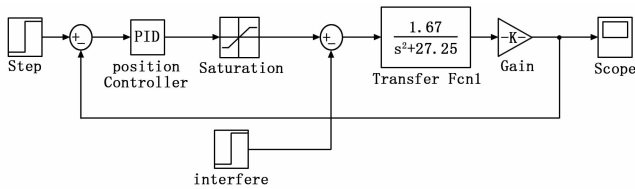


图 5 位置 PID 系统仿真框图

### 3.2 干扰观测器设计

#### 3.2.1 突变载荷观测器设计要点及目标

当系统两端电机输出产生的水平推力大小相等时, 经过上述 PID 调节器的作用系统会在 XOZ 平面达到稳态的倾角输出。假设系统受到的突变干扰推力为  $F_l$ , 干扰推力的方向与电机的推力方向相反, 对系统运动受力分析如下, 则上式 (5) 的运动方程变为:

$$F \cdot l - mg \cdot \sin\theta - F_l = I_o \cdot \ddot{\theta} \quad (6)$$

则上式可以化简为线性方程为:

$$I_o \cdot \ddot{\theta} + mg \cdot \theta + F_l = F \cdot l$$

由此方程建立系统在 XOZ 平面内的状态空间方程, 选择系统在 XOZ 方向的摆角  $\theta$ 、角速度  $\dot{\theta}$  和突变载荷  $F_l$  作为系统的

状态变量; 电机输出的推力  $F$  作为系统的输入变量; 同时摆角  $\theta$  也作为系统的输出变量, 得到系统的三阶状态方程如下:

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + B \cdot u \\ y = C \cdot x + D \cdot u \end{cases} \quad (7)$$

式中,  $x = [\theta \quad \dot{\theta} \quad F_l]^T; u = F; y = \theta$ 。

选择系统输出的摆角状态变量  $x_1 = \theta$ , 选择  $\dot{\theta}$  和  $F_l$  为需要观测的状态变量  $x_2 = [\dot{\theta} \quad F_l]^T$ , 输入控制量  $u = F$ , 输出变量  $y = \theta$ , 则有:

$$W_o = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ -\frac{mg}{I_o} & 0 & -\frac{1}{I_o} \end{bmatrix} \quad (8)$$

由于  $rank(W_o) = 3$ , 故系统是能够实现状态完全观测的。

#### 3.2.2 降阶观测器的构造过程

由于系统的输出摆角状态变量是可以通过传感器直接测量得到的, 可以将可直接测量的变量和需要估计的变量分开构造降阶观测器来达到对突变干扰推力的估计。故可将飞喷系统在 XOZ 平面的摆角的状态空间表达式写成如下的形式:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \cdot u \\ y = [1 \quad 0] \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (9)$$

其中:  $x_1$  是可以直接测量的一维状态变量,  $x_2$  为需要观测的二维状态变量。

不可观测状态变量的动态方程由下式给出:

$$\dot{x}_2 = A_{22}x_2 + A_{21}x_1 + B_2u \quad (10)$$

其中: 最右边的两项是已知的且可以作为进入  $x_2$  的动态输入。因为  $x_1 = y$ , 故被测动态变量由下面的标量方程给出:

$$\dot{x}_1 = \dot{y} = A_{11}y + A_{12}x_2 + B_1u \quad (11)$$

令上式中的  $A_{21}y + B_2u = v$  作为该子系统的输入,  $y - A_{11}y - B_1u = z$  作为该子系统的输出, 此二维子系统的状态空间表达式可写成:

$$\begin{cases} \dot{x}_2 = A_{22}x_2 + v \\ z = A_{12}x_2 \end{cases} \quad (12)$$

根据上式可以看出该系统是状态完全能观测的, 则根据定理 6.4.3 可知此二维子系统也是状态完全能观测的<sup>[6]</sup>。因此在原始观测器方程中进行如下的替换可以得到  $x_2$  的一个降阶观测器如下式所示:

$$\dot{\hat{x}}_2 = (A_{22} - LA_{12})\hat{x}_2 + Lz + v \quad (13)$$

其中:  $L = [l_1 \quad l_2]^T$  为一个常值矩阵, 在本系统中是一个  $2 \times 1$  的常值矩阵。由上式可以得到该状态观测器的误差的动态方程为:  $\dot{\tilde{x}}_2 = (A_{22} - LA_{12})\tilde{x}_2$ , 可以通过选择合适的常值矩阵  $L$  使得  $A_{22} - LA_{12}$  的特征值被设定在期望的位置上, 从而保证  $\tilde{x}_2$  以尽可能快地速度逼近  $x_2$  达到实时观测的目的。将上式改写成为:

$$\dot{\hat{x}}_2 = (A_{22} - LA_{12})\hat{x}_2 + (A_{21} - LA_{11})y + (B_2 - LB_1)u + L\dot{y} \quad (14)$$

在上式中得到测量值的微分有一定的困难，而且微分运算能将噪声干扰放大；所以如果  $y$  中包含噪声，那么使用  $\dot{y}$  是不可取的。为了克服这一难题，定义新的状态控制器为：

$$\dot{x}_3 = \hat{x}_2 - L_y \quad (15)$$

采用这个新的状态，降阶观测器的实现由下式给出：

$$\dot{x}_3 = (A_{22} - LA_{12})\hat{x}_2 + (A_{21} - LA_{11})y + (B_2 - LB_1)u \quad (16)$$

可构造出降维扰动状态观测器的方程为：

$$\dot{x}_3 = N_1 \hat{x}_2 + N_2 y + N_3 u \quad (17)$$

式中， $N_1 = A_{22} - LA_{12}$ ， $N_2 = A_{21} - LA_{11}$ ； $N_3 = B_2 - LB_1$ 。

则状态向量  $x_2 = [\hat{\theta} \ F_l]^T$  的估计值就可由下式给出：

$$\hat{x}_2 = x_3 + L_y \quad (18)$$

综上所述可以给出降阶观测器如图 6 所示。

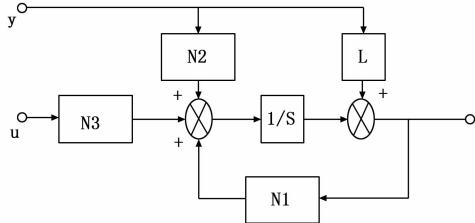


图 6 干扰观测器结构图

将上述  $N_1$ 、 $N_2$ 、 $N_3$  分别代入到式中，则可构建出该突变负载扰动观测器模型的方程式如下所示：

$$\begin{cases} \dot{\hat{\theta}} - l_1 \dot{y} = -l_1 \hat{\theta} - \frac{\hat{F}_l}{I_o} - \frac{mg}{I_o} y - \frac{l}{I_o} u \\ \dot{\hat{F}}_l - l_2 \dot{y} = -l_2 \hat{\theta} \end{cases} \quad (19)$$

### 3.2.3 降阶状态观测器反馈增益 $L$ 的选择

在选择反馈增益  $L$  使  $A_{22} - LA_{12}$  的特征值被设定在期望位置时，既需要保证观测器估计值的逼近速度还要考虑观测器的通频带使得设计的观测器具有一定的抗噪声干扰能力。

若设置该观测器的期望特征值分别为  $\lambda_1$  和  $\lambda_2$ ，则突变负载扰动观测器的特征多项式为：

$$\alpha(s) = (s - \lambda_1)(s - \lambda_2) = s^2 - (\lambda_1 + \lambda_2)s + \lambda_1\lambda_2 = 0 \quad (20)$$

由上面设计的扰动观测器框图可以得到期望特征多项式又可以表示为：

$$\det[sI - (A_{22} - LA_{12})] = s^2 + l_1 s - \frac{l_2}{I_o} = 0 \quad (21)$$

根据极点配置方法比较上述两个多项式，可以得到常数矩阵  $L = [l_1 \ l_2]^T$ ，其中：

$$\begin{cases} l_1 = -(\lambda_1 + \lambda_2) \\ l_2 = -(\lambda_1\lambda_2)I_o \end{cases} \quad (22)$$

根据该螺旋桨平衡装置的性能要求设置该降阶观测器的特征值，并将特征值作为在 MATLAB/Simulink 软件中仿真建立的仿真模型输入量之一，从而实现实时观测出该系统的突变载荷值的大小，观测器仿真模型如图 7 所示。

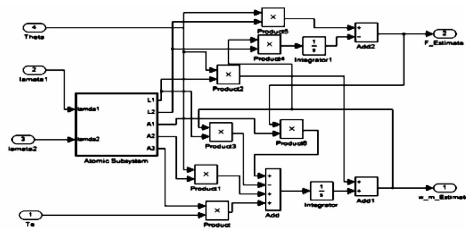


图 7 干扰观测器仿真模型

为使控制器的极点能够控制系统的整个响应过程，需要保证所设计的负载观测器的误差比期望动态衰减更快，作为一个经验法则，可以将观测器的理想极点选得比控制器极点快 2~6 倍<sup>[7]</sup>。本文确定将整个控制系统极点的 4 倍作为所设计观测器的理想极点，得到观测器的理想极点为：

$$\lambda_1 = \lambda_2 = -12 \quad (23)$$

由此可以确定出本文设计的干扰降阶观测器的具体形式，下面将对设计的观测器进行仿真验证。

## 4 仿真验证及结果分析

### 4.1 观测器干扰观测值仿真验证

通过上述设计的干扰观测器，验证其观测值的准确性。设置实验的仿真条件为：观测器在设定目标期望极点下，当  $0 \leq t \leq 5$  s 时， $F_l = 0$  N；当  $t \geq 5$  s 时， $F_l = 2$  N。

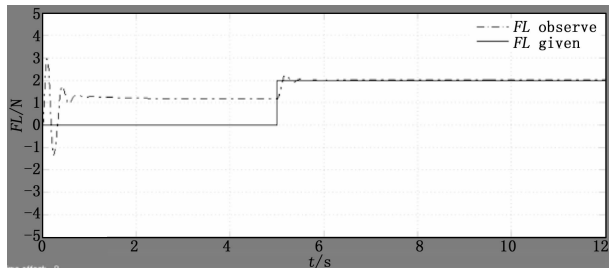


图 8 干扰观测器观测干扰力曲线

由上述曲线仿真结果可知，当设置系统在  $t=5$  s 时产生大小为 2 N 的阶跃推力，观测器能够及时准确地观测出突变推力的大小，为后面的将观测推力值进行前馈补偿奠定基础。

### 4.2 观测器干扰值前馈补偿前后性能对比分析

为了验证干扰值前馈补偿对系统性能的改善作用，通过将单纯的 PID 位置调节器和干扰值前馈补偿的 PID 位置调节器控制模型放在一起，进行性能对比仿真验证。仿真条件：系统设定的目标摆角为  $10^\circ$ ；当  $0 \leq t \leq 5$  s 时， $F_l = 0$  N；当  $t \geq 5$  s 时  $F_l = 2$  N，且位置调节器中的 PID 参数完全相同，仿真结果如图 9 所示。

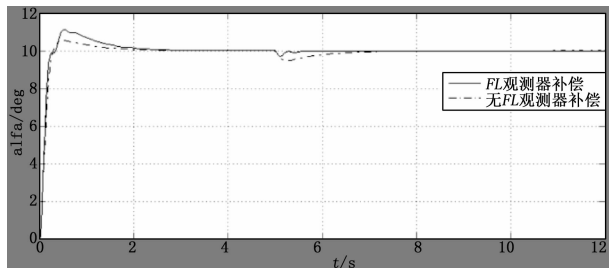


图 9 抗干扰能力对比