



南開大學  
Nankai University

## 《智能专业实践》

### 实验报告

学 校:	南开大学
学 院:	人工智能学院
专 业:	智能科学与技术 自动化
实验成员:	2111381 石若川
	2111368 潘一铭
	2111371 张子菡
实验教师	周璐
完成日期	2023 年 10 月 30 日

# 目录

<b>1 摘要</b>	<b>2</b>
<b>2 实验目的和实验原理</b>	<b>3</b>
2.1 实验目的	3
2.2 PID 控制器基本原理	3
2.2.1 PID 控制器工作原理	3
2.2.2 PID 控制器调试方法	4
2.3 模糊控制器基本原理	5
2.3.1 模糊控制器的工作原理	5
2.3.2 模糊 PID 控制器	6
<b>3 三自由度直升机系统的仿真和控制</b>	<b>9</b>
3.1 直升机实验设备的物理模型	9
3.1.1 系统概述	9
3.1.2 俯仰轴建模	10
3.1.3 横侧轴建模	12
3.1.4 旋转轴建模	13
3.2 PID 控制仿真	14
3.2.1 俯仰角仿真	14
3.2.2 横侧角仿真	15
3.2.3 旋转角仿真	16
3.3 PID 控制实验	18
3.3.1 俯仰角实验	18
3.3.2 横侧角实验	19
3.3.3 旋转角实验	20
3.4 模糊控制仿真	22
3.5 模糊控制实验	23
<b>4 磁悬浮实验设备的仿真和控制</b>	<b>25</b>
4.1 磁悬浮设备的原理和建模	25
4.1.1 系统的动力学方程	25
4.1.2 系统的电磁力模型	26
4.1.3 电磁铁的电流模型	26
4.2 PID 控制仿真	27
4.3 PID 控制实验	29
4.4 模糊控制仿真	30
4.5 模糊控制实验	30
<b>5 总结与展望</b>	<b>31</b>
5.1 实验总结	31
5.2 不足与展望	32

# 1 摘要

本课程对两个系统进行控制，分别为三自由度直升机系统和磁悬浮系统。两个系统利用 PID 控制器和模糊控制器，通过 Simulink 工具箱进行仿真和实际控制。

三自由度直升机系统的仿真和实际控制实验中，螺旋桨旋转产生的升力可以使平衡杆以基座为支点做俯仰动作，利用两个螺旋桨的速度差可以使平衡杆以基座为轴做旋转动作。对系统进行建模，得到传递函数后，在 MATLAB 环境下利用 Simulink 工具箱进行系统仿真，按照由易到难的顺序依次完成俯仰角、横侧角、旋转角的 PID 控制以及对俯仰角的模糊控制。在仿真的基础上进行实际设备的调试，依次完成俯仰角、横侧角、旋转角的 PID 控制以及对俯仰角的模糊控制。根据系统的输出图像对 PID 和模糊控制的各参数进行调整，使系统获得较好的动态性能，完成对三自由度直升机系统的控制。

磁悬浮系统通过电磁绕组通电产生电磁力，与钢球的重力平衡，使钢球能够悬浮并保持平衡状态。系统中的激光位移传感器用于监测钢球的位置，能够实现无接触远距离测量，具有速度快、精度高、量程大、抗光和电干扰等优点。系统的动力学方程描述了小球在竖直方向上受到的电磁吸力和自身的重力。磁悬浮系统是本质上不稳定的，因此需要引入比例和微分控制来增加阻尼，确保系统的稳定性。通过仿真和实际控制实验，系统在添加扰动后仍能稳定运行，显示出良好的鲁棒性。

## 关键内容摘录:

- 俯仰轴的控制: 通过设计 PID 控制器，实现对俯仰角的控制。添加模糊控制后，系统的延迟时间和上升时间与 PID 系统基本一致，超调量和稳态误差略低于 PID 系统。
- 横侧轴的控制: 通过设计 PID 控制器，实现对横侧角的控制。
- 旋转角的控制: 通过设计 PID 控制器，实现对旋转角和旋转角速度的控制。
- 磁悬浮: 磁悬浮系统利用电磁绕组产生的电磁力与钢球的重力达到平衡，从而实现钢球的悬浮。系统中的激光位移传感器监测钢球的位置，确保其稳定悬浮。系统的动力学方程描述了小球在竖直方向上的电磁吸力与重力之间的关系，根据系统传递函数建立 PID 控制系统，为增强系统稳定性，引入了模糊控制器。
- 随机扰动: 为模拟真实情况，在实验中加入了随机扰动进行对比实验，以验证系统的鲁棒性。
- 模糊控制器: 本实验中，模糊控制器的输入变量为偏差  $e$  和偏差变化率  $e_c$ ，输出量为 PID 参数的修正量  $\Delta K_p, \Delta K_i, \Delta K_d$ 。

## 任务分工:

姓名	学号	任务分工（主要工作）
石若川	2111381	三自由度直升机的仿真与实际调试 实验报告三自由度直升机部分的撰写
潘一铭	2111368	磁悬浮的仿真与实际调试 实验报告磁悬浮部分的撰写
张子葛	2111371	答辩 PPT 的制作

## 2 实验目的和实验原理

### 2.1 实验目的

本实验的目的如下：

- 学习并掌握 PID 控制器和模糊控制器的基本原理
- 在三自由度直升机系统上应用 PID 控制方法和模糊控制方法，实现对俯仰角、横侧角和旋转角的控制
- 在磁悬浮系统上应用 PID 控制方法和模糊控制方法，实现对小球位置的控制。
- 掌握调节 PID 参数的方法
- 学习 Simulink 工具箱的使用方法，完成基于 Simulink 的仿真控制和实际控制
- 研究 PID 控制和模糊控制在实际设备上的性能表现
- 对比分析 PID 控制和模糊控制在直升机系统中的控制效果

### 2.2 PID 控制器基本原理

#### 2.2.1 PID 控制器工作原理

PID 控制器是一种常用的控制器，其名称来源于其三个主要组成部分：比例（Proportional）、积分（Integral）和微分（Derivative）。以下是 PID 控制器的基本原理：

##### 1. 比例（P - Proportional）：

- 比例部分是误差与控制器输出之间的线性关系。
- 比例增益（ $K_p$ ）决定了控制器输出对误差的响应程度。如果  $K_p$  太大，系统可能会过冲；如果  $K_p$  太小，系统可能会响应过慢或永远不会达到设定点。

##### 2. 积分（I - Integral）：

- 积分部分是为了消除系统的稳态误差。
- 积分增益（ $K_i$ ）决定了控制器对累积误差的响应速度。如果  $K_i$  太大，系统可能会过冲；如果  $K_i$  太小，系统可能需要很长时间才能消除稳态误差。

##### 3. 微分（D - Derivative）：

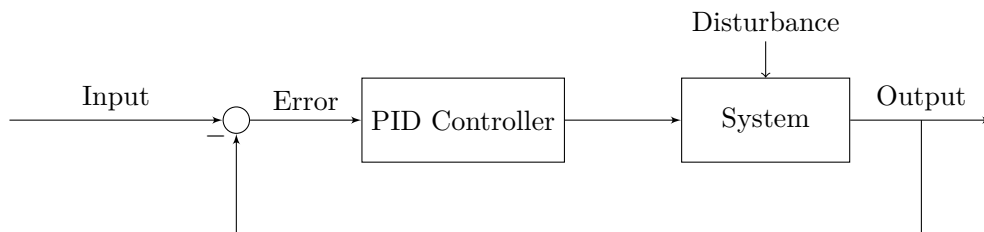
- 微分部分预测误差的变化趋势，并相应地调整控制器的输出。
- 微分增益（ $K_d$ ）决定了控制器对误差变化率的响应。如果  $K_d$  太大，系统可能会过于敏感并产生振荡；如果  $K_d$  太小，系统可能无法有效地应对快速的误差变化。

PID 控制器的数学表达式为：

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt}$$

其中：

- $u(t)$  是控制器的输出。
- $e(t)$  是误差，即设定点与实际输出之间的差值。
- $K_p, K_i, K_d$  分别是比例、积分和微分的增益。



上图所示为 PID 方框简图。PID 控制器在许多工业应用中都很受欢迎，因为它可以提供良好的控制性能，同时也相对容易理解和实施。然而，为了获得最佳的控制性能，需要适当地调整三个增益，这通常需要一些经验和技巧，下文我们将介绍一些常用的 PID 调试方法。

### 2.2.2 PID 控制器调试方法

**Ziegler-Nichols 法** Ziegler-Nichols 法是一种经典的 PID 控制器调试方法。它的基本思想是通过试验获取系统的临界增益  $K_c$  和周期  $T_c$ ，然后根据这些参数计算出合适的 PID 参数。

具体步骤如下：

1. 将系统的控制器参数设置为  $K_p = 0, K_i = 0, K_d = 0$ ，即不带控制器。
2. 逐渐增大比例参数  $K_p$ ，直到系统开始产生振荡。
3. 记录此时的增益  $K_c$  和周期  $T_c$ 。
4. 根据 Ziegler-Nichols 法则计算比例、积分和微分参数：

$$K_p = 0.6 \times K_c$$

$$K_i = 1.2 \times \frac{K_c}{T_c}$$

$$K_d = 0.075 \times K_c \times T_c$$

Ziegler-Nichols 法的优点是简单易行，可以快速得到 PID 控制器的参数。但它的缺点是在试验过程中可能会对系统产生不必要的损坏，而且仅适用于一阶惯性系统和二阶振荡系统。

**Cohen-Coon 法** Cohen-Coon 法是另一种基于系统开环响应的方法。它的基本思想是通过试验获取系统的临界时间常数  $T_c$  和比例带宽  $R$ ，然后根据这些参数计算出合适的 PID 参数。

具体步骤如下：

1. 将系统的控制器参数设置为  $K_p = 0, K_i = 0, K_d = 0$ ，即不带控制器。
2. 逐渐增大比例参数  $K_p$ ，直到系统产生一次过渡过程（即超调量达到 5% 左右）。
3. 记录此时的时间常数  $T_c$  和比例带宽  $R$ 。

4. 根据 Cohen-Coon 法则计算比例、积分和微分参数：

$$K_p = \frac{1.35 \times T_c}{R \times K_c}$$

$$K_i = \frac{0.54 \times T_c}{K_c \times R}$$

$$K_d = 0.075 \times T_c \times R \times K_c$$

Cohen-Coon 法的优点是简单易行，试验过程相对于 Ziegler-Nichols 法比较安全，而且适用于各种阶数的系统，但其结果可能比较粗糙。

**频率响应法** 频率响应法通过分析系统的频率响应特性，确定合适的比例、积分和微分参数。具体步骤是将系统置于正弦信号激励下，记录系统的频率响应曲线。根据曲线的特点确定合适的比例、积分和微分参数。该方法需要对系统的频率响应曲线有一定的理解和掌握。

在实际应用中，不同的参数调试方法可以结合使用，以达到更好的控制效果。同时，参数调试是一个迭代过程，需要反复试验和调整，直到达到满意的控制效果为止。

## 2.3 模糊控制器基本原理

### 2.3.1 模糊控制器的工作原理

模糊控制系统一般按系统偏差及偏差变化率来实现对工业过程的控制。图 2.1 给出了模糊控制系统的基本结构，包括模糊化、模糊规则库、模糊推理、解模糊化和输出量化等部分。

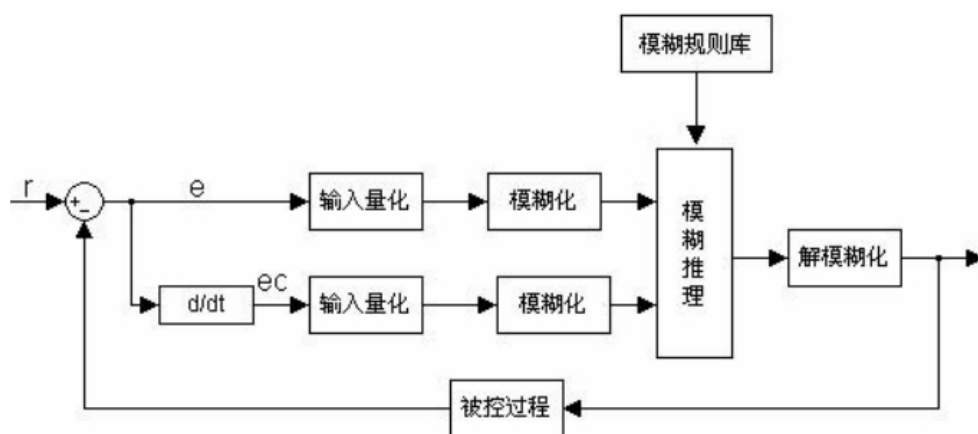


图 2.1: 基本模糊控制器结构

图中  $r$  为设定值， $e$  和  $e_c$  分别为控制偏差和偏差变化率。

- 模糊化：模糊化模块的作用是将一个精确的输入变量通过定义在其论域上的隶属度函数计算出其属于模糊集合的隶属度，从而将其转化为一个模糊变量。
- 模糊规则库：模糊规则库是模糊控制器的一个重要组成部分，由操作经验和专家知识总结得到的模糊规则均存放于此。模糊规则库由一组模糊 IF-THEN 规则组成，模糊推理机使用模糊 IF-THEN 规则来确定从输入模糊集合到输出模糊集合的一个映射。模糊规则是设计模糊控制器的核心。建立模糊控制规则的常用方法是经验归纳法。

- 模糊推理：模糊推理是模糊控制器中，根据输入模糊量，由模糊控制规则完成模糊推理来求解模糊关系方程，并获得模糊控制量的功能部分。模糊推理是模糊逻辑理论中最基本的问题。常用的模糊推理方法是最大最小推理。至此所获得的结果仍是一个模糊矢量，不能直接用来作为控制量，还必须作一次转换，求得清晰的控制量输出，即解模糊化。
- 解模糊化：解模糊化实际上就是一个从模糊控制作用空间到精确控制作用空间的映射，即解模糊判决。判决的方法很多，较常用的有：最大隶属度法、取中位法、加权平均法。以上三种方法各有优缺点，在实际应用中，究竟采用何种方法不能一概而论，应视情况而定。已有的研究表明，加权平均法比中位数法具有更佳的性能，而中位数法的动态性能更优于加权平均法，静态性能则略逊于后者。研究还表明，使用中位数法的模糊控制器类似于多级继电控制，加权平均法则类似于PI 控制器。一般情况下，这两种方法都优于最大隶属度法。
- 输入输出量化：输入量化的作用是将实际输入变量的基本论域变换成为其相应语言化变量的论域。基本模糊控制器的两个量化因子和一个比例因子对控制效果有很大影响。一般情况下，偏差量化因子选得越大，系统超调越大，过渡时间越长，但稳态控制精度高；偏差变化量化因子对系统超调的遏制作用十分明显，偏差变化量化因子选择较大时，超调量减小，但会减慢系统响应速度。输出比例因子的大小也影响着模糊控制的特性。输出比例因子选择过小会使系统动态响应过程变长，而输出比例因子选择过大会导致系统振荡。量化因子和比例因子的选择并不是唯一的，可能有几组不同的值，都能使系统获得较好的响应特性。

### 2.3.2 模糊 PID 控制器

磁悬浮控制系统是典型的非线性迟滞系统，所以难以为系统建立精确的数学模型。传统的 PID 控制由于得不到精确的数学模型，并且动态性能较差，所以控制效果并不很理想。模糊控制其优点是不需要掌握受控对象的精确数学模型，而根据人工控制规则组织控制决策表，然后由该表决定控制量的大小，且系统的动态性能好。但稳态性能差，控制效果受控制规则和变量的量化级别限制。另外，对于普通的模糊控制而言，它类似于比例微分的控制方式，还有一个非零的稳态误差，属于有差调节。PID 控制的动态性能较差，但其积分功能可以消除静差，可以使稳态性能变好。而模糊 PID 控制器将两种方法结合起来，取长补短，具有良好的动态性能（模糊控制器）和稳态性能（PID 控制器）。常规 PID 控制器无法实现参数的在线调整，而模糊 PID 在常规 PID 的基础上加设模糊参数自整定控制器，使其根据系统的偏差的大小、方向、以及变化趋势等特征，通过 Fuzzy 推理作出相应决策，自动的在线调整 PID 的三个参数数  $K_p, K_i, K_d$ ，以便达到更加满意的控制效果的目的。

参数自适应模糊 PID 控制器的系统结构主要由参数可调 PID 和模糊控制系统两部分构成，其结构如下图2.2所示。

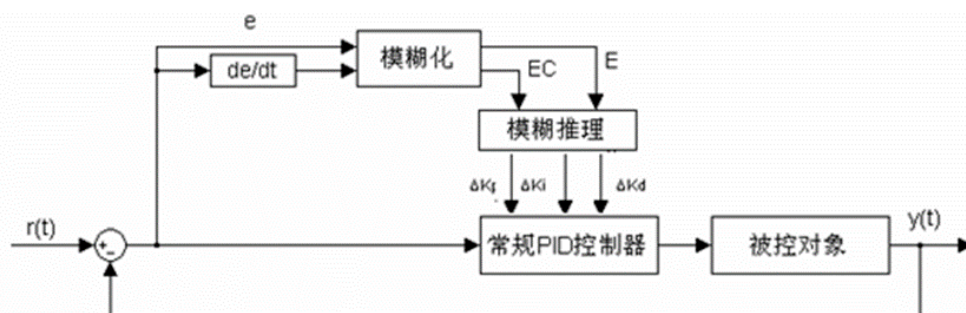


图 2.2: 模糊自调整 PID 控制器结构

PID 控制器实现对系统的控制，模糊推理系统以误差  $e$  和误差变化率  $e_c$  作为输入，采用模糊推理方法对 PID 参数  $K_p$ 、 $K_d$ 、 $K_i$  进行在线整定，以满足不同的误差  $e$  和误差变化率  $e_c$  对控制器参数的不同要求，而使被控对象具有良好的动态、静态性能。

在三自由度直升机和磁悬浮实验中，模糊控制器的输入变量为偏差  $e$  和偏差变化率  $e_c$ ，输出量为 PID 参数的修正量  $\Delta K_p, \Delta K_i, \Delta K_d$ ，如图2.3所示。

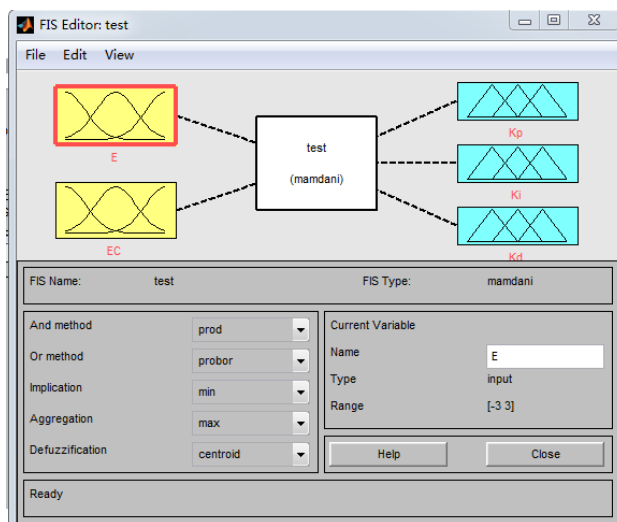


图 2.3: 模糊控制器

各变量的语言变量、基本论域、模糊子集及模糊论域如表1所示。

表 1: 模糊 PID 参数表

变量	$e$	$e_c$	$\Delta k_p$	$\Delta k_i$	$\Delta k_d$
语言变量	$E$	$EC$	$\Delta K_p$	$\Delta K_i$	$\Delta K_d$
基本论域	$[-2,2]$	$[-1,1]$	$[-0.2,0.2]$	$[-0.001,0.001]$	$[-3,3]$
模糊子集	[NB NM NS ZO PS PM PB]				
模糊论域	$[-3,3]$	$[-3,3]$	$[-0.2,0.2]$	$[-0.001,0.001]$	$[-3,3]$

选择各变量的隶属度函数为均匀三角形，则根据表1作出各个变量的隶属度函数如图2.4所示。

根据上述 PID 参数的作用以及在不同的偏差及偏差变化下对 PID 参数的要求，总结工程设计人员的技术知识和实际操作经验，得到针对三个参数  $K_p, K_i, K_d$  分别整定的模糊控制表。

表 2:  $K_p$  的模糊规则表

$\Delta K_p \backslash EC$	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
E							
NB	PB	PB	PM	PM	PS	ZO	ZO
NM	PB	PB	PM	PS	PS	ZO	NS
NS	PM	PM	PM	PS	ZO	NS	NS
ZO	PM	PM	PS	ZO	NS	NM	NM
PS	PS	PS	ZO	NS	NS	NM	NM
PM	PS	ZO	NS	NM	NM	NM	NB
PB	ZO	ZO	NM	NM	NM	NB	NB



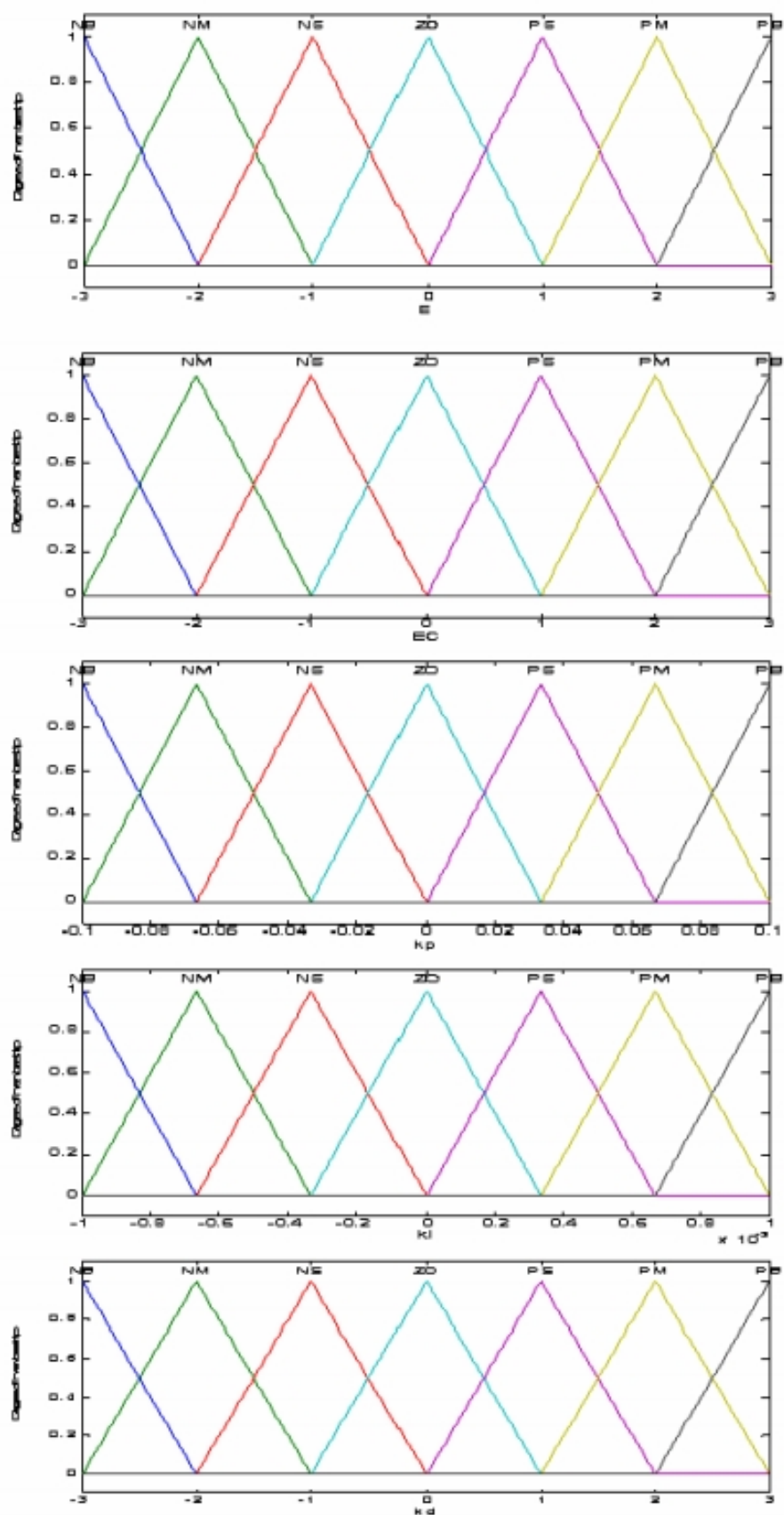


图 2.4: 各变量隶属度函数

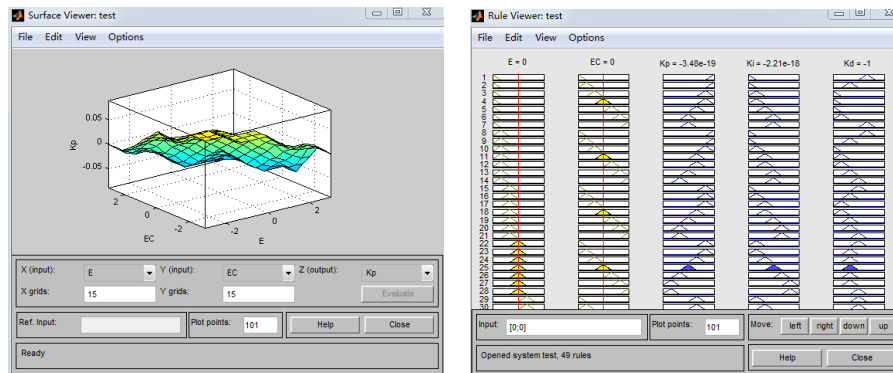
表 3:  $K_i$  的模糊规则表

$\Delta K_i \backslash EC$	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
E							
NB	NB	NB	NM	NM	NS	ZO	ZO
NM	NB	NB	NM	NS	NS	ZO	ZO
NS	NB	NM	NS	NS	ZO	PS	PS
ZO	NM	NM	NS	ZO	PS	PM	PM
PS	NM	NS	ZO	PS	PS	PM	PB
PM	ZO	ZO	PS	PS	PM	PB	PB
PB	ZO	ZO	PS	PM	PM	PB	PB

表 4:  $K_d$  模糊控制规则表

$\Delta K_d \backslash EC$	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
E							
NB	PS	NS	NB	NB	NB		PS
NM	PS	NS	NB	NM	NM	NS	ZO
NS	ZO	NS	NM	NM	NS	NS	ZO
ZO	ZO	NS	NS	NS	NS	NS	ZO
PS	ZO	ZO	ZO	ZO	ZO	ZO	ZO
PM	PB	NS	PS	PS	PS	PS	PB
PB	PB	PM	PM	PM	PS	PS	PB

按表2、3、4搭建模糊控制器，推理输入输出曲面和模糊规则观察器如图2.5所示。



(a) 推理输入输出曲面

(b) 模糊规则观察器

图 2.5: 模糊控制器规则示意图

### 3 三自由度直升机系统的仿真和控制

#### 3.1 直升机实验设备的物理模型

##### 3.1.1 系统概述

三自由度直升机系统（简称直升机）由基座、平衡杆、平衡块和螺旋桨等部分组成。平衡杆以基座为支点，进行俯仰和转动动作。螺旋桨和平衡块分别安装在平衡杆的两端。螺旋桨旋转产生的升力可以使平衡杆以基座为支点做俯仰动作，利用两个螺旋桨的速度差可以使平衡杆以基座为轴做旋转动作。

平衡杆的旋转轴、俯仰轴和螺旋桨的横侧轴分别安装了编码器用以测量平衡杆俯仰轴、旋转轴和螺旋桨横侧轴的数据。两个螺旋桨分别由两个直流无刷电机驱动，为螺旋桨提供动力。通过调节安装在平衡杆另一测的平衡块可以减少螺旋桨电机的出力。安装在基座的集电环保证了系统本体和电控箱之间的信号传送，不受直升机转动的影响。如图3.6所示。

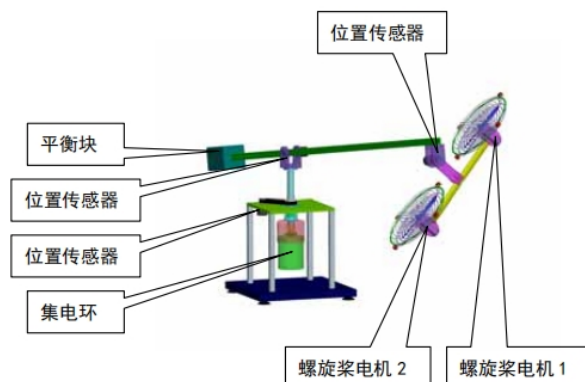


图 3.6: 三自由度直升机系统

### 3.1.2 俯仰轴建模

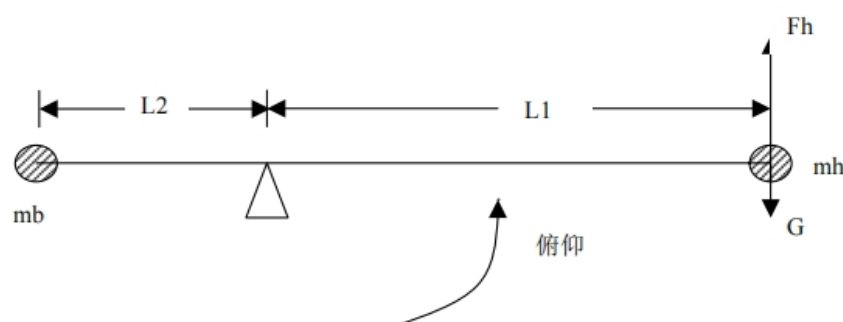


图 3.7: 俯仰轴建模

由图3.7可知，俯仰轴的转矩是由两个螺旋桨电机产生的升力  $F_1$  和  $F_2$ 。故螺旋桨的升力  $F_h$   $F_1$   $F_2$ 。当升力  $F_h$  大于重力  $G$  时，直升机上升；反之直升机下降。现假定直升机悬在中，并且俯仰角为零，就可得到下列等式。

$$\begin{aligned} J_e \ddot{\theta} &= l_1 F_h - l_1 G = l_1 (F_1 + F_2) - l_1 G \\ J_e \ddot{\theta} &= l_1 F_1 + l_1 F_2 - l_1 G \\ J_e \ddot{\theta} &= K_c l_1 (V_1 + V_2) - T_g = K_c l_1 V_s - T_g \end{aligned} \quad (1)$$

其中：

- $J_e$  是俯仰轴的转动惯量， $J_e = m_h l_1^2 + m_b l_2^2$ ；
- $V_1$  和  $V_2$  是两个电机的电压，它们产生升力  $F_1$  和  $F_2$ ；
- $K_c$  螺旋桨电机的升力常数；

- $l_1$  是支点到电机的距离；
- $l_2$  是支点到平衡块的距离；
- $T_g$  是由俯仰轴  $G$  产生的有效重力矩， $T_g = m_h g l_1 - m_b g l_2$ ；
- $m_b$  和  $m_b$  则分别是直升机螺旋桨部分和平衡块的质量；
- $\ddot{\varepsilon}$  是俯仰轴的旋转加速度。

如果忽略重力扰动力矩  $T_g$ ，我们可以得到下面的线性系统：

$$J_e \ddot{\varepsilon} = K_c l_1 (V_1 + V_2) = K_c l_1 V_s$$

其中  $V_s = V_1 + V_2$  是加在电机上电压之和。我们可以设计一个 PD 控制器如下所示：

$$V_s = K_{ep}(\varepsilon - \varepsilon_c) + K_{ed}\dot{\varepsilon}$$

其中  $\varepsilon$  代表实际俯仰角， $\varepsilon_c$  代表参考俯仰角。由上两式我们可以推出系统的闭环传递函数：

$$\frac{\varepsilon(s)}{\varepsilon_c(s)} = \frac{-\frac{K_c K_{ep} l_1}{J_e}}{s^2 - \frac{K_c K_{ed} l_1}{J_e} s - \frac{K_c K_{ep} l_1}{J_e}}$$

其中：

$$\begin{aligned} \frac{K_c K_{ep} l_1}{J_e} &= \frac{1.58 \times 2.0852 \times 0.3145}{0.427} = 2.4266 \\ \frac{K_c K_{ed} l_1}{J_e} &= \frac{1.58 \times 0.8698 \times 0.3145}{0.427} = 1.0122 \end{aligned}$$

可得传递函数为：

$$\frac{\varepsilon(s)}{\varepsilon_c(s)} = \frac{-2.4266}{s^2 - 1.2122s - 2.4266}$$

由式1得：

$$\ddot{\varepsilon} = \frac{K_c l_1 V_s - T_g}{J_e}$$

通过图3.8的连接可以实现俯仰轴的传递函数。

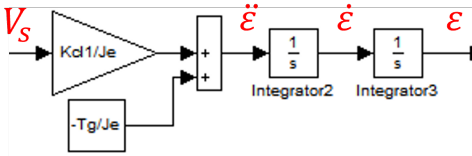


图 3.8: 俯仰轴传递函数的接线图

其中：

$$\begin{aligned} \frac{K_c l_1}{J_e} &= \frac{1.58 \times 0.3145}{0.427} = 1.1637 \\ \frac{-T_g}{J_e} &= -\frac{m_h g l_1 - m_b g l_2}{J_e} = -\frac{2.25773}{0.427} = -5.2874 \end{aligned}$$

### 3.1.3 横侧轴建模

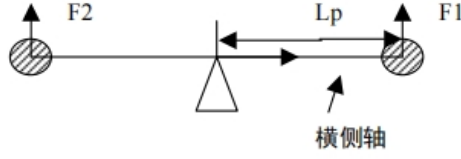


图 3.9: 横侧轴建模

由图3.9可知，横侧轴由两个螺旋桨产生的升力控制，如果  $F_1$  产生的升力大于  $F_2$  产生的升力，螺旋桨本体就会产生倾斜，这样就会产生一个侧向力，使直升机围绕基座旋转。

$$\begin{aligned} J_p \ddot{p} &= F_1 l_p - F_2 l_p \\ J_p \ddot{p} &= K_c l_p (V_1 - V_2) = K_c l_p V_d \end{aligned} \quad (2)$$

其中：

- $J_p$  是横侧轴的转动惯量；
- $l_p$  是横侧轴到电机的距离；
- $\ddot{p}$  是横侧轴的转动加速度。

改变直升机横侧轴的倾斜角的大小可以控制直升机的旋转速度，我们需要设计一个控制器来控制直升机的横侧角。横侧轴的开环传递函数为：

$$J_p \ddot{p} = K_c l_p (V_1 - V_2) = K_c l_p V_d$$

我们设计一个 PD 控制器，

$$V_d = K_{pp}(p - p_c) + K_{pd}\dot{p}$$

从上两式可得出系统的闭环传递函数：

$$\frac{p(s)}{p_c(s)} = \frac{-\frac{K_c l_p K_{pp}}{J_p}}{s^2 - \frac{K_c l_p K_{pd}}{J_p} s - \frac{K_c l_p K_{pp}}{J_p}}$$

其中：

$$\frac{K_c l_p K_{pp}}{J_p} = \frac{1.58 \times 0.17 \times 1.8074}{0.02068} = 23.4752$$

$$\frac{K_c l_p K_{pd}}{J_p} = \frac{1.58 \times 0.17 \times 0.3106}{0.02068} = 4.0342$$

可得传递函数为：

$$\frac{p(s)}{p_c(s)} = \frac{-23.4752}{s^2 - 4.0342s - 23.4752}$$

由式2得：

$$\ddot{p} = \frac{K_c l_p V_d}{J_p}$$

通过图3.10的连接可以实现横侧轴的传递函数。

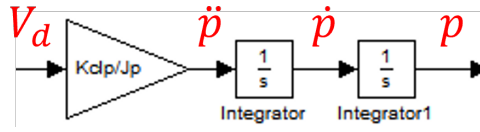


图 3.10: 横侧轴传递函数的接线图

其中:

$$\frac{K_c \cdot l_p}{J_p} = \frac{1.58 \times 0.17}{0.0206} = 13.0388$$

### 3.1.4 旋转轴建模

旋转轴的动力来源是螺旋桨横侧轴倾斜时产生的水平方向升力。对于比较小的横侧角，这个力需要使直升机在空中保持平衡，大约为  $G$ 。 $G$  的水平分量会对旋转轴产生一个力矩，旋转轴由这个力产生旋转加速度。如图3.11所示：

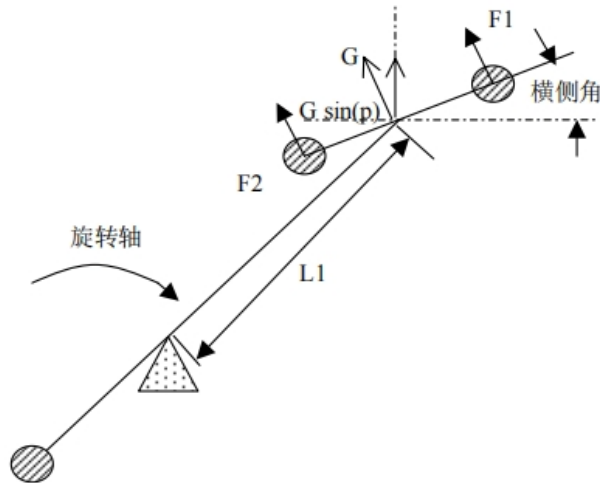


图 3.11: 旋转轴建模

其动力学方程为

$$J_t \dot{r} = -G \sin(p) l_1 \quad (3)$$

式中， $r$  是旋转速度，单位 rad/sec；

$\sin p$  是横侧角  $p$  的正弦值，若横侧角为零，则没有力传递给旋转轴。

由此我们可知俯仰角加速度是加在两个螺旋桨电机的电压和的函数；横侧轴加速度是两个电机电压差的函数；旋转轴的加速度和横侧角成比例关系。

若横侧角  $p$  在一个很小的角度内变化时，则可以把式3.1.4线性化为：

$$J_t \dot{r} = G l_1 p$$

为了达到所期望的旋转速度，我们设计一个控制器，来达到一个所期望的横侧角  $p_c$ 。

$$p_c = K_{rp}(r - r_c) + K_{ri} \int (r - r_c)$$

由于  $p$  是实时和精确地跟随  $p_c$ ，所以可以把  $p_c$  看作  $p$ ，由此可得到系统的闭环传递函数。

$$\frac{r(s)}{r_c(s)} = \frac{-\frac{K_{rp}Gl_1s + K_nGl_1}{J_t}}{s^2 - \frac{K_{rp}Gl_1}{J_t}s - \frac{K_{ri}Gl_1}{J_t}}$$

其中：

$$\frac{K_{rp}Gl_1}{J_t} = \frac{0.3069 \times 2 \times 0.3145}{0.427} = 0.4521$$

$$\frac{K_{ri}Gl_1}{J_t} = \frac{0.0964 \times 2 \times 0.3145}{0.427} = 0.1420$$

可得传递函数为：

$$\frac{r(s)}{r_c(s)} = \frac{0.4521s - 0.1420}{s^2 - 0.4521s - 0.1420}$$

由式3.1.4得：

$$\dot{r} = \frac{-G \sin(p)l_1}{J_t}$$

通过图3.12的连接可以实现旋转轴（角速度）的传递函数。若要控制旋转角度，则再添加一个积分模块即可。

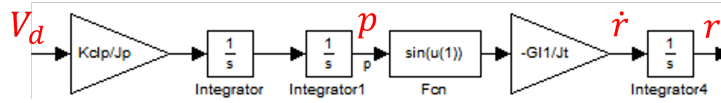


图 3.12: 旋转轴传递函数的接线图

其中：

$$\frac{K_c \cdot l_p}{J_p} = \frac{1.58 \times 0.7}{0.0206} = 13.0388$$

$$-\frac{G \cdot l_p}{J_p} = -\frac{2 \times 0.3145}{0.427} = -1.4731$$

## 3.2 PID 控制仿真

### 3.2.1 俯仰角仿真

图3.13为俯仰角仿真的接线图，PID 控制的参数设定如表5所示。

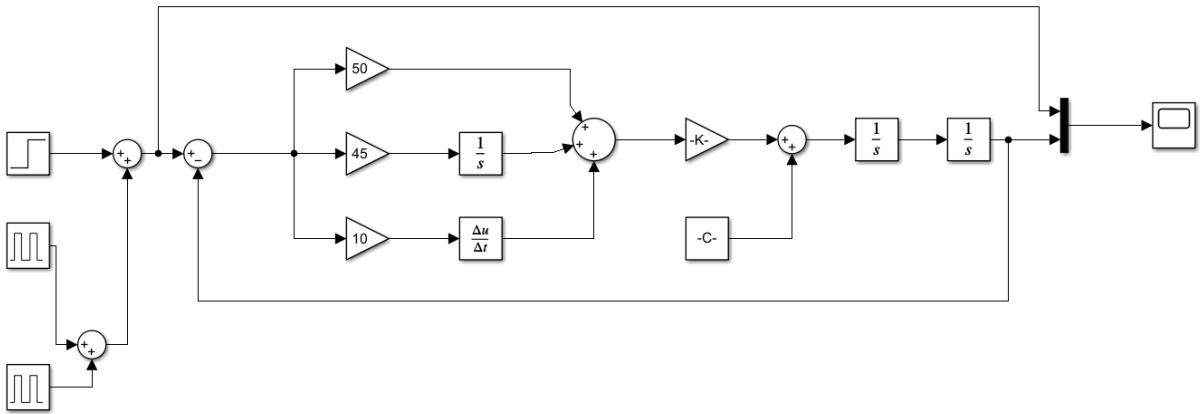


图 3.13: 俯仰角仿真模型

表 5: 俯仰角仿真 PID 参数设置

比例增益 $K_p$	积分增益 $K_i$	微分增益 $K_d$
50	45	10

仿真过程中添加了幅值为 0.2 的扰动, 图3.14为仿真的输入输出图像。可以看出系统收到干扰后, 经过小幅度的调节, 恢复了稳态, 说明系统具有一定的鲁棒性。根据图像可以得到系统的动态性能, 如表6所示。

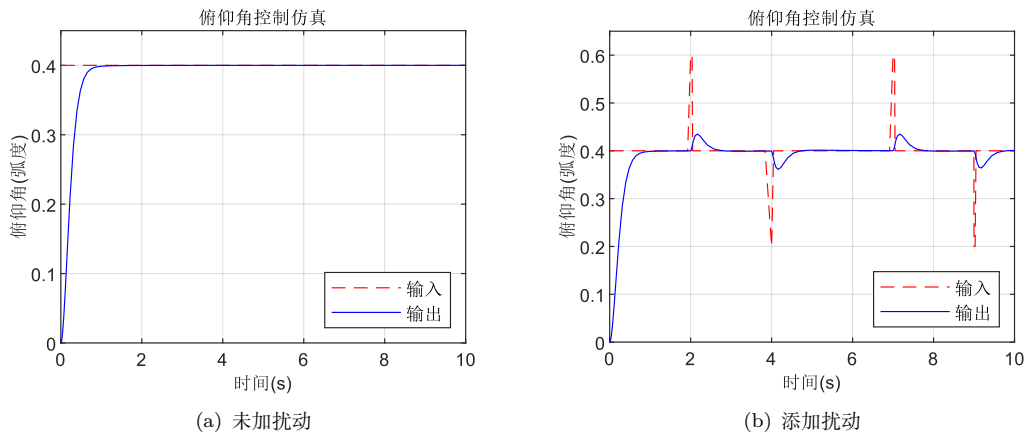


图 3.14: 添加扰动前后的俯仰角仿真图像

表 6: 俯仰角仿真动态性能

超调量 $\sigma\%$	延迟时间 $t_d$	上升时间 $t_r$	峰值时间 $t_p$	稳态误差 $\pm\Delta$
0	0.22s	1.32s	1.32s	0

### 3.2.2 横侧角仿真

图3.15为横侧角仿真的接线图, PID 控制的参数设定如表7所示。



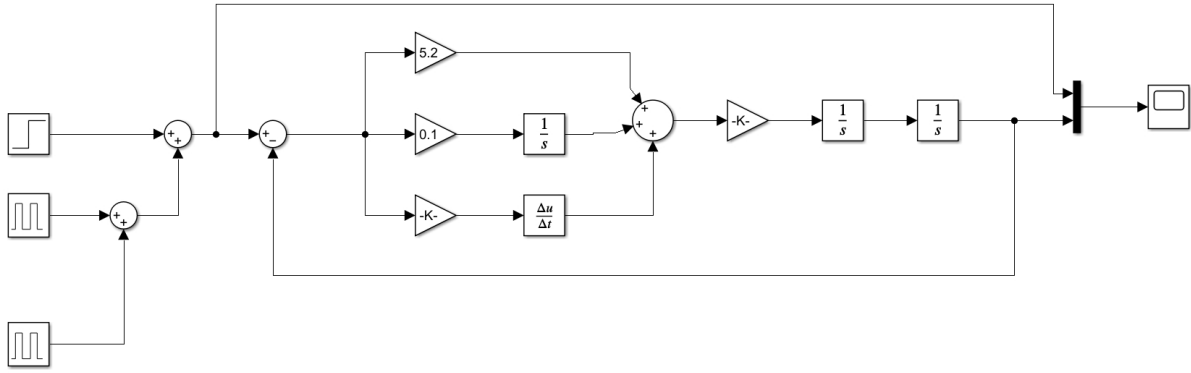


图 3.15: 横侧角仿真模型

表 7: 横侧角仿真 PID 参数设置

比例增益 $K_p$	积分增益 $K_i$	微分增益 $K_d$
5.2	0.1	0.95

仿真过程中添加了幅值为 0.05 的扰动, 图3.16为仿真的输入输出图像。可以看出系统收到干扰后, 经过小幅度的调节, 恢复了稳态, 说明系统具有一定的鲁棒性。根据图像可以得到系统的动态性能, 如表8所示。

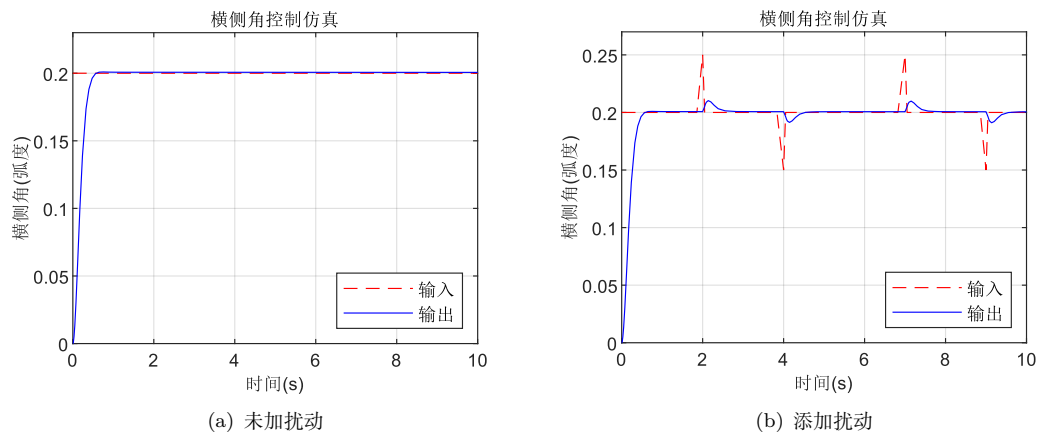


图 3.16: 添加噪声前后的横侧角仿真图像

表 8: 横侧角仿真动态性能

超调量 $\sigma\%$	延迟时间 $t_d$	上升时间 $t_r$	峰值时间 $t_p$	稳态误差 $\pm\Delta$
0.4%	0.17s	0.56s	0.56s	0

### 3.2.3 旋转角仿真

图3.17为旋转角(角度)仿真的接线图, PID 控制的参数设定如表9所示。

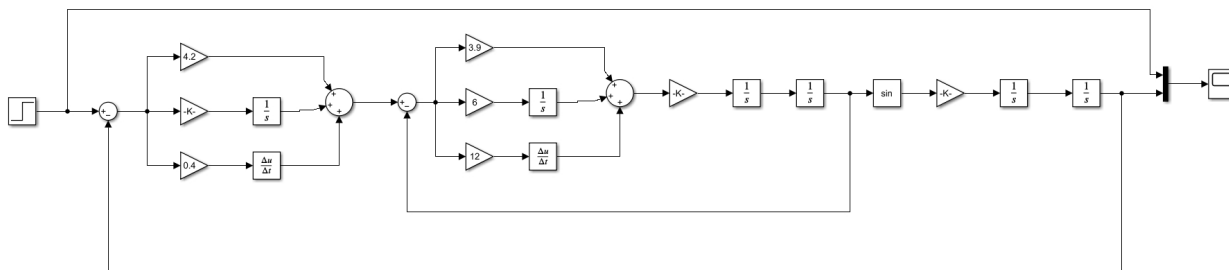


图 3.17: 旋转角（角度）仿真模型

表 9: 旋转角（角度）仿真 PID 参数设置

比例增益 $K_p1$	积分增益 $K_i1$	微分增益 $K_d1$
4.2	1.35	0.4
比例增益 $K_p2$	积分增益 $K_i2$	微分增益 $K_d2$
3.9	6	12

同时，本组也进行了以恒定角速度进行旋转的 PID 仿真，接线图如图3.18所示，PID 控制的参数设定如表10所示。

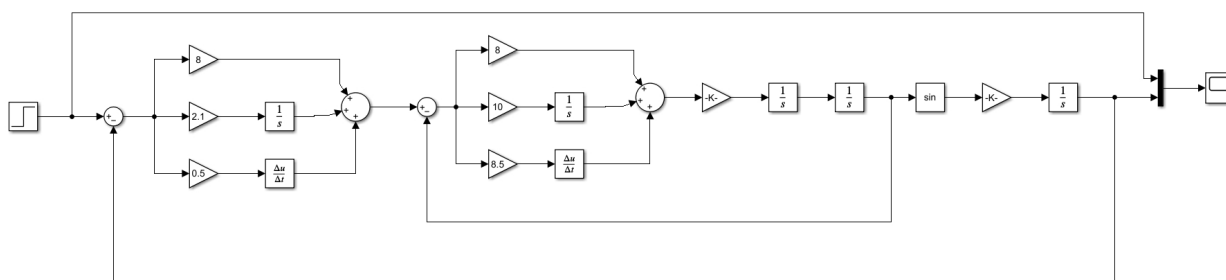


图 3.18: 旋转角（角速度）仿真模型

表 10: 旋转角（角速度）仿真 PID 参数设置

比例增益 $K_p1$	积分增益 $K_i1$	微分增益 $K_d1$
8	2.1	0.5
比例增益 $K_p2$	积分增益 $K_i2$	微分增益 $K_d2$
8	10	8.5

图3.19为仿真的输入输出图像，根据图像可以得到系统的动态性能，如表11和12所示。

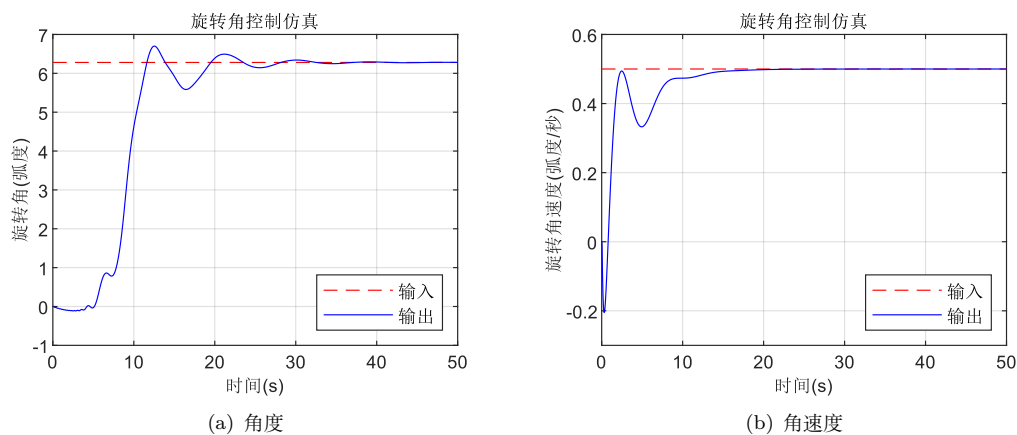


图 3.19: 旋转角仿真图像

表 11: 旋转角（角度）仿真动态性能

超调量 $\sigma\%$	延迟时间 $t_d$	上升时间 $t_r$	峰值时间 $t_p$	稳态误差 $\pm\Delta$
6.53%	9.19s	11.57s	12.50s	0.0013

表 12: 旋转角（角速度）仿真动态性能

超调量 $\sigma\%$	延迟时间 $t_d$	上升时间 $t_r$	峰值时间 $t_p$	稳态误差 $\pm\Delta$
0	1.28s	2.50s	2.50s	0.0001

### 3.3 PID 控制实验

#### 3.3.1 俯仰角实验

图3.20为俯仰角实际的接线图，PID 控制的参数设定如表13所示。

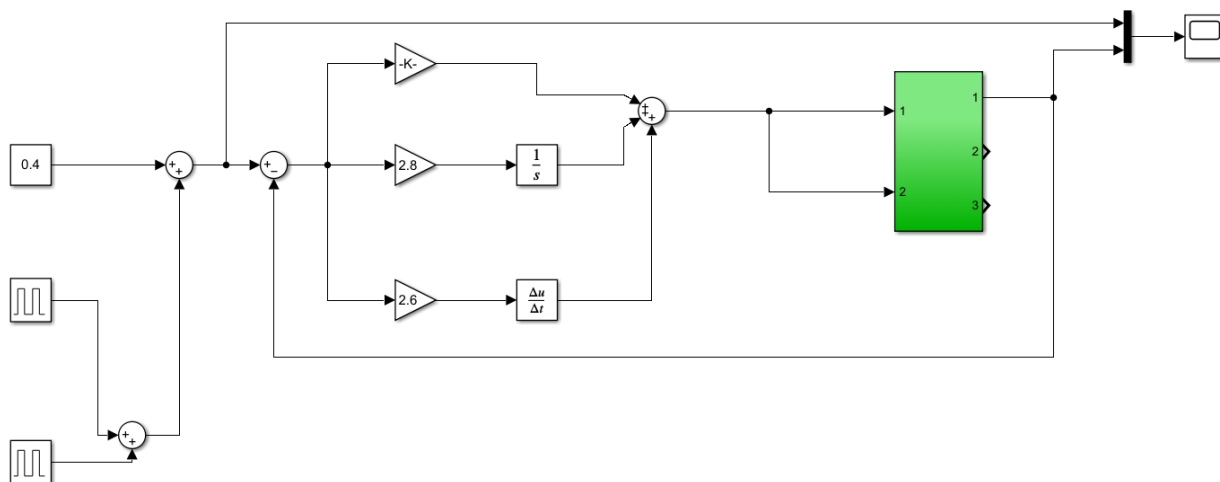


图 3.20: 俯仰角实际模型

表 13: 俯仰角实际参数设置

比例增益 $K_p$	积分增益 $K_i$	微分增益 $K_d$
4.68	2.8	2.6

实际实验过程中添加了幅值为 0.2 的扰动, 图3.21为仿真的输入输出图像。可以看出系统收到干扰后, 经过小幅度的调节, 恢复了稳态, 说明系统具有一定的鲁棒性。根据图像可以得到系统的动态性能, 如表14所示。

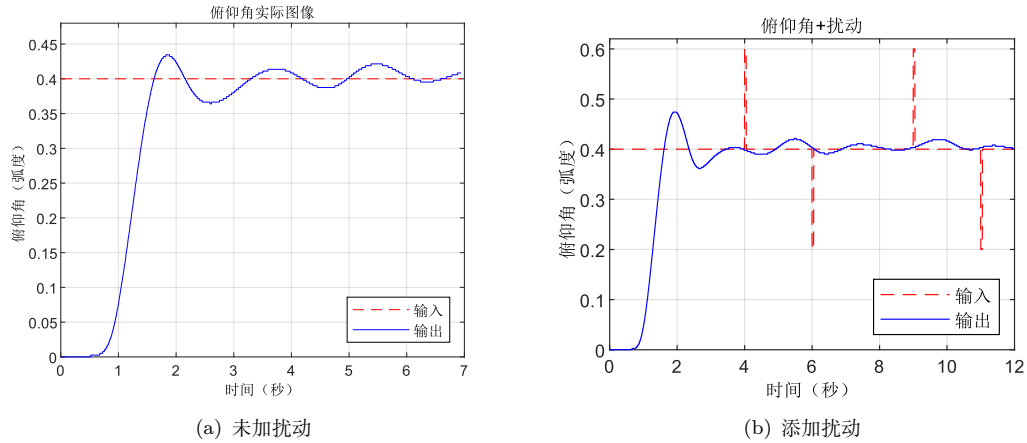


图 3.21: 添加扰动前后的俯仰角实际图像

表 14: 俯仰角实际动态性能

超调量 $\sigma\%$	延迟时间 $t_d$	上升时间 $t_r$	峰值时间 $t_p$	稳态误差 $\pm\Delta$
8.64%	1.23s	1.62s	1.87s	0.02

### 3.3.2 横侧角实验

图3.22为横侧角实际的接线图, PID 控制的参数设定如表15所示。

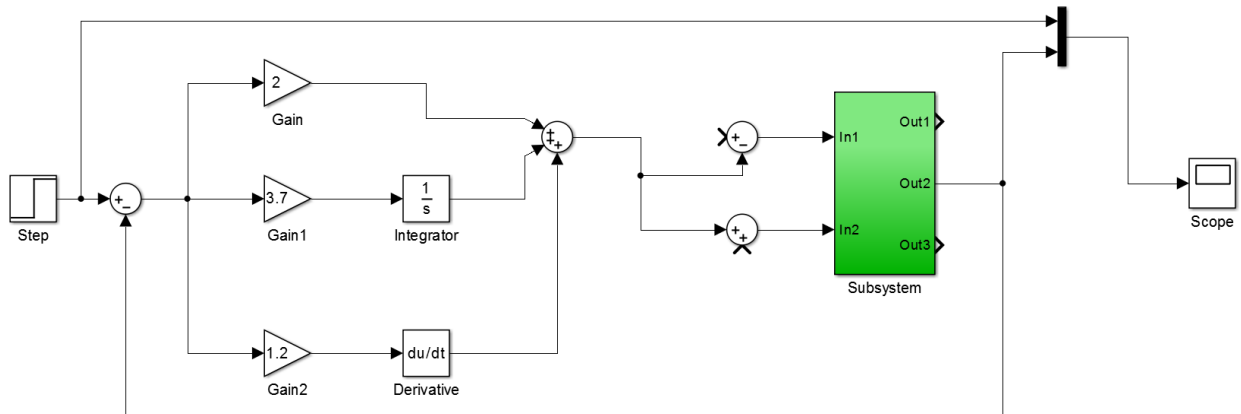


图 3.22: 横侧角实际模型

表 15: 横侧角实际参数设置

比例增益 $K_p$	积分增益 $K_i$	微分增益 $K_d$
2	3.7	1.2

实际实验过程中添加了幅值为 0.05 的扰动，图3.23为仿真的输入输出图像。可以看出系统收到干扰后，经过小幅度的调节，恢复了稳态，说明系统具有一定的鲁棒性。根据图像可以得到系统的动态性能，如表16所示。

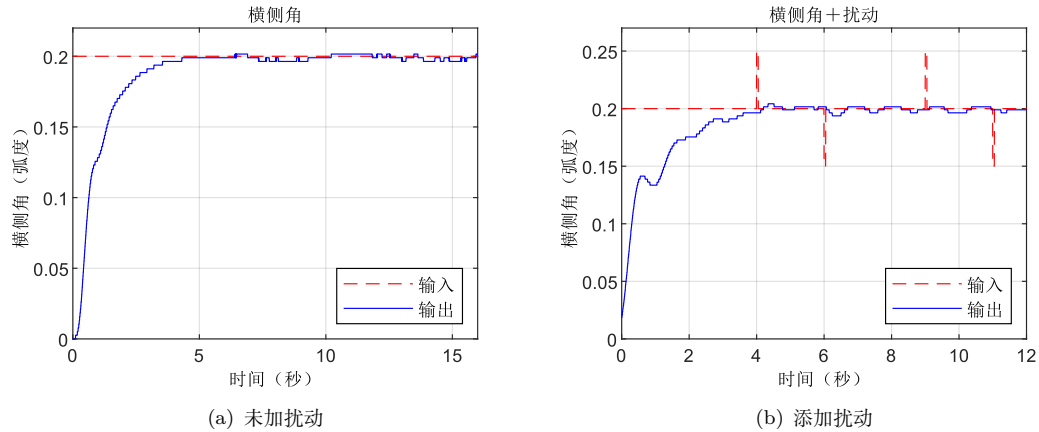


图 3.23: 添加扰动前后的横侧角实际图像

表 16: 横侧角实际动态性能

超调量 $\sigma\%$	延迟时间 $t_d$	上升时间 $t_r$	峰值时间 $t_p$	稳态误差 $\pm\Delta$
0.79%	0.64s	4.46s	1.87s	4.46

### 3.3.3 旋转角实验

图3.24为旋转角（角度）实际的接线图，PID 控制的参数设定如表17所示。

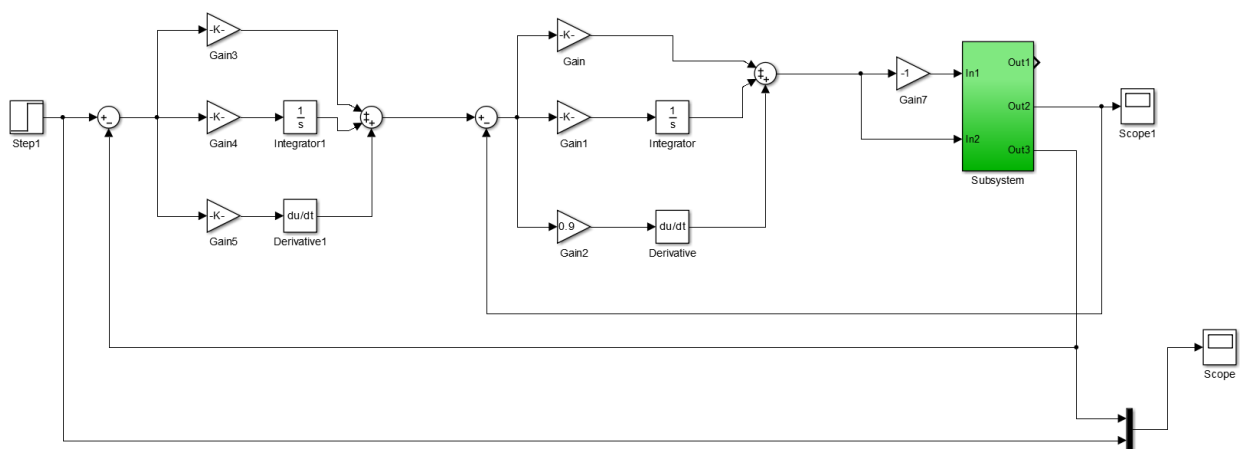


图 3.24: 旋转角（角度）实际模型

表 17: 旋转角（角度）实际参数设置

比例增益 $K_p1$	积分增益 $K_i1$	微分增益 $K_d1$
-0.045	0.0001	0.0005
比例增益 $K_p2$	积分增益 $K_i2$	微分增益 $K_d2$
0.802	2.38	0.9

实际实验过程中添加了幅值为 0.05 的扰动，图3.25为实际的输入输出图像。可以横侧角经历了一个从 0 开始增大又减小至 0 的过程，旋转角在此过程中达到给定值。根据图像可以得到系统的动态性能，如表18所示。

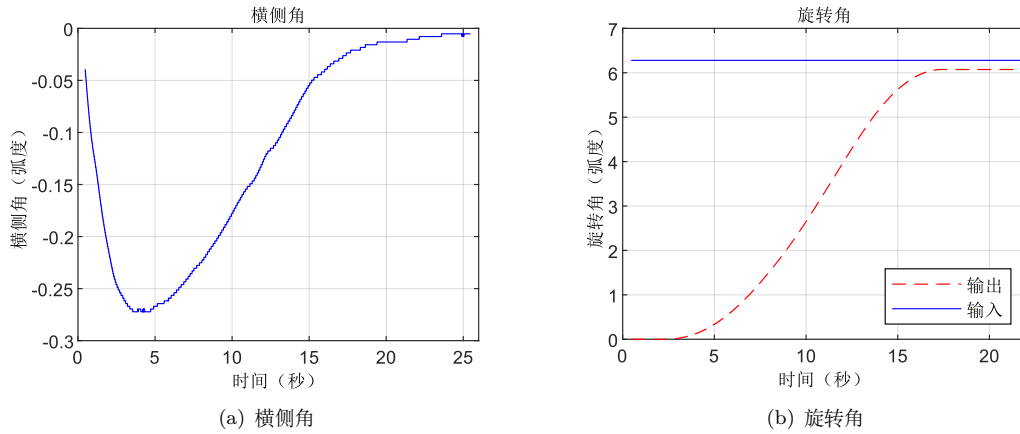


图 3.25: 横侧角和旋转角实际图像

表 18: 旋转角（角度）实际动态性能

超调量 $\sigma\%$	延迟时间 $t_d$	上升时间 $t_r$	峰值时间 $t_p$	稳态误差 $\pm\Delta$
0	10.76s	17.05	17.05s	0.21

另外，本实验中还尝试对旋转角的角速度进行控制。图3.26为旋转角（角速度）实际的接线图，PID控制的参数设定如表19所示。

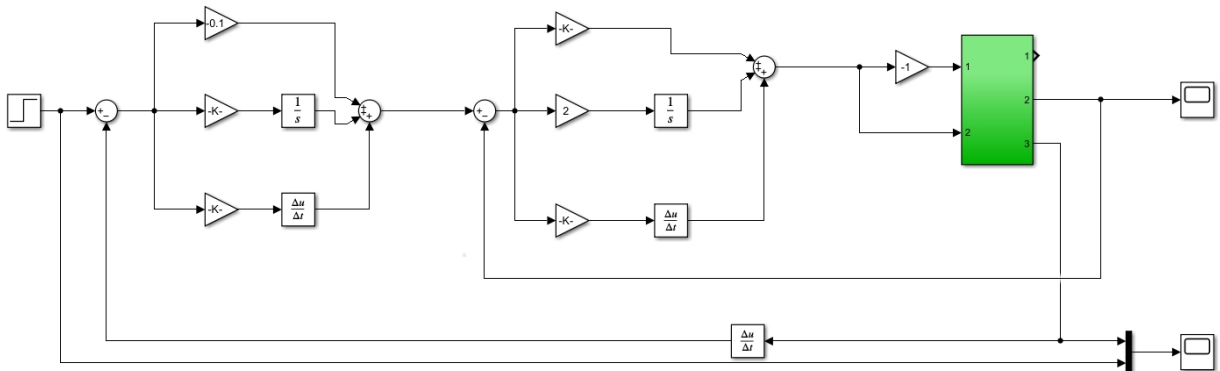


图 3.26: 旋转角（角度）实际模型

表 19: 旋转角（加速度）实际参数设置

比例增益 $K_p1$	积分增益 $K_i1$	微分增益 $K_d1$
-0.1	0.0001	0.0005
比例增益 $K_p2$	积分增益 $K_i2$	微分增益 $K_d2$
0.54	2	0.35

旋转角的输入输出图像如图3.27所示，可以发现旋转角以一定斜率上升，说明旋转角速度维持在恒定值。

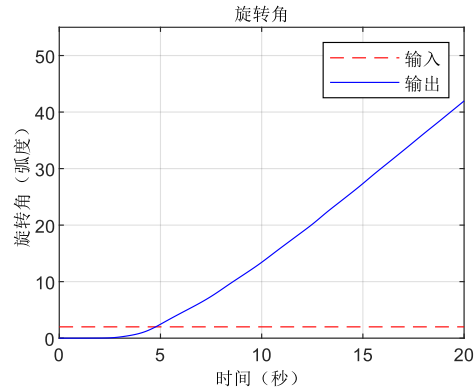


图 3.27: 旋转角实际图像

### 3.4 模糊控制仿真

添加模糊控制的仿真接线图如图3.28，参数设置如表28所示。

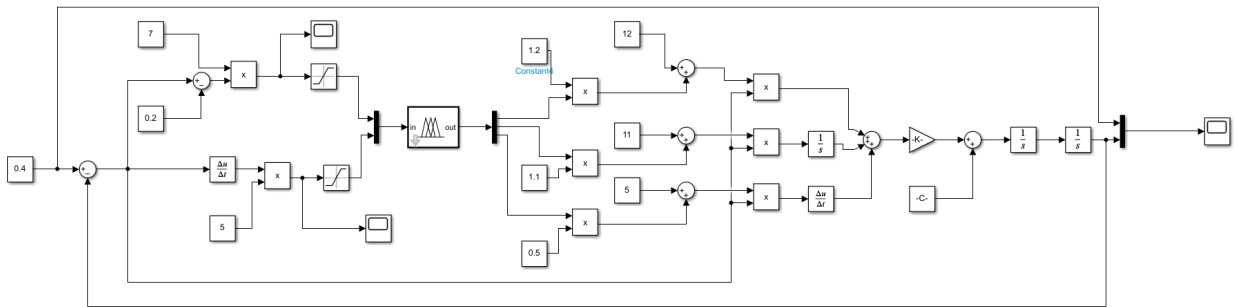


图 3.28: 俯仰角模糊控制仿真模型

表 20: 俯仰角仿真模糊控制参数设置

量化系数	比例因子	比例增益 $K_p$	积分增益 $K_i$	微分增益 $K_d$
7,5	1.2,1.1,0.5	12	11	5

图3.29为添加模糊控制的输入输出图像，并与未添加模糊控制的 PID 控制进行对比，系统的动态性能如表21所示。

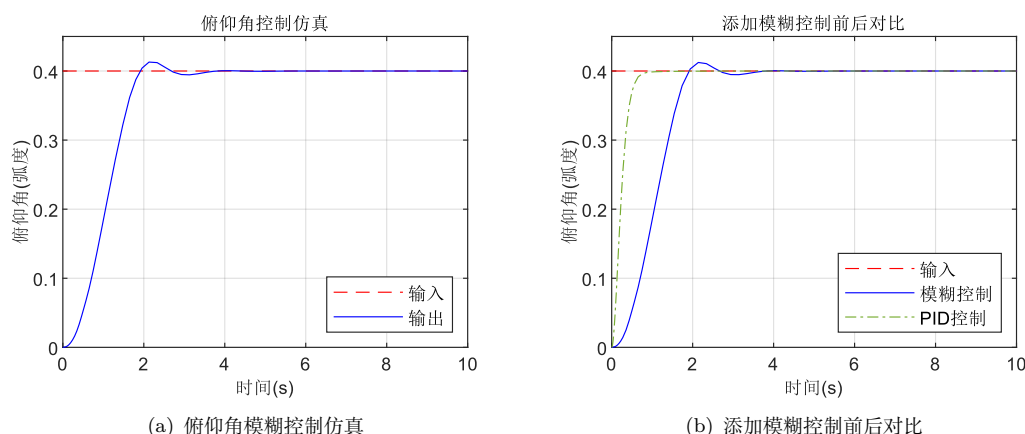


图 3.29: 俯仰角添加模糊控制仿真图像

表 21: 添加模糊控制的俯仰角仿真动态性能

超调量 $\sigma\%$	延迟时间 $t_d$	上升时间 $t_r$	峰值时间 $t_p$	稳态误差 $\pm\Delta$
3.23%	1.10s	1.96s	2.13s	0.0001

可以看出仿真环境下，添加模糊控制后系统的动态性能反而不如添加前，可能的原因如下：

- 控制规则不合理：模糊控制系统的性能高度依赖于模糊规则的设计和成员函数的选择。如果规则设置得不合理，或者成员函数的定义不恰当，那么模糊控制可能会导致系统性能下降。
- 控制规则的数量和质量：过多或过少的模糊规则都可能导致性能问题。如果规则太多，系统可能会过于复杂，难以维护和调优。如果规则太少，系统可能无法捕捉到足够多的操作情况，导致性能下降。
- 控制增益的选择：模糊控制通常包括对输出的增益设置，用于调整控制器的灵敏度。不正确的增益设置可能导致系统出现振荡或过度抑制，从而降低了性能。

### 3.5 模糊控制实验

添加模糊控制的实际接线图如图3.30，参数设置如表22所示。

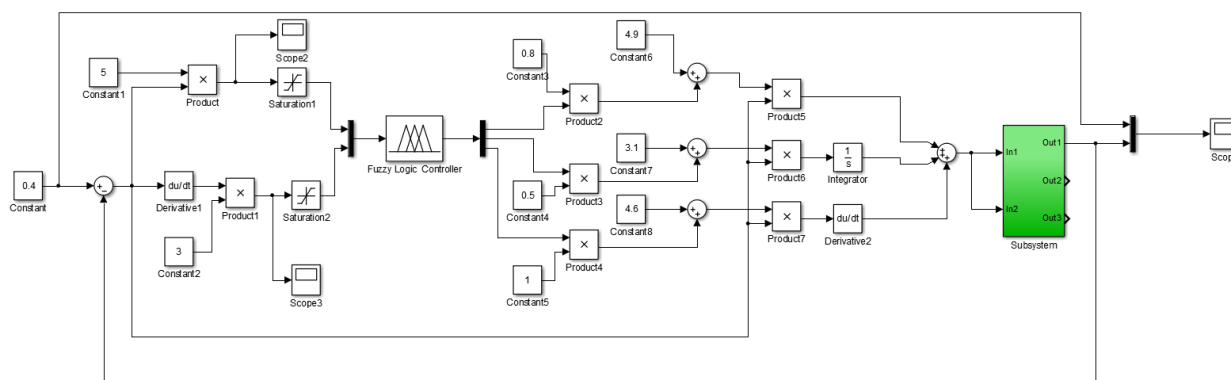


图 3.30: 俯仰角模糊控制实际图像



表 22: 俯仰角实际模糊控制参数设置

量化系数	比例因子	比例增益 $K_p$	积分增益 $K_i$	微分增益 $K_d$
5,3	0.8,0.5,1	4.9	3.1	4.6

图4.37为添加模糊控制的输入输出图像，并与未添加模糊控制的 PID 控制进行对比，系统的动态性能如表23所示。可以看出模糊控制的系统的延迟时间和上升时间与 PID 系统基本一致，超调量和稳态误差略低于 PID 系统。

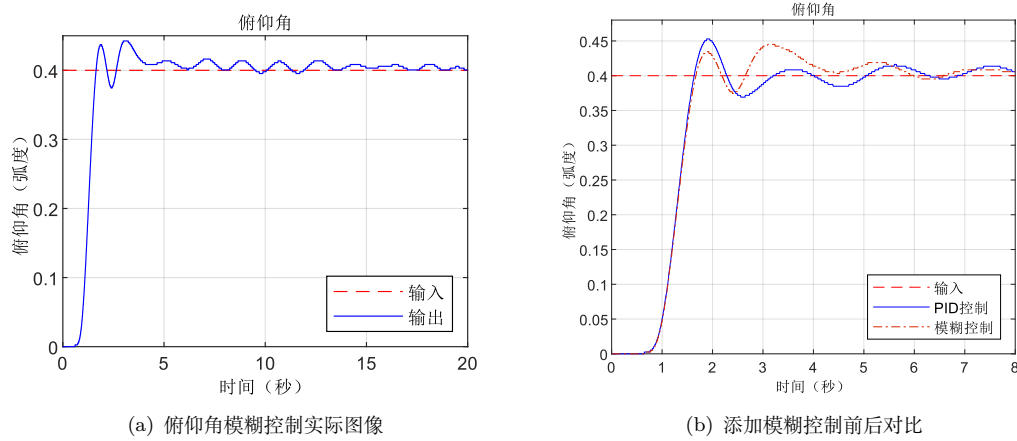


图 3.31: 俯仰角添加模糊控制实际图像

表 23: 添加模糊控制的俯仰角实际动态性能

超调量 $\sigma\%$	延迟时间 $t_d$	上升时间 $t_r$	峰值时间 $t_p$	稳态误差 $\pm\Delta$
10.6%	1.27s	1.64s	3.09s	0.01

## 4 磁悬浮实验设备的仿真和控制

### 4.1 磁悬浮设备的原理和建模

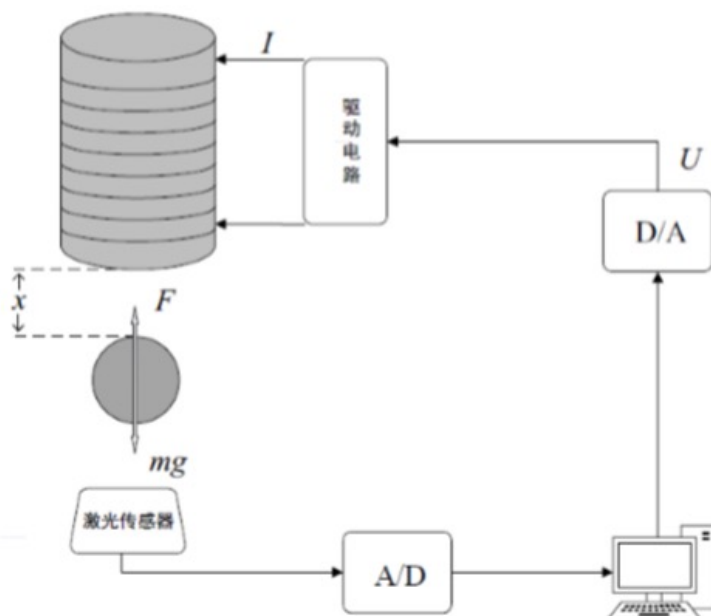


图 4.32: 磁悬浮示意图

如上图所示，这是一个磁悬浮系统的示意图，其中电磁绕组通过通电产生电磁力  $F$ ，这个力与钢球的重力  $mg$  相平衡，从而使钢球能够悬浮在空中并保持平衡状态。

激光位移传感器用于监测钢球的位置，它由激光器、激光检测器和测量电路组成。这种传感器能够实现无接触远距离测量，具有速度快、精度高、量程大、抗光和电干扰等优点。工作原理如下：首先，激光发射二极管对准目标发射激光脉冲，这些光线经目标反射后散射到各个方向。部分散射光线返回传感器接收器。这些光线经过光学系统成像到雪崩光电二极管上，这种二极管具有内部放大功能，能够检测极微弱的光信号并将其转化为电信号。

#### 4.1.1 系统的动力学方程

假设忽略小球受到的其他干扰力（风力、电网突变产生的力等），则受控对象小球在此系统中只受电磁吸力  $F(i, x)$  和自身的重力  $mg$ 。球在竖直方向的动力学方程描述如下：

$$m \frac{d^2 x(t)}{dt^2} = F(i, x) + mg$$

表 24: 动力学方程参数表

变量	含义	单位
$x$	小球质心与电磁铁磁极之间的间隙	m
$m$	小球的质量	kg
$F(i, x)$	电磁吸力	N
$g$	重力加速度	m/s <sup>2</sup>

#### 4.1.2 系统的电磁力模型

为建立磁悬浮系统的电磁力模型，首先考虑铁芯磁阻：

$$R(x) = \frac{l}{\mu A_0} + \frac{2x}{\mu_0 A}$$

因为铁芯由铁磁材料制成，其磁阻与气隙磁阻相比很小，故忽略上式右边第一项，方程改写为：

$$R(x) = \frac{2x}{\mu_0 A}$$

由磁路的基尔霍夫定律有：

$$Ni = \Phi(i, x)R(x)$$

瞬时电磁铁绕组线圈电感为：

$$L(i, x) = \frac{\Phi(i, x)}{i} = \frac{\mu_0 AN^2}{2x}$$

磁场的能量  $W_m(i, x)$  为：

$$W_m(i, x) = \frac{1}{2}L(i, x)i^2$$

以上  $A$  为电磁铁下方整个空气隙的磁通截面积，换算到小球的截面积，则小球电磁铁吸引力为：

$$F(i, x) = \frac{\partial W_m(i, x)}{\partial x} = \frac{\partial \left( \frac{\mu_0 K_f AN^2 i^2}{4x} \right)}{\partial x} = -\frac{\mu_0 AN^2}{4} \left( \frac{i}{x} \right)^2$$

表 25: 变量和单位

变量	描述	单位
$\mu_0$	空气磁导率	H/m
$A$	铁芯的导磁截面积	$m^2$
$N$	电磁铁线圈匝数	匝
$x$	小球质心到电磁铁磁极表面的瞬时气隙	m
$i$	电磁铁绕组中的瞬时电流	A

#### 4.1.3 电磁铁的电流模型

将电磁铁线圈用电阻  $R$  与电感线圈  $L$  串联来表示，由电磁感应定律及电路的基尔霍夫定律，得到如下关系：

$$U(t) = Ri(t) + \frac{d\Phi(x, t)}{dt} = Ri(t) + \frac{d}{dt} [L(x)i(t)]$$

电感近似关系为：

$$L(x) \approx L_1$$

得到电磁铁线圈中电压与电流的关系为：

$$U(t) = Ri(t) + L_1 \frac{di(t)}{dt}$$

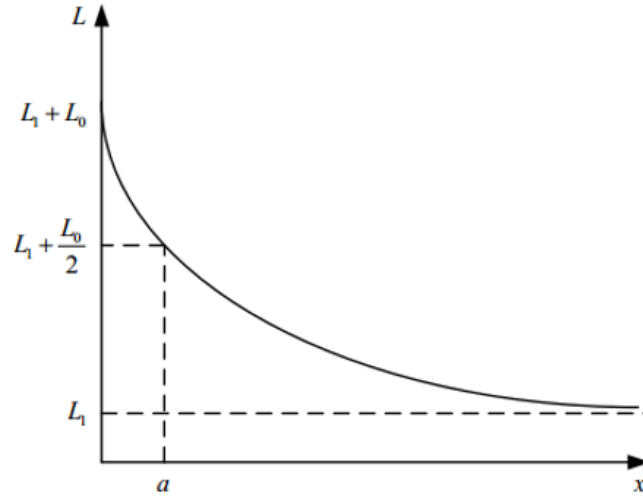


图 4.33: 电磁铁电感特性

磁悬浮系统方程可以由上面的方程联合描述，现归纳如下：

$$\begin{cases} m \frac{d^2 x(t)}{dt^2} = F(i, x) + mg \\ F(i, x) = K \left( \frac{i}{x} \right)^2 \\ mg + F(i_0, x_0) = 0 \\ U(t) = Ri(t) + L_1 \frac{di(t)}{dt} \end{cases}$$

系统可用下列微分方程来描述：

$$m \frac{d^2 x(t)}{dt^2} = k_i(i - i_0) + k_x(x - x_0) = \frac{2Ki_0}{x_0^2}i - \frac{2Ki_0^2}{x_0^3}x$$

拉普拉斯变换后得：

$$X(S)S^2 = \frac{2Ki_0}{mx_0^2}I(s) - \frac{2Ki_0^2}{mx_0^3}X(s)$$

定义系统对象输出量为  $x$  所反映出来的输出电压为  $U_{\text{out}}$ （传感器后处理电路输出电压），则该系统控制对象的模型可写为：

$$G_0(s) = \frac{X(s)}{U_{\text{in}}(s)} = \frac{X(s)}{K_a I(s)} = -\frac{1}{K_a} \frac{1}{As^2 - B}$$

带入系统的实际参数，得：

$$G_0(s) = \frac{7.6367}{s^2 - 1960}$$

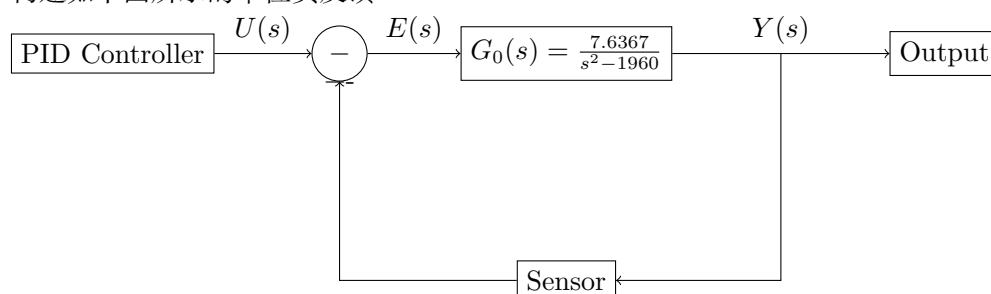
由此可以看出系统有一个开环极点位于复平面的右半平面，根据系统稳定性判据，即系统所有的开环极点必须位于复平面的左半平面时系统才稳定，所以磁悬浮球系统是本质不稳定的。

## 4.2 PID 控制仿真

系统的开环传递函数为：

$$G_0(s) = \frac{7.6367}{s^2 - 1960}$$

构建如下图所示的单位负反馈：



结合实际对象分析，由于磁悬浮开环对象

$$G_0(s) = \frac{7.6367}{s^2 - 1960}$$

在这种情况下，系统属于无阻尼系统 ( $\zeta = 0$ )，并且不稳定。为了使系统稳定并收敛，必须引入比例和微分控制，以增加阻尼。因此，在尝试调整 PID 参数时，需要同时引入比例和微分控制，以确保系统的稳定性。这通常需要观察仿真系统的阶跃响应曲线，并通过试凑法进行不断的调整。

在 Simulink 中建立磁悬浮系统的闭环仿真程序，使用的 PID 控制器采用脉冲传递函数形式。为了有效抑制积分饱和现象，对积分环节进行了限幅处理。如下图所示：

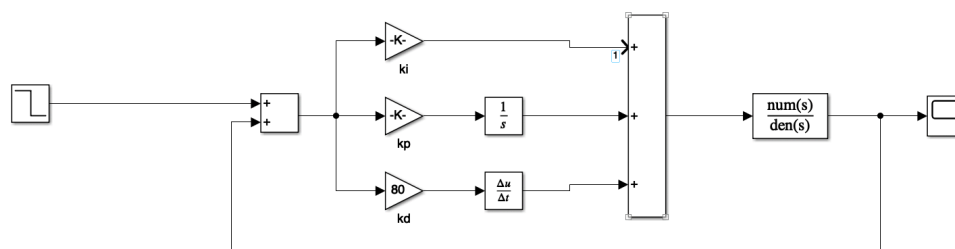


图 4.34: 未加模糊控制 PID 仿真程序

经过一系列的实验与仿真，最终选取如下脉冲传递函数形式：

表 26: PID 控制器参数

比例增益 $K_d$	积分增益 $K_i$	微分增益 $K_d$
1000	1000	80

仿真系统的阶跃响应示波器显示位移输出  $X_{out}$  如图 4.14 所示，与此同时，为模仿限时中的随机扰动，仿真过程中添加了周期为 0.5，幅值为 0.01 的扰动，如图 4.15 所示，可以看出系统收到干扰后，经过小幅度的调节，恢复了稳态，说明系统具有一定的鲁棒性。

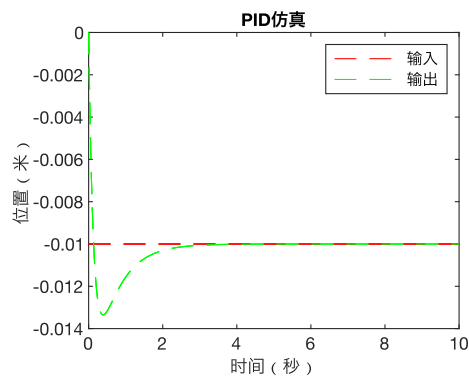


图 4.35: 未加模糊控制 PID 仿真程序

阶跃响应曲线同时反映了该系统的动态指标，如下表所示：

表 27: 未加模糊控制磁悬浮仿真动态性能

超调量 $\sigma\%$	延迟时间 $t_d$	上升时间 $t_r$	峰值时间 $t_p$	稳态误差 $\pm\Delta$
30%	1.8s	1.62s	1.8s	0

### 4.3 PID 控制实验

在 Simulink 中建立磁悬浮 PID 校正的实时控制程序，如下图所示：

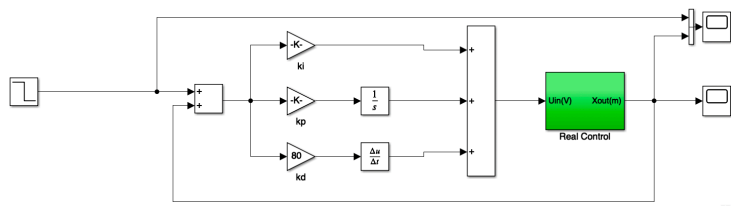


图 4.36: 未加模糊控制 PID 仿真程序

小球稳定时其输入输出图像, 实际实验过程中添加了幅值为 0.001 的扰动以验证模型的鲁棒性, 添加扰动前后的输出图像如下图所示：

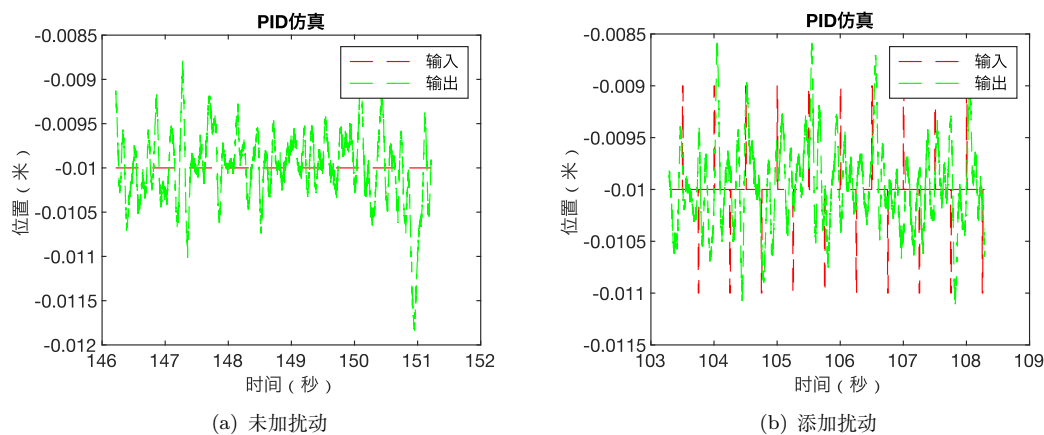


图 4.37: 磁悬浮 PID 控制实际图像

根据上述实验结果图 4.28 (a) 可知, 系统实际运行中小球最终稳定在 -0.01 附近, 由图 (b) 可知, 添加扰动后, 小球仍可稳定在目标点附近, 震荡幅度略有增加, 可见系统具有一定的鲁棒性。

#### 4.4 模糊控制仿真

如图 4.17 将模糊控制加入到原有的 PID 仿真程序中。

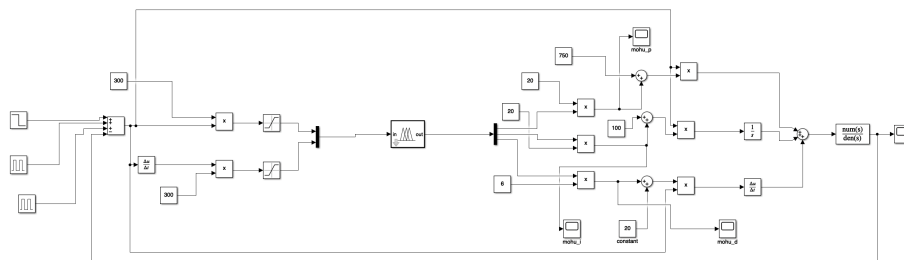


图 4.38: 模糊控制 PID 仿真程序

表 28: 磁悬浮仿真模糊控制参数设置

量化系数	比例因子	比例增益 $K_p$	积分增益 $K_i$	微分增益 $K_d$
300,300	20,20,6	750	100	20

重新进行仿真实验, 同时添加扰动对照组验证鲁棒性, 实验结果如下:

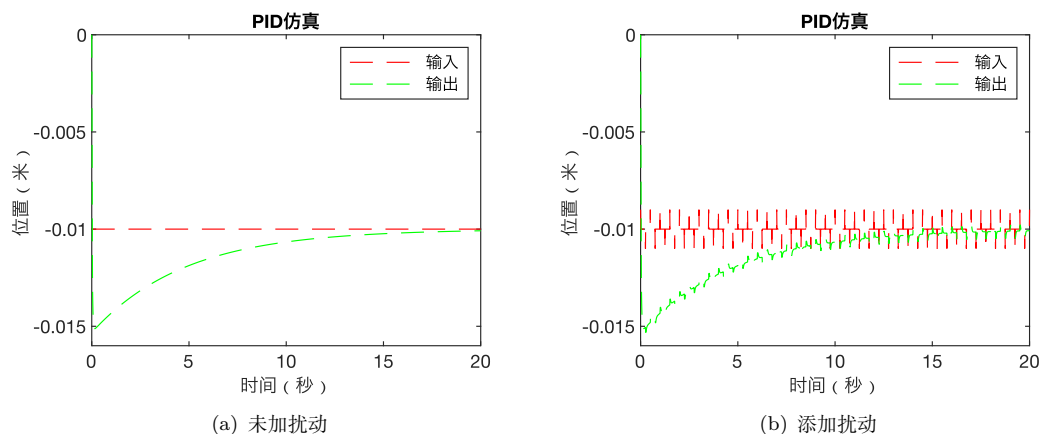


图 4.39: 添加扰动前后的模糊控制 PID 仿真图像

如实验结果图可知, 系统具有良好的动态性能, 且面对扰动时具有良好的鲁棒性。

#### 4.5 模糊控制实验

在 Simulink 中建立磁悬浮 PID 校正的实时控制程序, 如下图所示:

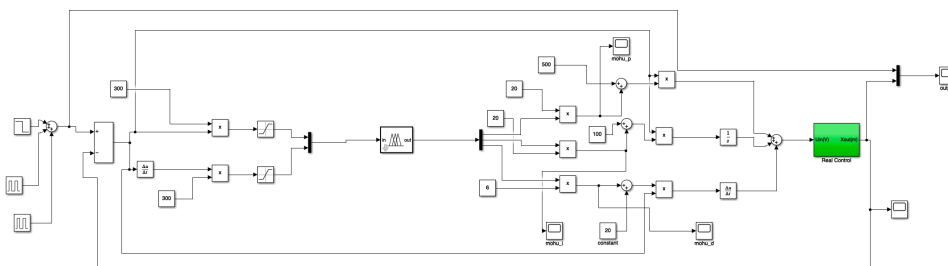


图 4.40: 模糊控制 PID 实验

小球稳定时其输入输出图像如下图所示：

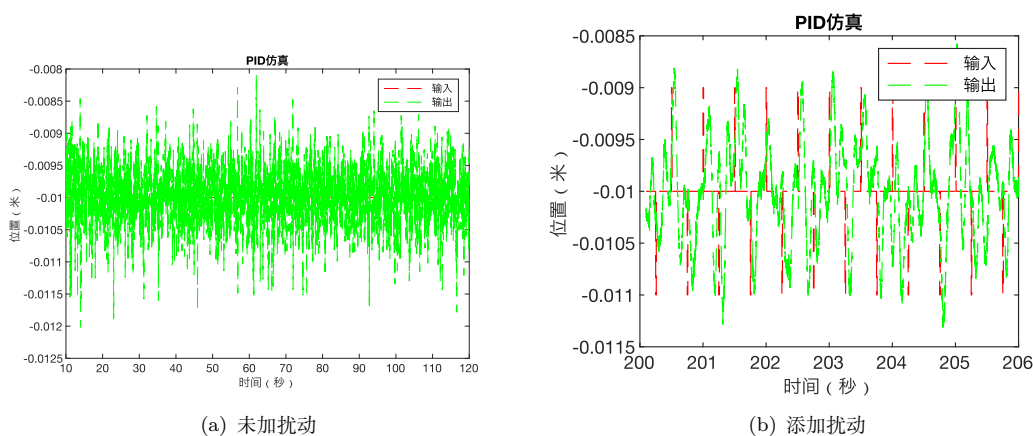


图 4.41: 添加扰动前后的模糊控制 PID 实验结果

由实验结果可知，当加入模糊控制后，系统的控制效果得到了明显的提升。模糊控制器能够根据输入的模糊集和规则库，实现对小球位置的精确控制。与 PID 控制相比，模糊控制在面对非线性、不确定性和大时延的系统时，具有更好的鲁棒性和适应性。在实验中，小球在模糊控制的作用下，快速地稳定在了预期的  $-0.01\text{m}$  位置，且超调和震荡现象得到了有效的抑制。整体来看，模糊控制不仅提高了系统的响应速度，还增强了系统的稳定性和精确性。

## 5 总结与展望

### 5.1 实验总结

在本学期的智能专业实践课程中，本组顺利完成了基于 PID 控制和模糊控制的三自由度直升机系统和磁悬浮设备的仿真和实际控制，学到了众多理论知识与实验方法，主要包括以下几点：

1. 完成了对三自由度直升机系统与磁悬浮系统分析，对它们的基本结构、组成单元、工作原理和物理模型等方面有了基本认识。
2. 将自动控制原理课程中所学知识进行实际应用，运用了 PID 控制器并实际感受到了  $K_p$ 、 $K_i$ 、 $K_d$  三个参数对控制系统的动态性能的影响，加深了对比例、积分、微分三种控制的理解，初步掌握了 PID 各参数的调整方法。



3. 在 PID 控制的基础上，引入了模糊控制方法。对模糊控制器的原理有了基本认识，完成了模糊控制器的设计和搭建，将模糊控制器应用于三自由度直升机的俯仰角控制和磁悬浮小球的位置控制，并与 PID 控制器进行了动态性能的比较。
4. 实验中需要利用 Simulink 工具箱完成仿真和实际实验。在此过程中，对于建模的过程更加熟悉，对于 Matlab 有了进一步的了解，能够熟练使用 Simulink 工具箱。

## 5.2 不足与展望

本实验所得数据与实际控制效果仍有以下不足和可提升的空间：

1. 在三自由度直升机旋转角的仿真实验中，角度的系统响应较慢，且超调量较大；角速度的系统在 0-2s 间出现了反向输出。由于旋转角有两级 PID 控制，因此寻找合适参数较困难。某一参数进行细微调整后，可能导致系统由稳定变为发散。目前的实验结果可以进一步优化。
2. 在三自由度直升机的实际实验中，俯仰角的超调量和稳态误差较大，横侧角的上升时间较长，旋转角（角度）的稳态误差较大，仍有进一步优化的空间。
3. 在三自由度直升机的模糊控制中，发现添加模糊控制器后并没有明显改善系统性能，可以对模糊控制器进行进一步优化。
4. 在磁悬浮 PID 控制器的仿真实验中，系统的表现是令人满意的。然而，在实际实验中，小球的悬浮位置并没有达到仿真实验的理想效果。成功使小球悬浮不仅需要一些运气，还需要实验经验。为了进一步提高实验效果，我们可以根据实际情况调整 PID 控制参数，使其更为完善。
5. 当我们为磁悬浮系统加入模糊控制器后，为了提高系统性能，对原始的 PID 控制器参数进行了调整。尽管已经取得了一定的性能提升，但我们认为还有进一步的优化空间。在未来，我们计划进一步优化模糊控制参数与 PID 控制器的匹配度，以实现最佳的控制效果。

通过本学期的智能专业实践课程，我们复习了自动控制原理课程中曾经学过的重点知识，并将理论应用于实践中，能够从实际出发对理论知识进行补充并得到更为深刻、全面的理解。而在具体实验过程中，反复多次的调节参数、观察实验结果、分析数据、探讨问题，培养了我们在科研中的钻研精神与合作能力，为以后的学习与科研打下了基础。