



西北工业大学

# 自动控制原理 课程设计报告

得 分:

题 目: 典型系统的串联校正设计

专业名称: 自动化

学生姓名: 赵敏琨

指导教师: 王京锋

班 级: 09011804

时 间: 2020 年 12 月



## 目录

第 1 章	绪论 .....	1
1.1	控制系统校正方法概述 .....	1
1.2	课程设计总体要求 .....	2
1.2.1	设计目的 .....	2
1.2.2	设计内容及指标 .....	2
1.2.3	频域-时域指标转换 .....	2
第 2 章	设计方案 .....	3
2.1	未校正原系统分析 .....	4
2.2	超前校正设计 .....	7
2.3	滞后-超前校正设计 .....	9
2.4	串联 PID 校正设计 .....	12
第 3 章	实验验证 .....	15
3.1	电路图搭建 .....	15
3.2	实验结果及分析 .....	17
第 4 章	数字控制器性能分析 .....	20
4.1	原系统离散化 .....	20
4.2	仿真分析临界稳定采样周期 .....	22
4.3	仿真分析满足指标采样周期 .....	25
第 5 章	总结 .....	27
参考文献	.....	28
附录	.....	28
1.	绘制频域-时域指标转换图的代码 .....	28
2.	求系统临界稳定采样周期 $T$ 过程中响应形式判断 .....	28
3.	求系统恰好满足指标采样周期 $T$ 过程中响应形式判断 .....	31



# 第1章 绪论

## 1.1 控制系统校正方法概述

控制系统的校正是指采用适当方式，在系统中在系统中加入一些参数和结构可调整的装置（称为校正装置），用以改变系统结构，进一步提高系统的性能，使系统满足指标要求。常用的性能指标形式可以使时域的指标，如调节时间、超调量、峰值时间等，也可以是频域的指标，如相角裕度、幅值裕度、谐振峰值、带宽等。

常用的校正方式有串联校正，反馈校正和顺馈（复合）校正，相应在系统中的连结方式如下图所示。图中， $G_c(s)$ 为待求的校正装置传递函数。

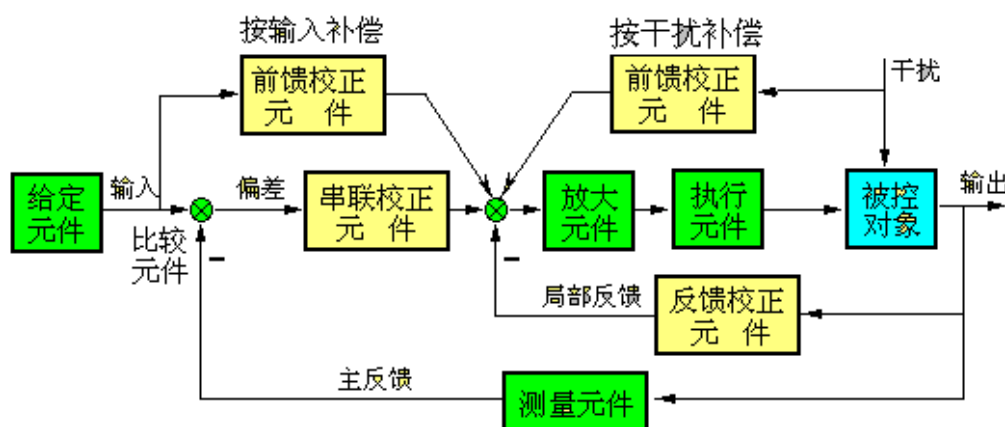


图 1-1 不同的校正方式

表 1-1 不同校正方式比较

序号	校正方式	实例	作用	说明
1	串联校正	比例+微分	提前控制，减小超调量	不损失稳态精度
2	反馈校正	测速反馈	增加阻尼，减小超调量	会降低开环增益，增加稳态误差
3	复合校正	按输入补偿	主要用于提高稳态精度，减小或消除稳态误差	对提高动态性能也有利
		按干扰补偿		

本选题为“典型系统的串联校正设计”，所以需要用到的校正方式为串联校正，即：将校正装置放在前向通道中，使之与系统被控对象等固有部分相串联，如下图所示。

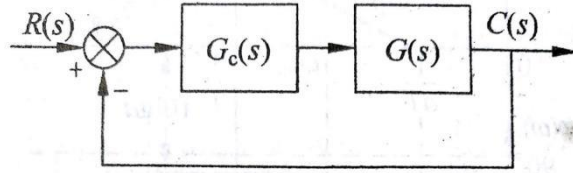


图 1-2 系统串联校正方式

## 1.2 课程设计总体要求

### 1.2.1 设计目的

培养和锻炼综合运用自动控制原理理论及相关课程知识的能力。掌握自动控制原理中各种校正装置的作用及用法，根据不同系统性能指标要求进行合理的系统设计，并调试满足系统的指标要求。学会使用 Matlab 语言及 Simulink 动态仿真工具进行系统仿真与调试。掌握搭建模拟电路，熟悉自动控制综合实验平台的使用方法。提高独立思考，动手解决问题的能力。

### 1.2.2 设计内容及指标

已知某系统的开环传递函数为： $\frac{K}{s(0.1s+1)}$ ，用串联校正的频域方法对系统进行校正设计。校正后的系统满足如下动态及静态性能指标：在单位斜坡信号

作用下，系统的稳态误差  $e_{ss}^* \leq 0.005$ ；

1. 系统校正后，相位裕度  $\gamma^* > 45^\circ$ ；
2. 系统校正后，截止频率  $\omega_c^* > 50$ ；
3. 采用数字控制器实现。验证采用数字控制器后闭环系统的性能，试通过仿真确定满足以上任务指标的最大采样周期  $T$ 。

### 1.2.3 频域-时域指标转换

作高阶系统超调量、调节时间和相位裕度关系图如下：（相关代码见附录）

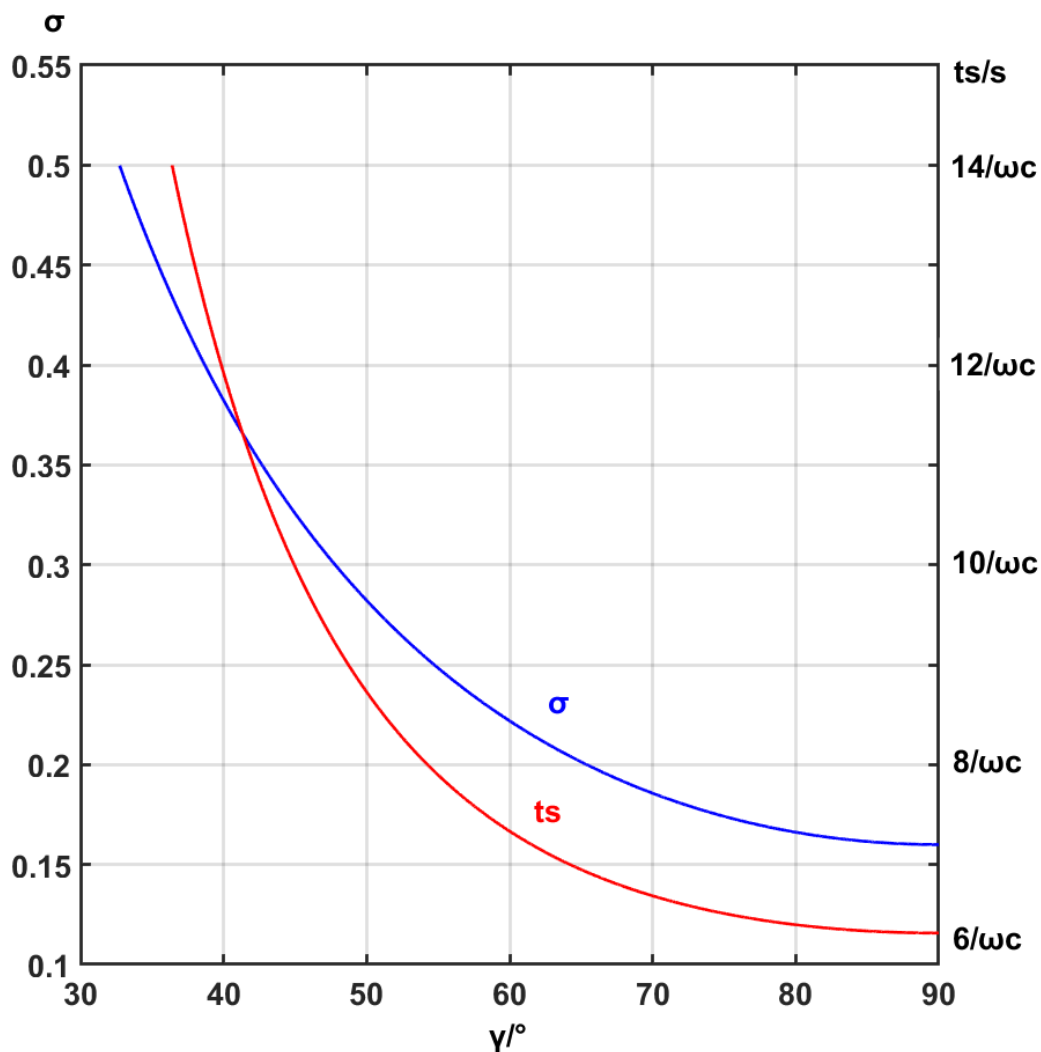


图 1-3 高阶系统频域-时域指标关系图

由图可知，当  $\gamma^* > 45^\circ$  且  $\omega_c^* > 50$  时， $\sigma^* \% < 35\%$  且  $t_s^* < 0.19s$ 。

## 第2章 设计方案

串联校正根据所用校正装置的频率特性不同，分为串联超前、串联滞后和串联滞后-超前校正三种方式，另外还有串联 PID 校正相当于串联滞后-超前校正的特例。频域串联校正的实质是利用校正装置改变系统的开环对数频率特性，使之符合三频段理论的要求，从而达到改善系统性能的目的。

根据三频段理论，低、中、高频段的期望波特图形状不同，低频段与稳态误差有关，中频段与动态性能有关，高频段与系统抗高频干扰的能力有关，如下图所示。三频段理论为我们改变系统频率特性，进而改善系统性能提供了原则和方向。

## 三频段理论

	频段	对应性能	希望形状
$L(\omega)$	低频段	$\left\{ \begin{array}{l} \text{开环增益 } K \\ \text{系统型别 } \nu \end{array} \right.$	稳态误差 $e_{ss}$
	中频段	$\left\{ \begin{array}{l} \text{截止频率 } \omega_c \\ \text{相角裕度 } \gamma \end{array} \right.$	动态性能 $\left\{ \begin{array}{l} \sigma\% \\ t_s \end{array} \right.$
	高频段	系统抗高频干扰的能力	
			陡, 高
			缓, 宽
			低, 陡

图 2-1 三频段理论

## 2.1 未校正原系统分析

原系统开环传递函数为：

$$G(s) = \frac{K}{s(\frac{s}{10} + 1)} \quad \left\{ \begin{array}{l} \text{开环增益} = K \\ \text{系统型别} = 1 \end{array} \right.$$

原系统结构图如下：

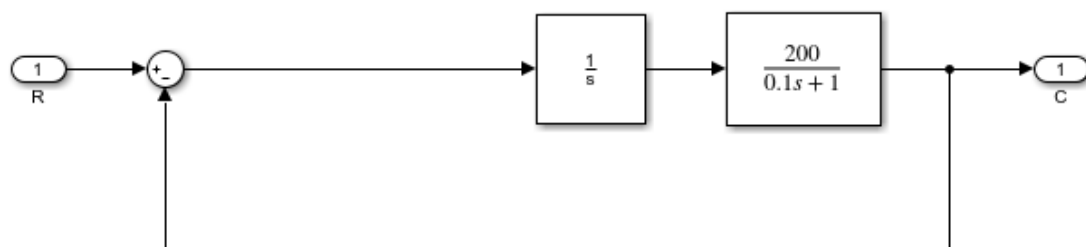


图 2-2 原系统结构图

分析步骤：

- ① 稳定性：原系统脉冲响应如下，由图，原系统稳定；



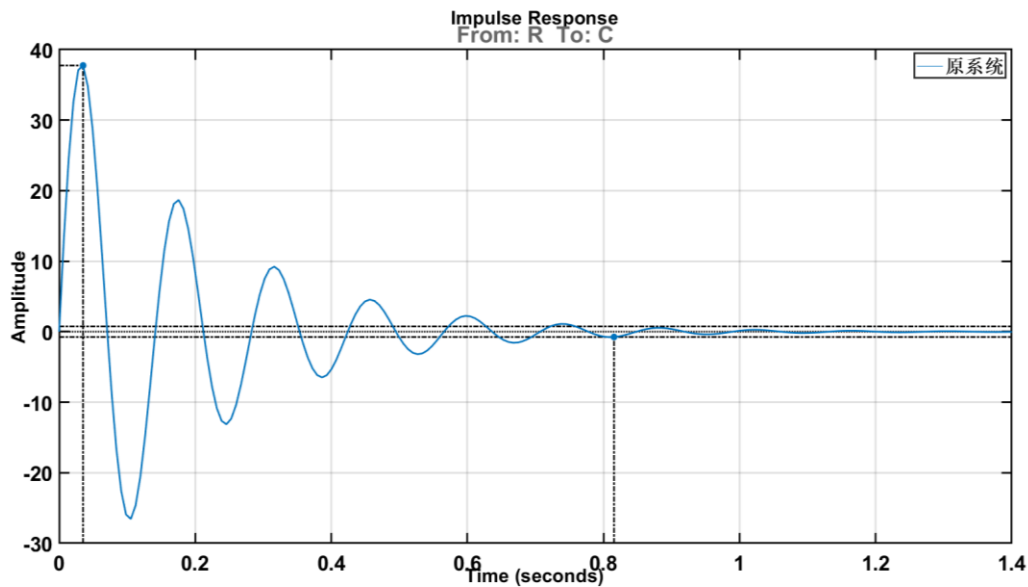


图 2-3 原系统脉冲响应曲线

② 确定稳态误差:  $e_{ss}^* = \frac{1}{K} \leq 0.005$ , 取  $K = 200$ ;

③ 作  $L(\omega)$ 、 $\varphi(\omega)$  如图所示:

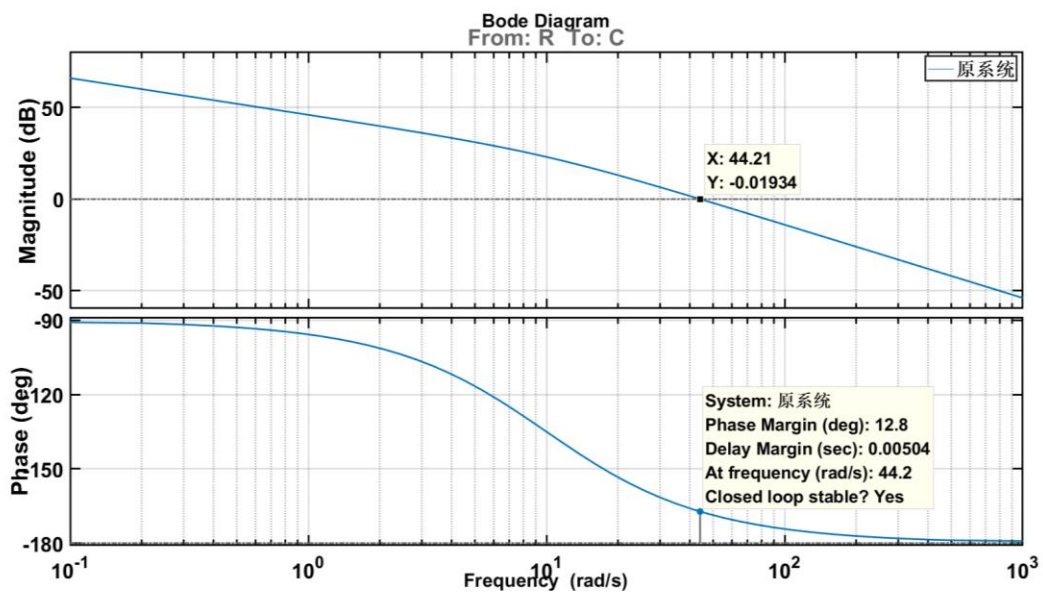


图 2-4 原系统开环波特图

得到原系统截止频率和相角裕度:

$$\omega_{c0} = 44.2 < \omega_c^* = 50$$

$$\gamma_0 = 180^\circ - 90^\circ - \arctan \frac{44.2}{10} = 12.8^\circ < \gamma^* = 45^\circ$$

④ 作原系统响应曲线：

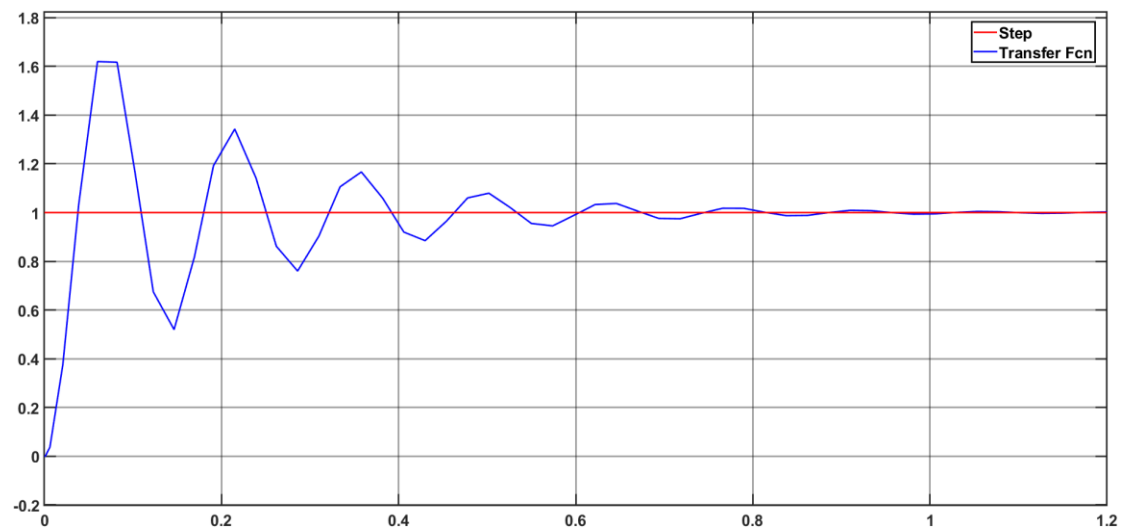


图 2-5 原系统单位阶跃响应曲线

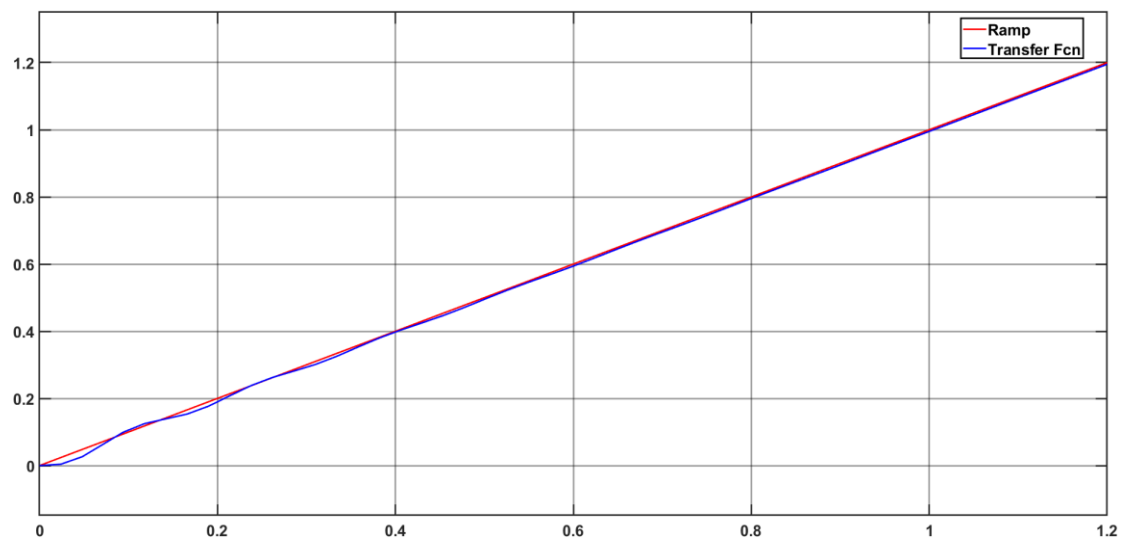


图 2-6 原系统单位斜坡响应曲线

原系统时域指标：

峰值时间：  $t_p = 0.060s$  ， 超调量：  $\sigma\% = 62.0\%$  ， 调节时间：  $t_s = 0.580$  ；

稳态误差：  $e_{ss} = 0.005$  ；

⑤ 确定校正形式：

- 用超前：  $\varphi_m = \gamma^* - \gamma_0 + 5^\circ = 45^\circ - 12.7^\circ + 5^\circ = 37.3^\circ < 60^\circ$  （可以）
- 用滞后： 在  $\omega_c^* = 50$  处

$$\gamma_0(50) = 180^\circ - 90^\circ - \arctan \frac{50}{10} = 11.3^\circ < \gamma^* + 6^\circ \quad (\text{不行})$$



$$G_c(s) = \frac{\frac{s}{\omega_c} + 1}{\frac{s}{\omega_d} + 1} = \frac{\frac{s}{30.9} + 1}{\frac{s}{129.3} + 1} = \frac{129.3}{30.9} \frac{s + 30.9}{s + 129.3} = 4.18 \frac{s + 30.9}{s + 129.3}$$

超前校正后系统结构图为：

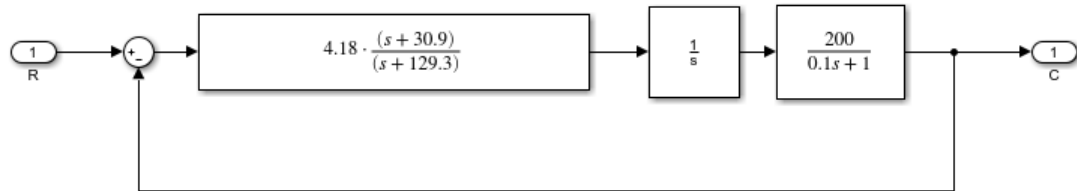


图 2-8 超前校正后系统结构图

② 作超前校正后  $L(\omega)$ 、 $\varphi(\omega)$  如图所示：

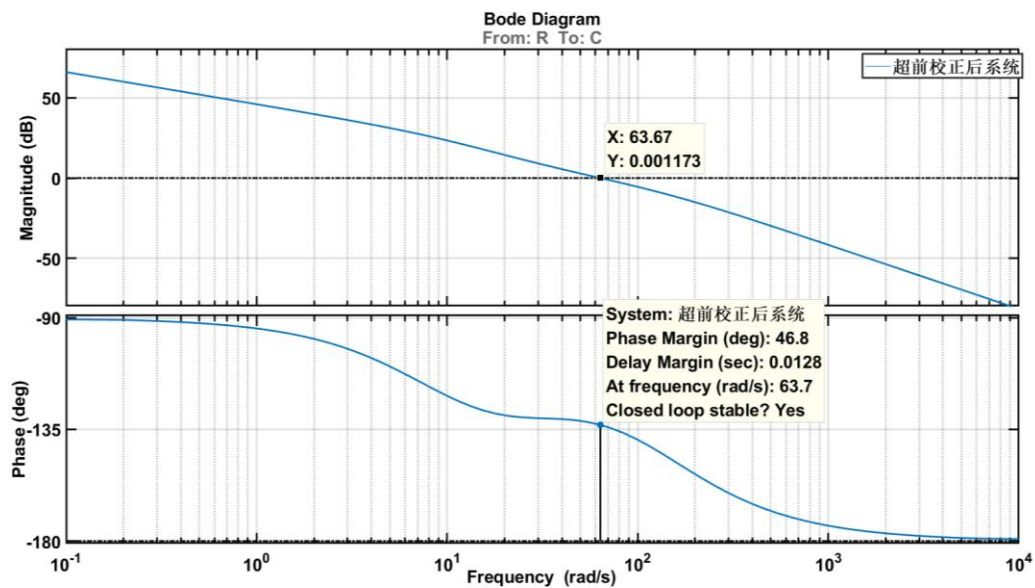


图 2-9 超前校正后系统开环波特图

校正后频域指标：

截止频率：  $\omega_c = 63.7 > \omega_c^* = 50$ ，相角裕度：  $\gamma = 46.8^\circ > \gamma^* = 45^\circ$ ；

③ 作超前校正后系统响应曲线：

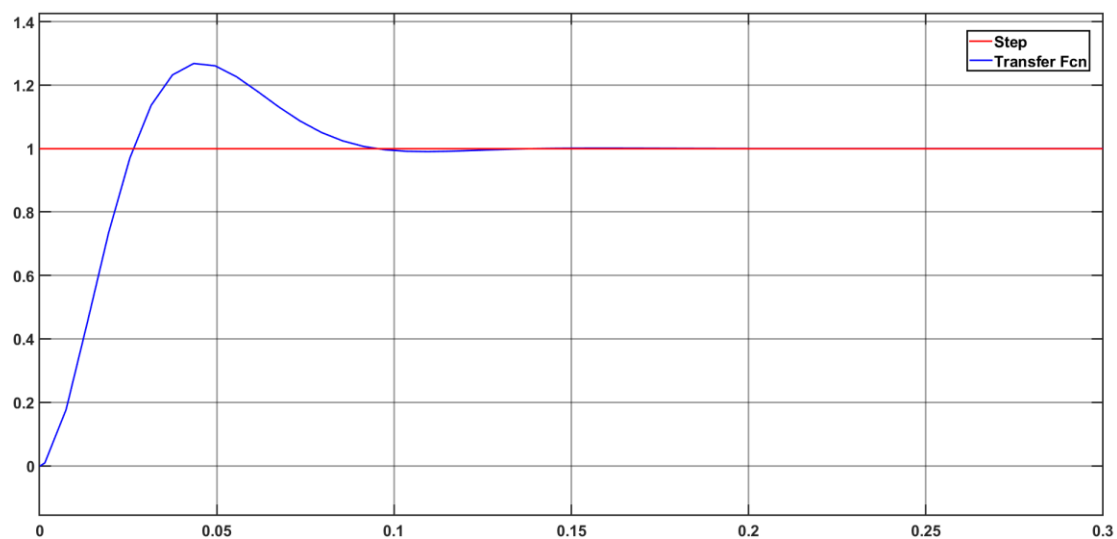


图 2-10 超前校正后系统单位阶跃响应曲线

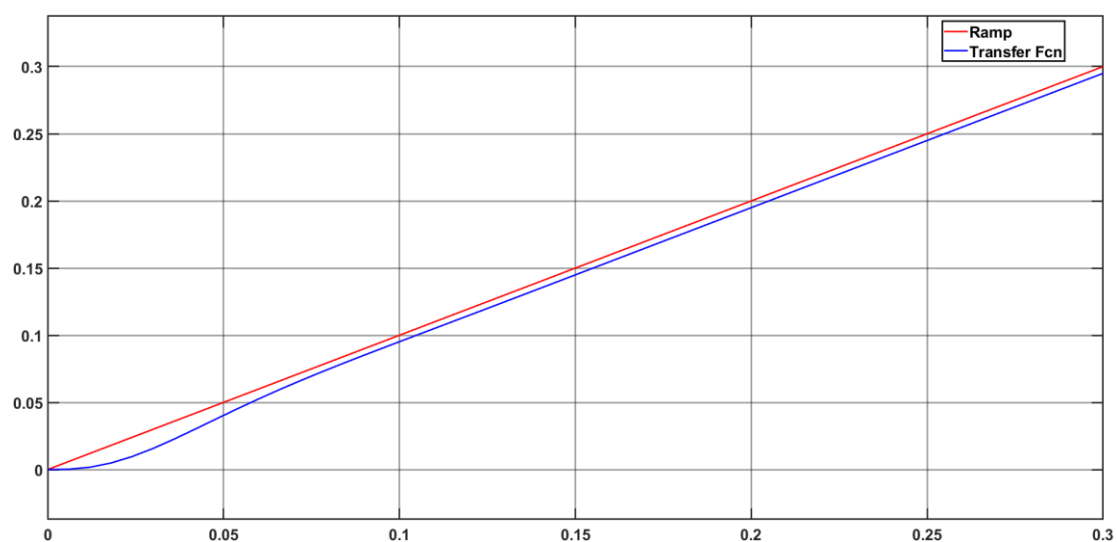


图 2-11 超前校正后系统单位斜坡响应曲线

校正后时域指标：

峰值时间：  $t_p = 0.044s$  ， 超调量：  $\sigma\% = 26.8\%$  ， 调节时间：  $t_s = 0.085$  ；

稳态误差：  $e_{ss} = 0.005 = e_{ss}^* = 0.005$  ， 满足设计要求。

## 2.3 滞后-超前校正设计

设计步骤：

① 确定滞后-超前校正  $G_c(s)$ ：

取  $\omega_c = \omega_c^* = 50$  进行设计， 计算超前部分应提供的超前角

$$\varphi_m = \gamma^* - \gamma_0(\omega_c) + 6^\circ = 45^\circ - 11.3^\circ + 6^\circ = 39.7^\circ$$

$$a = \frac{1 + \sin \varphi_m}{1 - \sin \varphi_m} = 4.54 \Rightarrow \sqrt{a} = \sqrt{4.54} = 2.13$$

$$10 \lg a = 10 \lg 4.54 = 6.57 \text{ dB}$$

在  $\omega_c = 50$  处设计  $\rightarrow A, B$

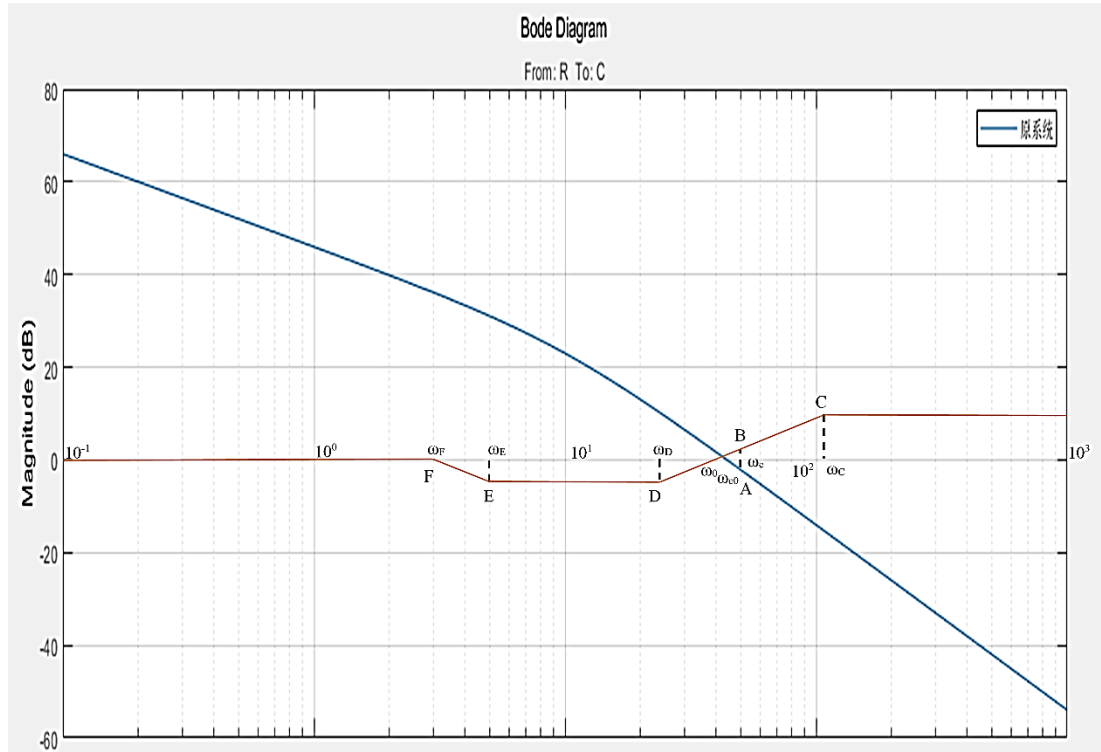


图 2-12 滞后-超前校正设计图

在 B 点左右拉  $\sqrt{a}$  倍频（或上下定 6.57dB） $\rightarrow C, D$

$$C \text{ 点: } \omega_C = \sqrt{a}\omega_c = 106.5, \quad D \text{ 点: } \omega_D = \frac{\omega_c}{\sqrt{a}} = 23.47, \quad E \text{ 点: } \omega_E = 0.1\omega_c = 5,$$

$$F \text{ 点: } \frac{\omega_0}{\omega_{c0}} = \frac{\omega_{c0}}{\omega_c} \Rightarrow \omega_0 = 39.07, \quad \frac{\omega_0}{\omega_D} = \frac{\omega_E}{\omega_F} \Rightarrow \omega_F = 3.00$$

所以校正装置传递函数是:

$$G_c(s) = \frac{(\frac{s}{\omega_E} + 1)(\frac{s}{\omega_D} + 1)}{(\frac{s}{\omega_F} + 1)(\frac{s}{\omega_C} + 1)} = \frac{(\frac{s}{5} + 1)(\frac{s}{23.47} + 1)}{(\frac{s}{3} + 1)(\frac{s}{106.5} + 1)} = 2.72 \frac{(s+5)(s+23.47)}{(s+3)(s+106.5)}$$

滞后-超前校正后系统结构图为:

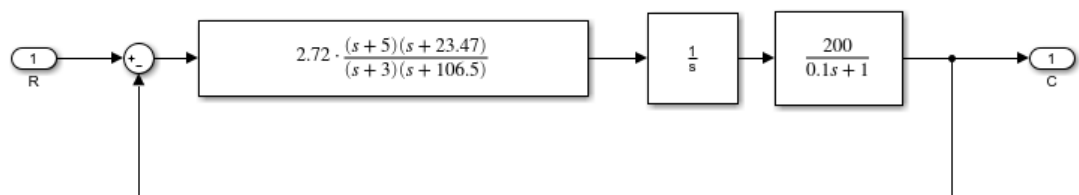


图 2-13 滞后-超前校正后系统结构图

② 作滞后-超前校正后  $L(\omega)$ 、 $\varphi(\omega)$  如图所示：

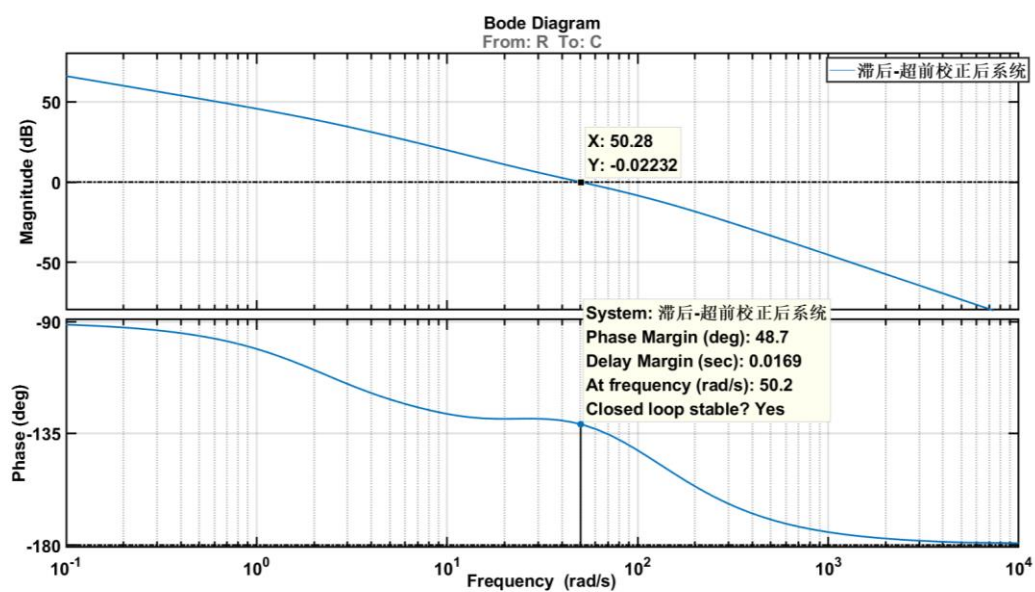


图 2-14 滞后-超前校正后系统开环波特图

校正后频域指标：

截止频率： $\omega_c = 50 = \omega_c^* = 50$ ，相角裕度： $\gamma = 48.7^\circ > \gamma^* = 45^\circ$ ；

③ 作滞后-超前校正后系统响应曲线：

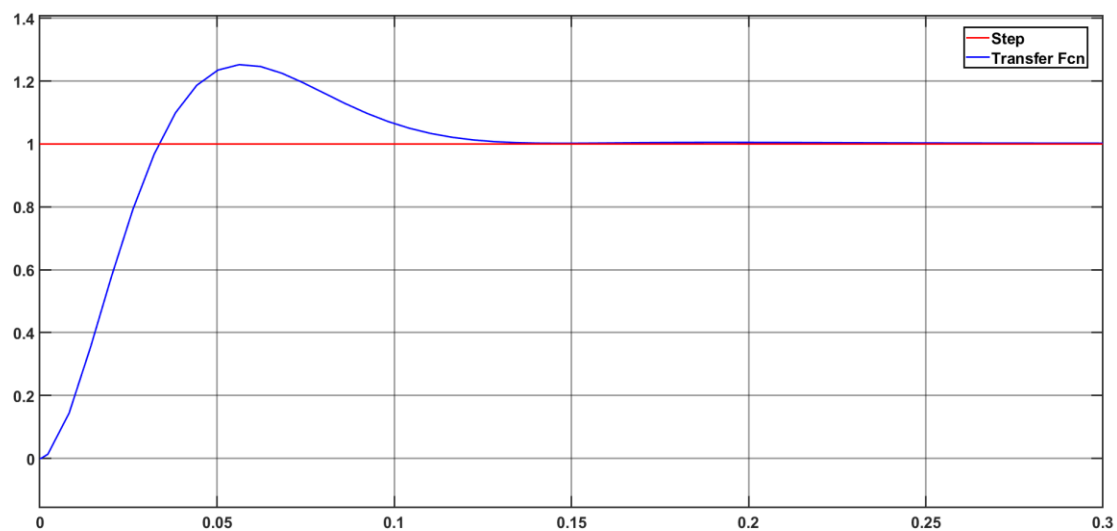


图 2-15 滞后-超前校正后系统单位阶跃响应曲线

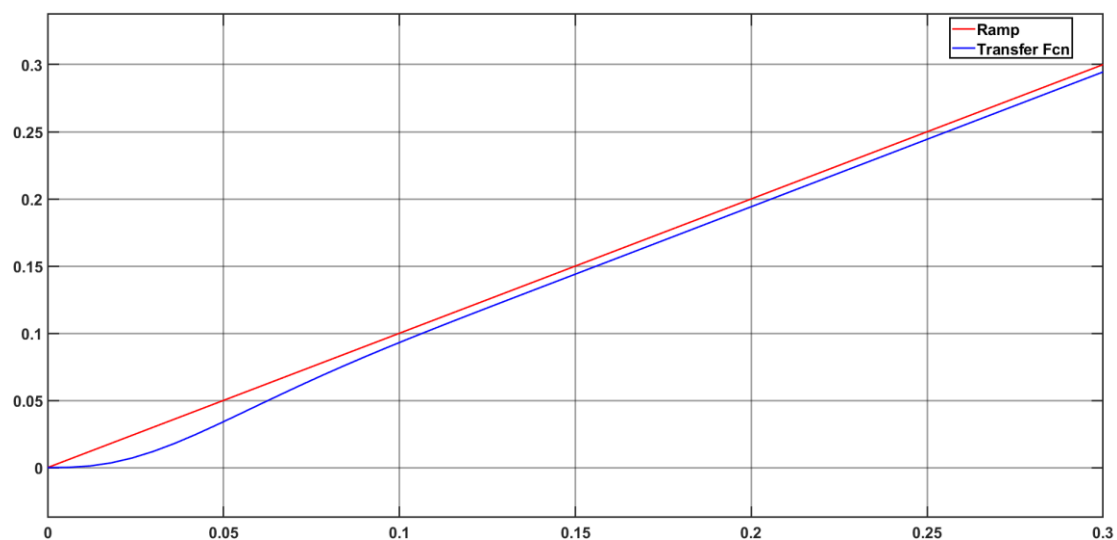


图 2-16 滞后-超前校正后系统单位斜坡响应曲线

校正后时域指标:

峰值时间:  $t_p = 0.062s$ , 超调量:  $\sigma\% = 24.8\%$ , 调节时间:  $t_s = 0.111$ ;

稳态误差:  $e_{ss} = 0.005 = e_{ss}^* = 0.005$ , 满足设计要求。

## 2.4 串联 PID 校正设计

设计步骤:

① 确定串联 PID 校正  $G_c(s)$ :

取  $\omega_c = \omega_c^* = 50$  进行设计, 计算超前部分应提供的超前角



$$\varphi_m = \gamma^* - \gamma_0(\omega_c) + 6^\circ = 45^\circ - 11.3^\circ + 6^\circ = 39.7^\circ$$

在  $\omega_c = 50$  处设计  $\rightarrow A, B$

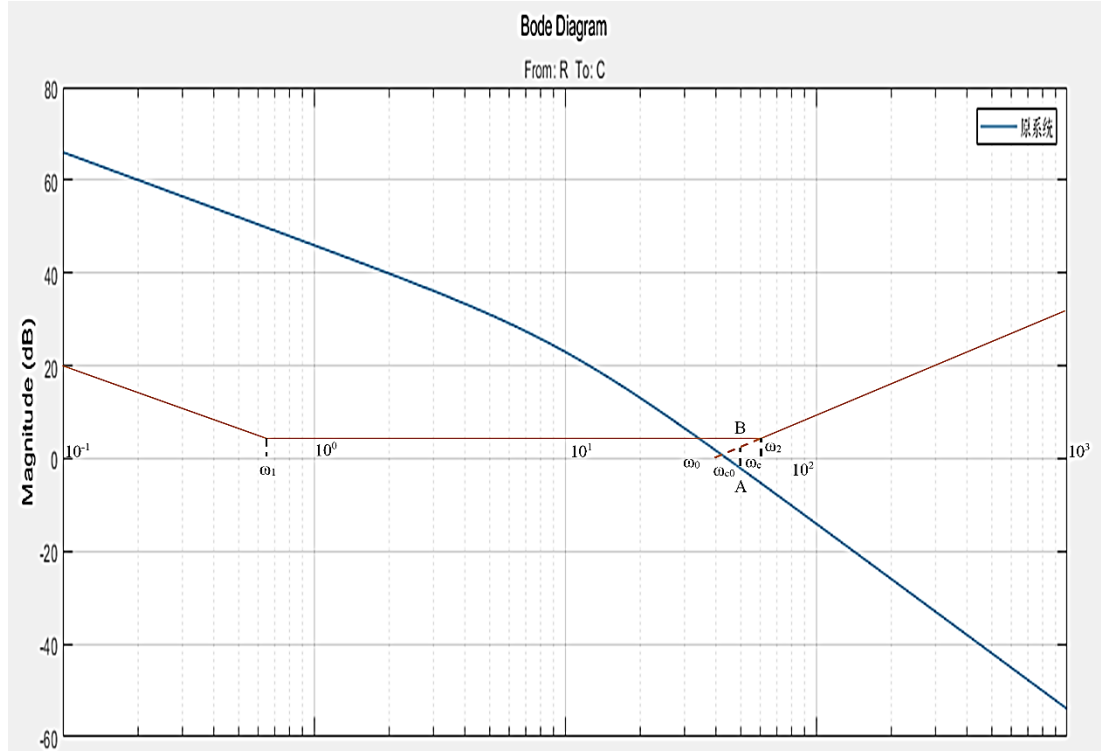


图 2-17 串联 PID 校正设计图

设第二个转折频率为  $\omega_2$ ，则有

$$\angle \left( 1 + \frac{s}{\omega_2} \right) = \arctan \frac{50}{\omega_2} = \varphi_m = 39.7^\circ \Rightarrow \omega_2 = \frac{50}{\tan 39.7^\circ} = 60.2$$

$$\frac{\omega_0}{\omega_{c0}} = \frac{\omega_{c0}}{\omega_c} \Rightarrow \omega_0 = 39.07, \frac{\omega_2}{\omega_0} = \frac{1}{\omega_1} \Rightarrow \omega_1 = 0.649$$

所以校正装置传递函数是：

$$\begin{aligned} G_c(s) &= \frac{(\frac{s}{\omega_1} + 1)(\frac{s}{\omega_2} + 1)}{s} = \frac{(\frac{s}{0.649} + 1)(\frac{s}{60.2} + 1)}{s} \\ &= \frac{0.0256s^2 + 1.557s + 1}{s} = \frac{K_D s^2 + K_P s + K_I}{s} \end{aligned}$$

所以  $K_D = 0.0256$ ， $K_P = 1.557$ ， $K_I = 1$ 。

串联 PID 校正后系统结构图为：

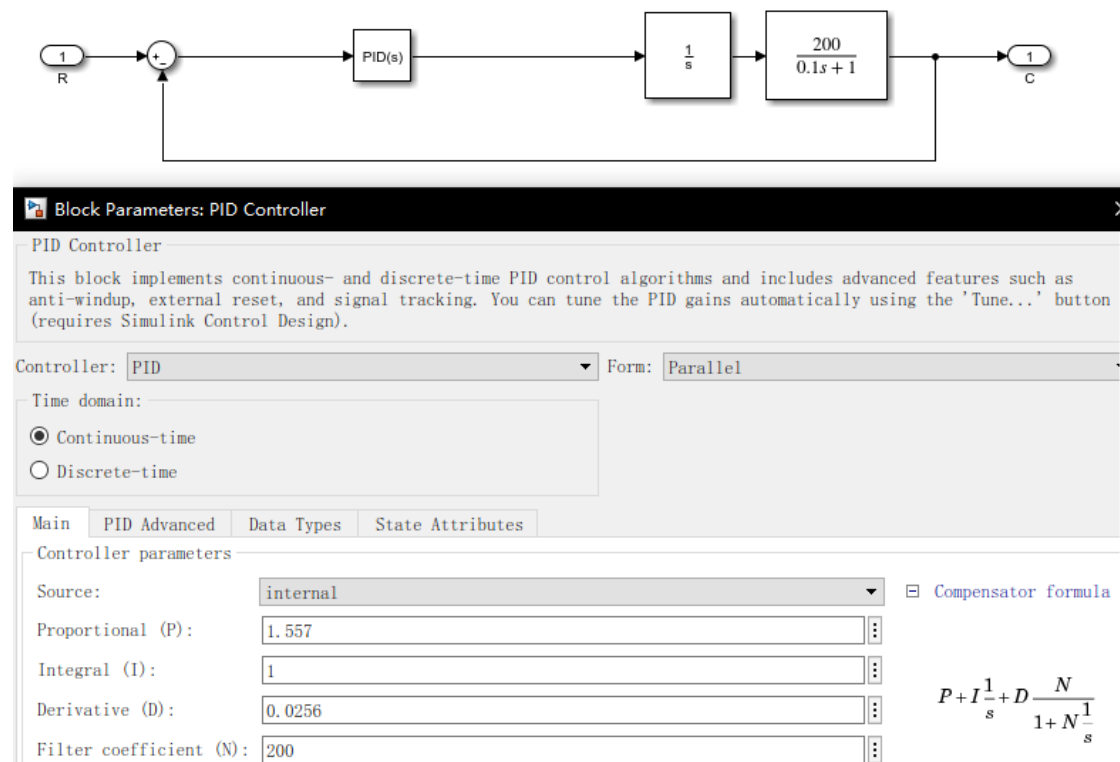


图 2-18 串联 PID 校正后系统结构图

② 作串联 PID 校正后  $L(\omega)$ 、 $\varphi(\omega)$  如图所示：

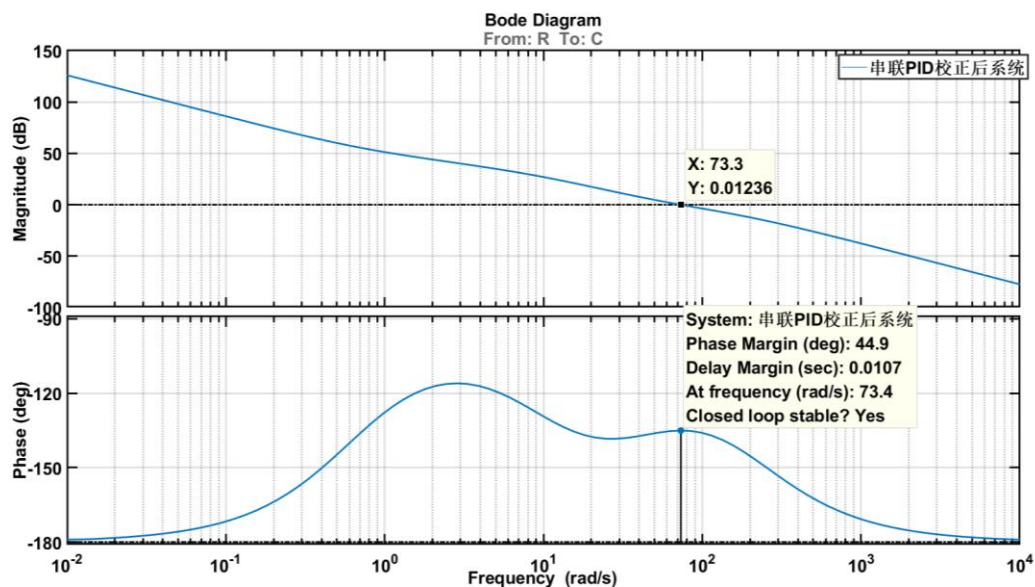


图 2-19 串联 PID 校正后系统开环波特图

校正后频域指标：

截止频率： $\omega_c = 73.4 > \omega_c^* = 50$ ，相角裕度： $\gamma = 45^\circ = \gamma^* = 45^\circ$ ；

③ 作串联 PID 校正后系统响应曲线：

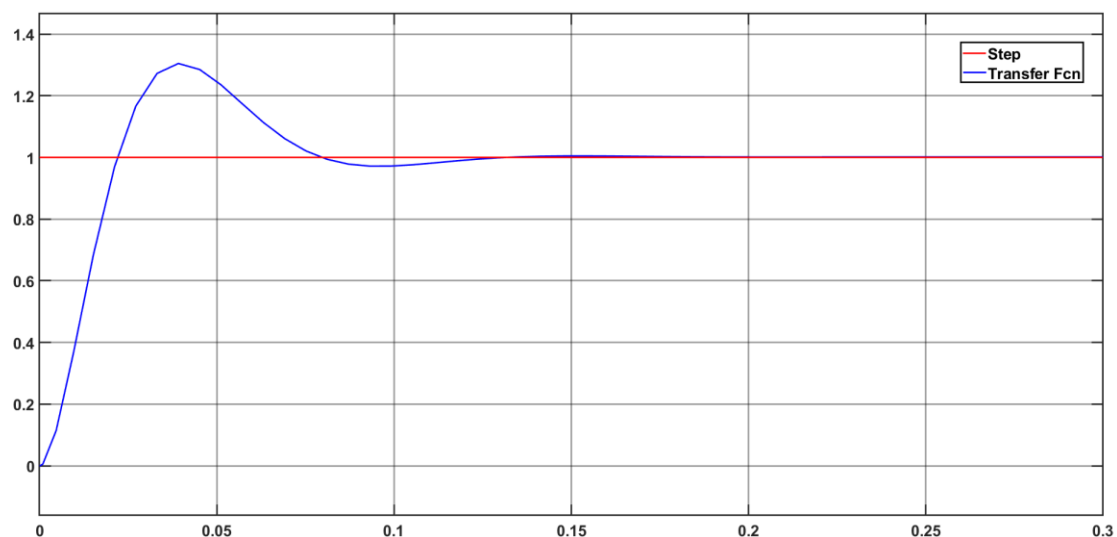


图 2-20 串联 PID 校正后系统单位阶跃响应曲线

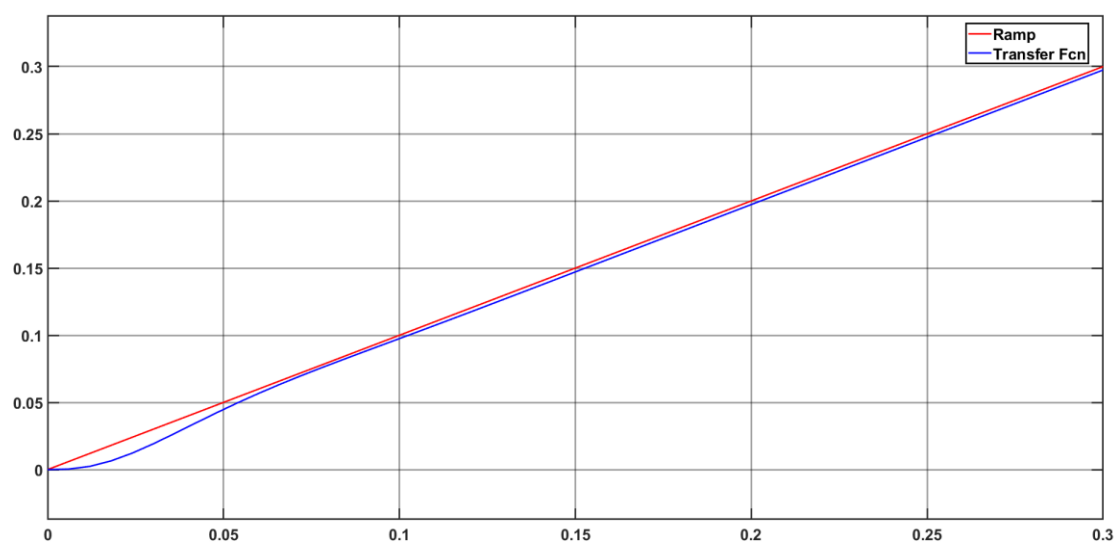


图 2-21 串联 PID 校正后系统单位斜坡响应曲线

校正后时域指标：

峰值时间：  $t_p = 0.039s$  ， 超调量：  $\sigma\% = 30.5\%$  ， 调节时间：  $t_s = 0.075$  ；

稳态误差：  $e_{ss} = 0.003 < e_{ss}^* = 0.005$  ， 满足设计要求。

## 第3章 实验验证

### 3.1 电路图搭建

由第 2 章分析可得，超前校正效果最好，故实验验证中采用超前校正的形式搭建电路图；先将原系统开环传递函数变换，得出未校正原系统的模拟电路图如下图所示：

$$G(s) = \frac{200}{s(\frac{s}{10} + 1)} = \frac{1}{0.1s} \cdot \frac{20}{0.1s + 1} = \frac{1}{2\mu \times 50k \cdot s} \cdot \frac{100k \div 5k}{1\mu \times 100k \cdot s + 1}$$

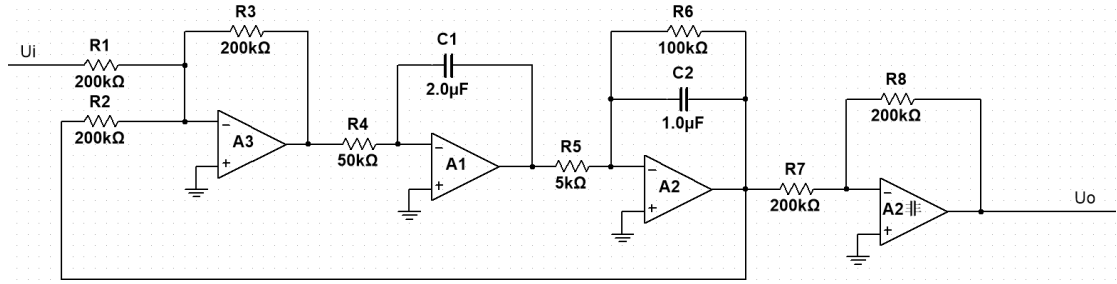


图 3-1 未校正原系统模拟电路图

输入单位阶跃信号，通过虚拟示波器观测输出阶跃响应曲线，并记录曲线的峰值时间  $t_p$ 、超调量  $\sigma\%$  以及调节时间  $t_s$ ；输入单位斜坡信号，通过虚拟示波器观测输出斜坡响应曲线，并记录曲线的稳态误差  $e_{ss}$ 。

将超前校正装置传递函数变换（参考自控理论课教材 P.193），计算超前网络相关参数：（超前网络会改变原系统增益，需增益补偿）

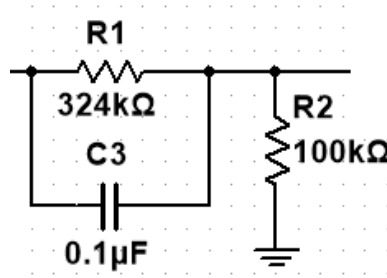


图 3-2 超前网络

超前网络传递函数：

$$G_{c0}(s) = \frac{1}{a} \frac{aTs + 1}{Ts + 1}$$

增益补偿后：

$$G_c(s) = \frac{129.3}{30.9} \cdot \frac{s + 30.9}{s + 129.3} = \frac{\frac{s}{30.9} + 1}{\frac{s}{129.3} + 1} = \frac{aTs + 1}{Ts + 1}$$

$$\therefore aT = \frac{1}{30.9}, T = \frac{1}{129.3} \Rightarrow a = 4.184, T = 0.007734$$

$$\therefore a = \frac{R_1 + R_2}{R_2}, T = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C_3$$

$$\therefore R_1 = 324k\Omega, R_2 = 102k\Omega \approx 100k\Omega, C_3 = 0.1\mu F$$

$$R_3 = 200k \cdot a \approx 837k\Omega$$

其中，改变  $R_3$  的值完成增益补偿，得出超前校正后系统的模拟电路图如下图所示：

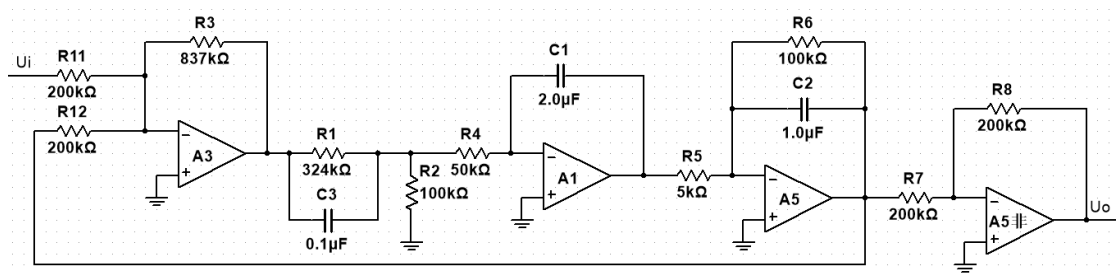


图 3-3 超前校正后系统模拟电路图

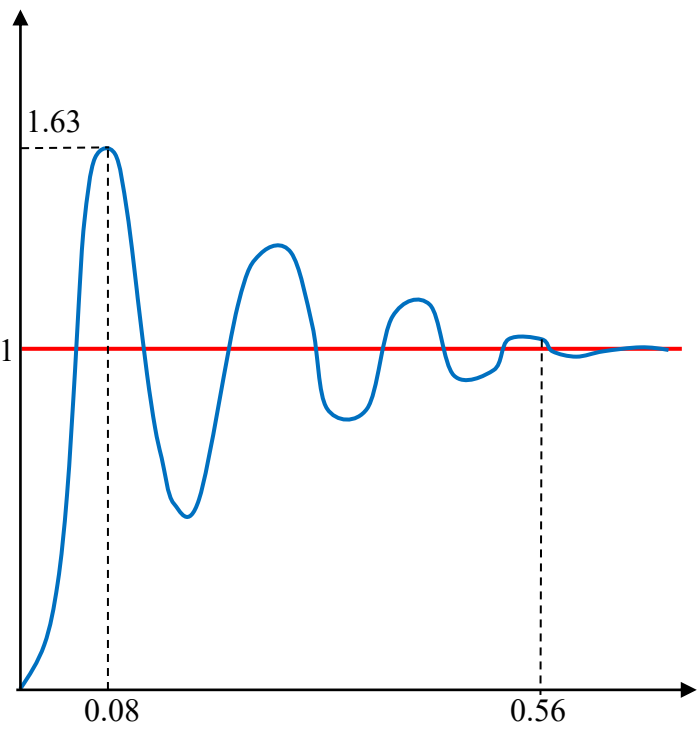
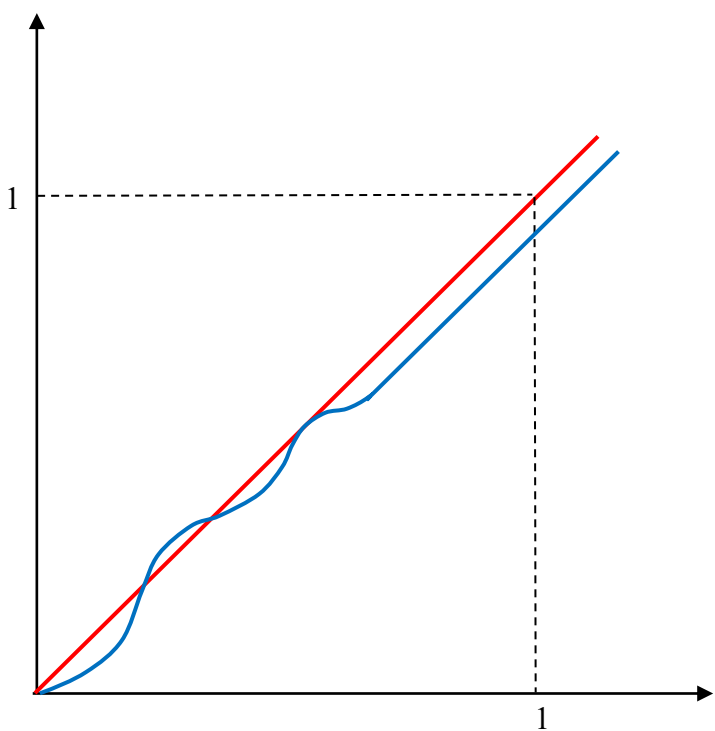
输入单位阶跃信号，通过虚拟示波器观测输出阶跃响应曲线，并记录曲线的峰值时间  $t_p$ 、超调量  $\sigma\%$  以及调节时间  $t_s$ ；输入单位斜坡信号，通过虚拟示波器观测输出斜坡响应曲线，并记录曲线的稳态误差  $e_{ss}$ 。

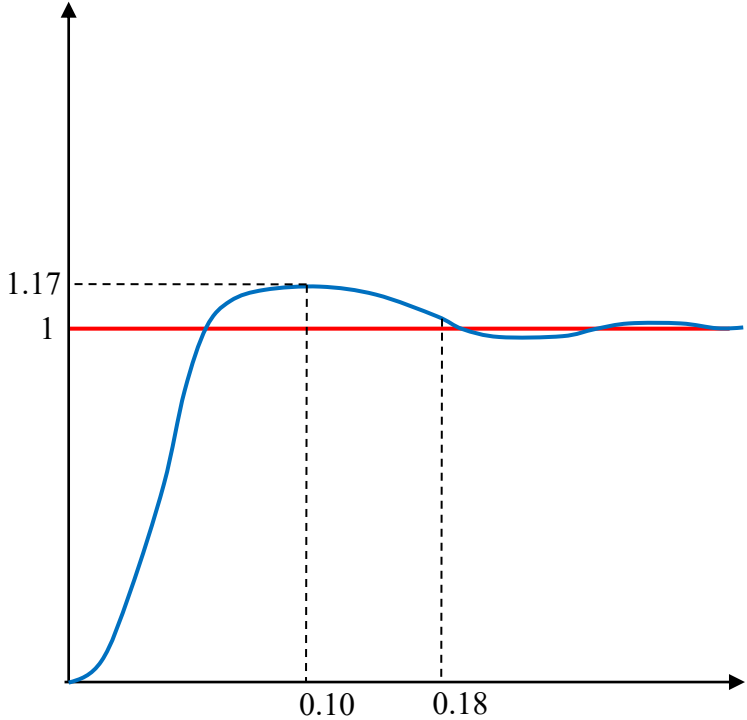
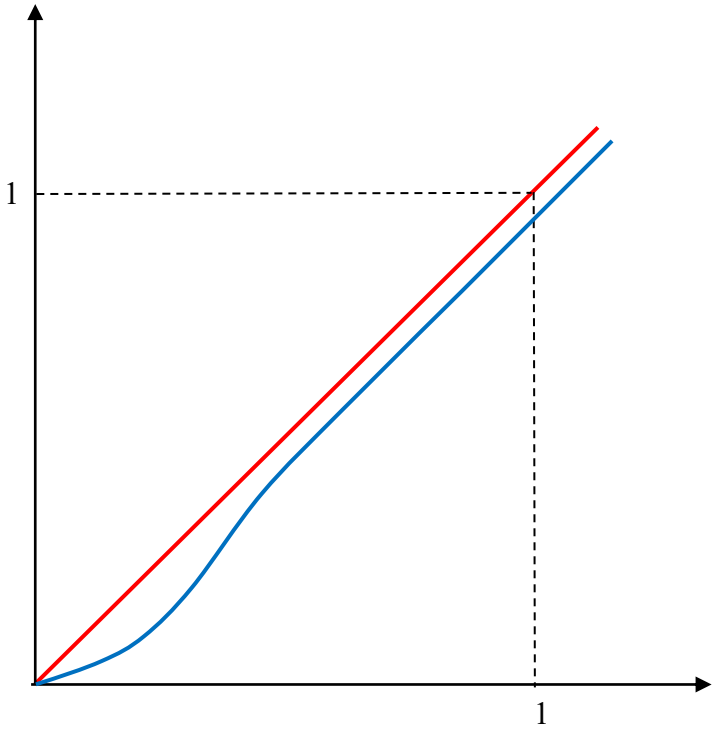
实验结果记录在下一页表格中：（为了使电子版和打印版一致，实测响应曲线用 Word 绘制，手绘实测响应曲线请查阅中期检查所交报告）

### 3.2 实验结果及分析

由于实验仪器可能存在误差，实验结果与仿真结果存在一定的差异；但因为仿真设计时有一定冗余，所以实验结果阶跃响应曲线的超调量  $\sigma\%=17\%$  和调节时间  $t_s = 0.18$ ，仍满足设计指标要求。

表 3-1 实验数据记录表

输入		实测响应曲线	超调量 $\sigma\%$	峰值时间 $t_p$	调节时间 $t_s$	稳态误差 $e_{ss}$
未校正原系统	单位阶跃		63%	0.08	0.56	
	单位斜坡					0.05

	输入	实测响应曲线	超调量 $\sigma\%$	峰值时间 $t_p$	调节时间 $t_s$	稳态误差 $e_{ss}$
超前校正后系统	单位阶跃		17%	0.10	0.18	
	单位斜坡					0.05

## 第4章 数字控制器性能分析

### 4.1 原系统离散化

首先，将前文所设计的超前校正控制器进行离散化，采用双线性变换法：

$$\begin{aligned} \because G_c(z) &= G_c(s) \Big|_{s=\frac{2z-1}{Tz+1}} \\ \therefore G_c(z) &= 4.18 \frac{\frac{2z-1}{Tz+1} + 30.9}{\frac{2z-1}{Tz+1} + 129.3} = 4.18 \frac{2(z-1) + 30.9T(z+1)}{2(z-1) + 129.3T(z+1)} \\ &= 4.18 \frac{(30.9T+2)z + 30.9T-2}{(129.3T+2)z + 129.3T-2} = 4.18 \frac{30.9T+2}{129.3T+2} \frac{z + \frac{30.9T-2}{30.9T+2}}{z + \frac{129.3T-2}{129.3T+2}} \end{aligned}$$

所以数字控制系统的结构图如下：

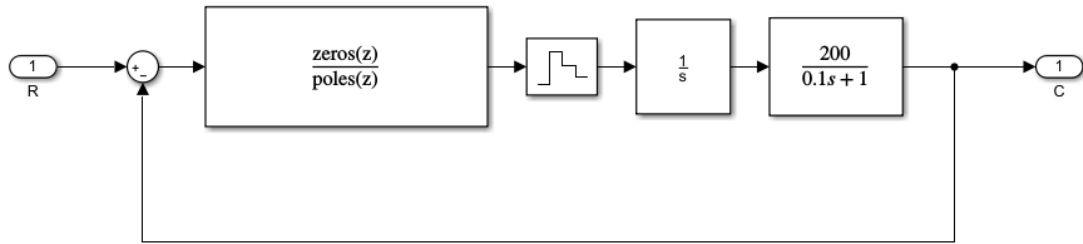


图 4-1 数字控制系统结构图

由理论课所学知识可得，采样时间  $T$  越长，系统稳定性和动态性能越不好；将原系统离散化，根据朱利（Jury）稳定性可以推出使系统稳定的采样时间  $T$  值范围，大致步骤如下：

① 求原系统开环脉冲传递函数  $G(z)$ ：

$$\because G(z) = G_c(z) \cdot G_0(z) \cdot G_m(z)$$

其中， $G_c(z)$ ， $G_0(z)$ ， $G_m(z)$  分别是控制器、零阶保持器、被控对象的脉冲传递函数。

$$\therefore G(z) = 4.18 \frac{2(z-1) + 30.9T(z+1)}{2(z-1) + 129.3T(z+1)} \cdot Z \left[ \frac{1-e^{-Ts}}{s} \cdot \frac{200}{s(0.1s+1)} \right]$$



$$\begin{aligned}
& \because Z \left[ \frac{1-e^{-Ts}}{s} \cdot \frac{200}{s(0.1s+1)} \right] = (1-z^{-1})Z \left[ \frac{2000}{s^2(s+10)} \right] \\
& = \frac{z-1}{z} \left\{ \text{Res}_{s=0} \left[ \frac{2000}{s^2(s+10)} \cdot \frac{z}{z-e^{Ts}} \right] + \text{Res}_{s=-10} \left[ \frac{2000}{s^2(s+10)} \cdot \frac{z}{z-e^{Ts}} \right] \right\} \\
& = \frac{z-1}{z} \left\{ \lim_{s \rightarrow 0} \frac{d}{ds} \left[ s^2 \cdot \frac{2000}{s^2(s+10)} \cdot \frac{z}{z-e^{Ts}} \right] + \lim_{s \rightarrow -10} \left[ (s+10) \cdot \frac{2000}{s^2(s+10)} \cdot \frac{z}{z-e^{Ts}} \right] \right\} \\
& = -20 + \frac{200T}{z-1} + \frac{20(z-1)}{z-e^{-10T}} \\
& = \frac{-20(z-1)(z-e^{-10T}) + 200T(z-e^{-10T}) + 20(z-1)^2}{(z-1)(z-e^{-10T})} \\
\therefore G(z) &= 4.18 \frac{2(z-1) + 30.9T(z+1)}{2(z-1) + 129.3T(z+1)} \cdot \frac{-20(z-1)(z-e^{-10T}) + 200T(z-e^{-10T}) + 20(z-1)^2}{(z-1)(z-e^{-10T})}
\end{aligned}$$

② 得到原系统特征多项式  $D(z)$ ;

$$\begin{aligned}
D(z) &= 4.18 \left\{ [2(z-1) + 30.9T(z+1)] [-20(z-1)(z-e^{-10T}) + 200T(z-e^{-10T}) + 20(z-1)^2] \right. \\
&\quad \left. + [2(z-1) + 129.3T(z+1)] [(z-1)(z-e^{-10T})] \right\}
\end{aligned}$$

③ 根据朱利稳定性判据得出稳定时  $T$  值范围;

由上述推导过程可见, 步骤复杂容易出错, 且化简十分麻烦; 借助 SIMULINK 仿真工具, 自行设置变量  $T$  作为采样时间, 得到数字控制器参数如下图:

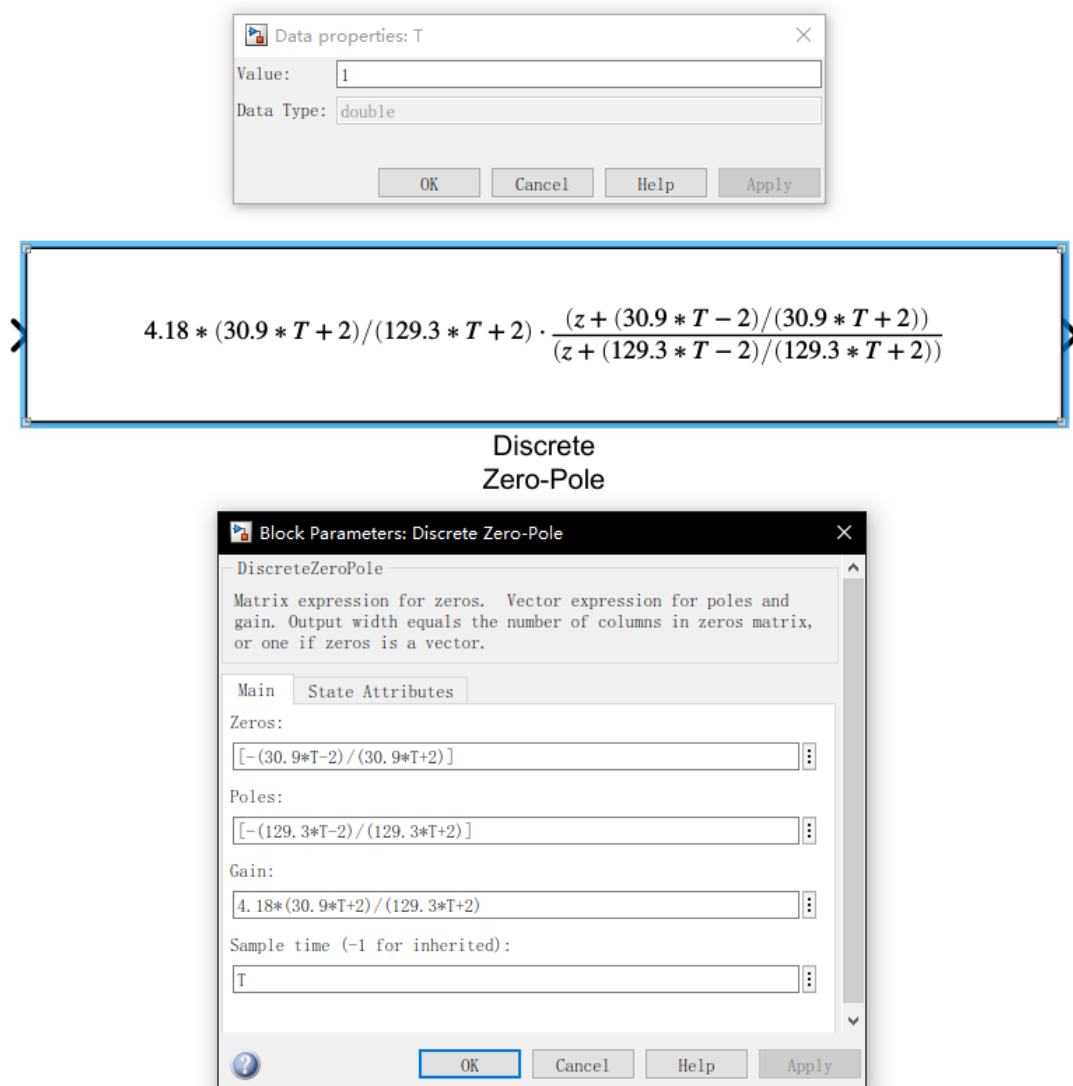


图 4-2 数字控制器参数

## 4.2 仿真分析临界稳定采样周期

根据经验，使系统稳定的 $T$ 值范围在 0~0.1 之间，采用二分法确定临界稳定（阶跃响应波形振荡，既不收敛也不发散）时的 $T$ 值，思路及响应形式如下：（具体过程中仿真阶跃响应曲线见附录）

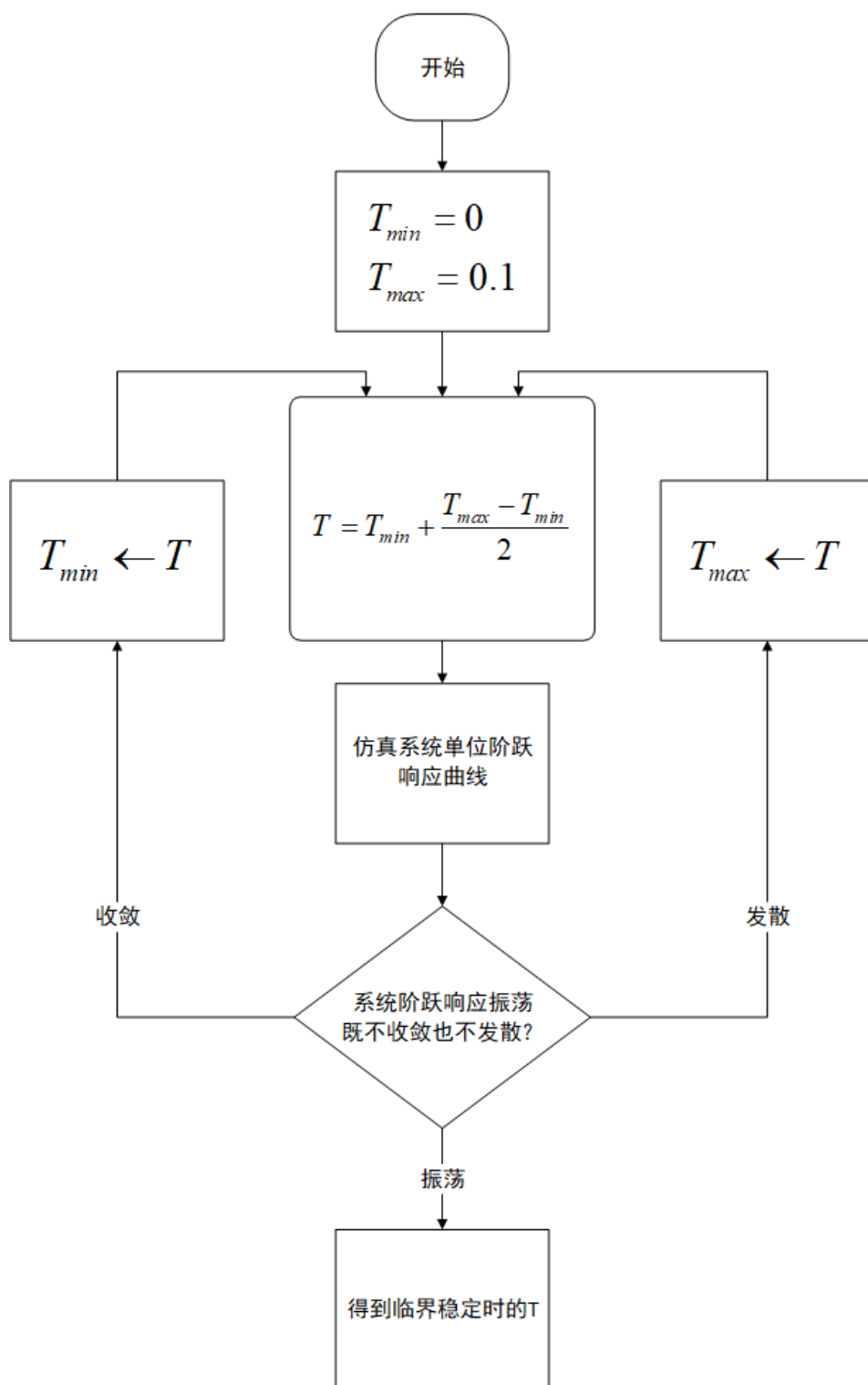


图 4-3 求临界稳定采样周期思路

表 4-1 系统不稳定或稳定时阶跃响应形式

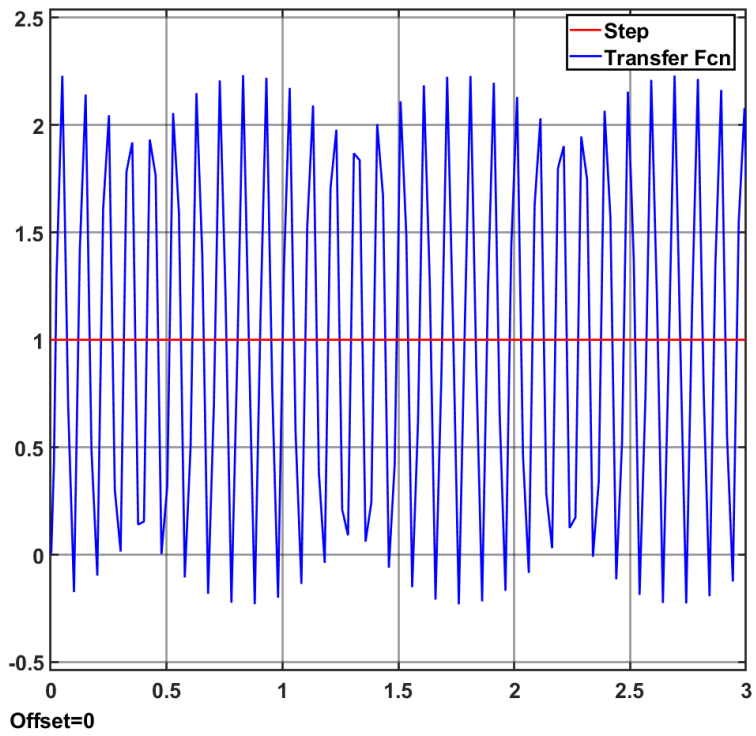
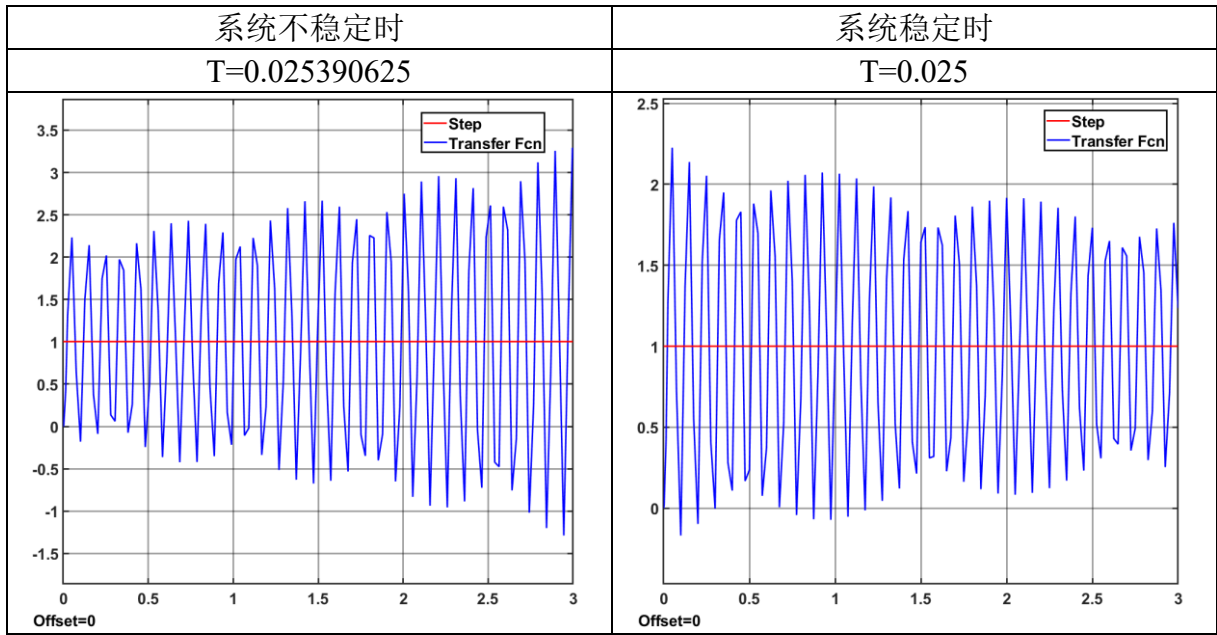


图 4-4 临界稳定时阶跃响应曲线

所以临界稳定时的采样周期  $T_c = 0.02515563966 \approx 0.02516$ ，在  $0 < T < 0.02516$  范围内系统稳定。

#### 4.3 仿真分析满足指标采样周期

同样采用二分法，求满足任务指标的最大采样周期 $T$ 的思路及响应形式如下：  
(具体过程中仿真阶跃响应曲线见附录)

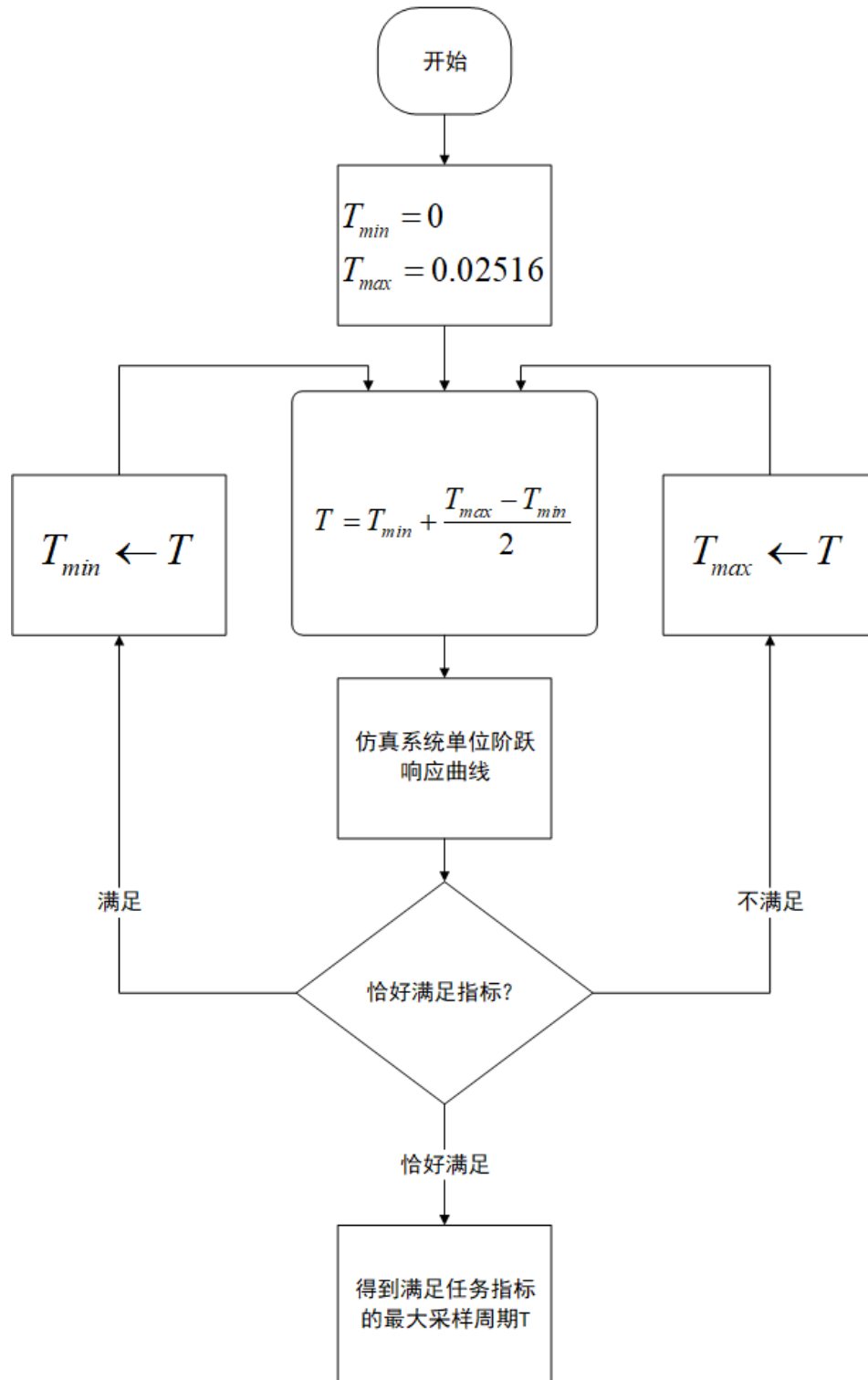
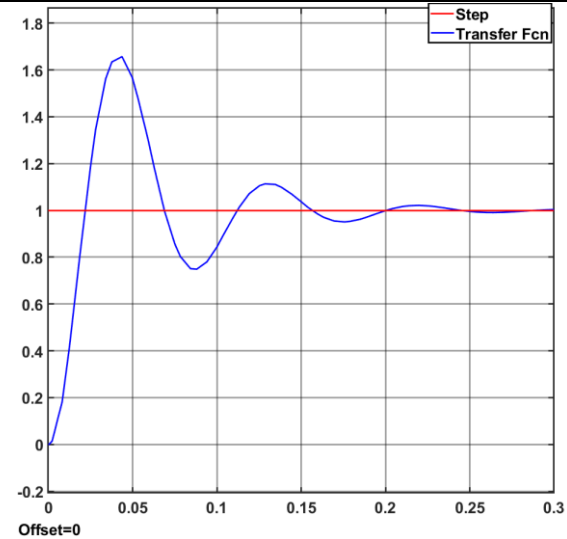
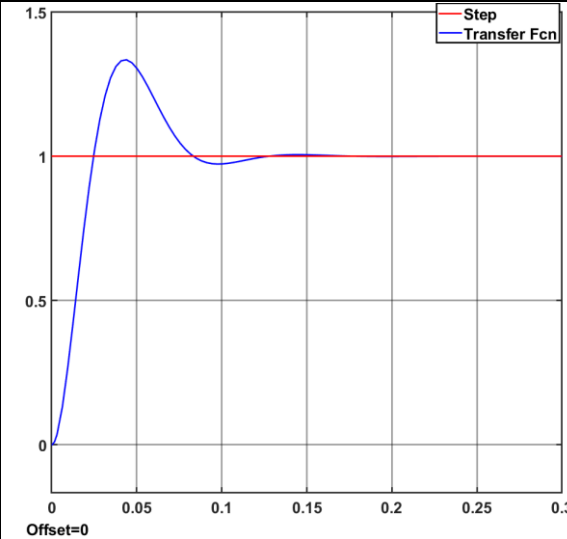


图 4-5 求恰好满足任务指标采样周期思路

采用时域指标作为判断标准， $\sigma^* \% < 35\%$  和  $t_s^* < 0.19s$  有一项不满足则重置  $T_{max}$ ，均满足则重置  $T_{min}$ 。

表 4-2 系统不满足指标或满足指标时阶跃响应形式

不满足指标时	满足指标时
T=0.01258	T=0.003145
	
超调量 $\sigma\% = 65.7\%$	超调量 $\sigma\% = 33.4\%$
调节时间 $t_s = 0.151$	调节时间 $t_s = 0.123$

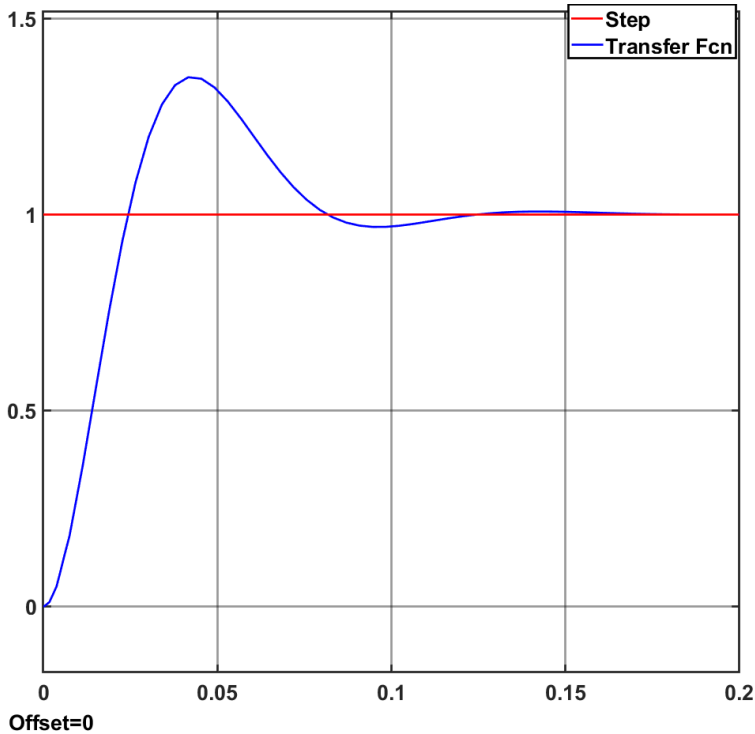


图 4-6 恰好满足指标时阶跃响应曲线

此时，采样周期  $T = 0.00378382 \approx 0.003784$ ，阶跃响应的超调量  $\sigma\% = 35.0\%$ ，调节时间  $t_s = 0.076$ ；所以  $T = 0.003784$  即为满足任务指标的最大采样周期。

同时，由上述分析可知，采样时间  $T$  增大，系统稳定性和动态性能变差；采样时间  $T$  减小，系统稳定性和动态性能变好；与理论所学知识结论一致。

## 第5章 总结

本学期为期两周的自动控制原理课程设在繁忙与充实中结束了，经过本次课程设计，我收获颇丰。不仅回顾了自动控制原理理论课所学知识，还在实践中学习到了有关 MATLAB、SIMULINK 应用的相关知识，为以后的工程实践打下基础。

在课程设计的过程中，通过自己动手仿真、搭建电路，仿真实验分析比对，我对典型系统的时频域特性、串联校正的三种网络以及离散系统有了更深入的认识。以前虽然搞过数模，对 MATLAB 的使用有一定的了解，但是自动控制原理这门课程有关的仿真几乎都在 SIMULINK 里完成，对我而言也算是未知领域。经过课程设计，我熟练掌握了 SIMULINK 的有关使用方法，能够独立进行典型系统的时域、频域分析，会用 Analysis - Control design 选项卡中的 Linear Analysis 和 Control System Designer 进行控制系统分析和设计；另外，在进行离散系统确定满足条件的最大采样周期  $T$  时，我还学会了自己设置模型工作区参数，进行参数调整的方法。实践出真知，课程设计虽然不简单，但完成课程设计也是对自我的提升。

最后，非常感谢王老师对我的悉心指导，同时也感谢实验室其他老师有问必答的无私奉献，在老师们身上我看到了对科研的严谨态度，我也要感谢和我探讨问题的同学们，一起互帮互助也是珍贵的经历。我也会带着严谨认真的态度，继续进行剩下课程的理论与实践学习。

## 参考文献

- [1] 卢京潮. 自动控制原理[M]. 清华大学出版社, 2013.
- [2] 杨婷婷, 王京锋, 郑新. 自动控制原理实验指导书[M]. 西北工业大学出版社, 2020.

## 附录

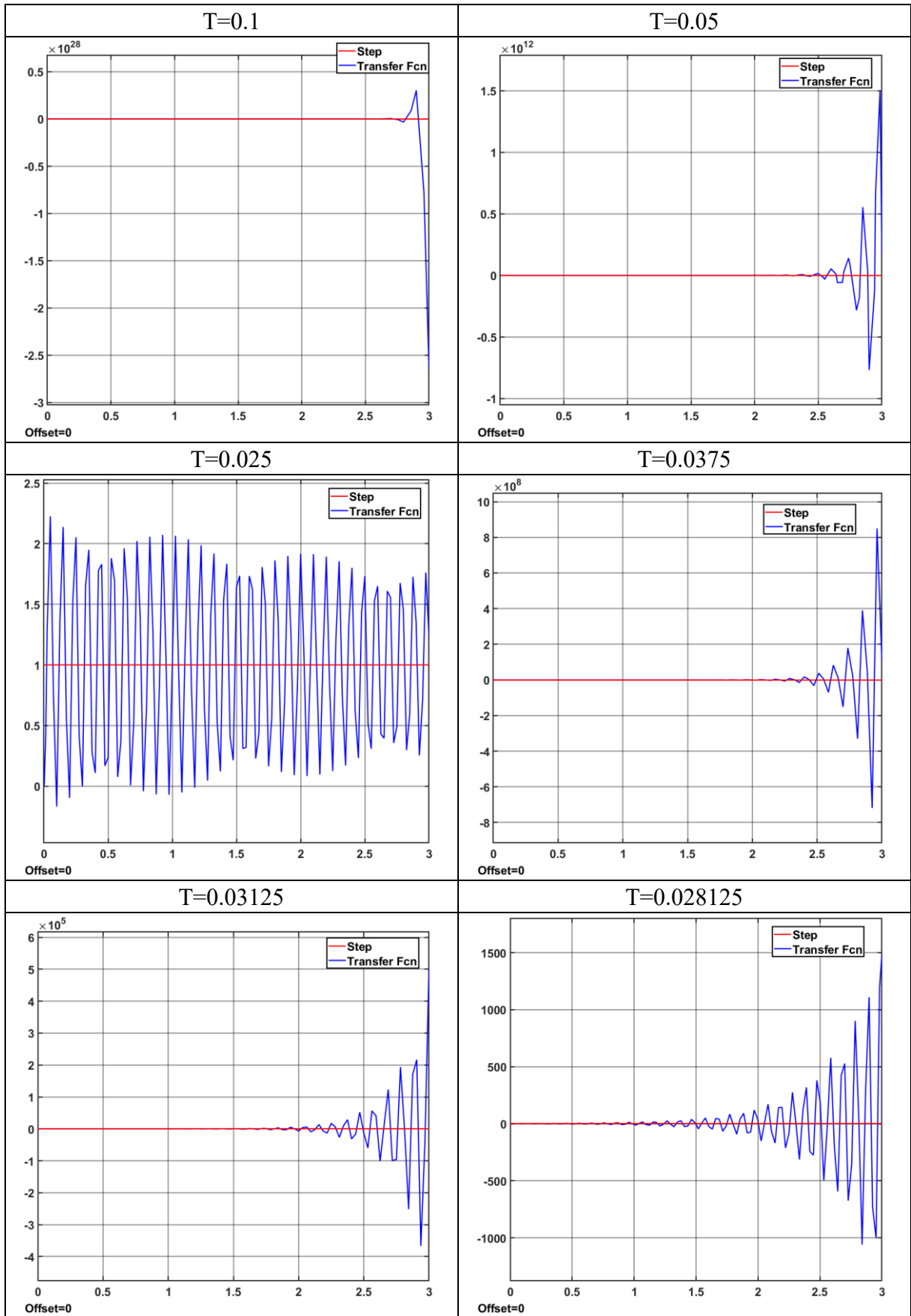
### 1. 绘制频域-时域指标转换图的代码

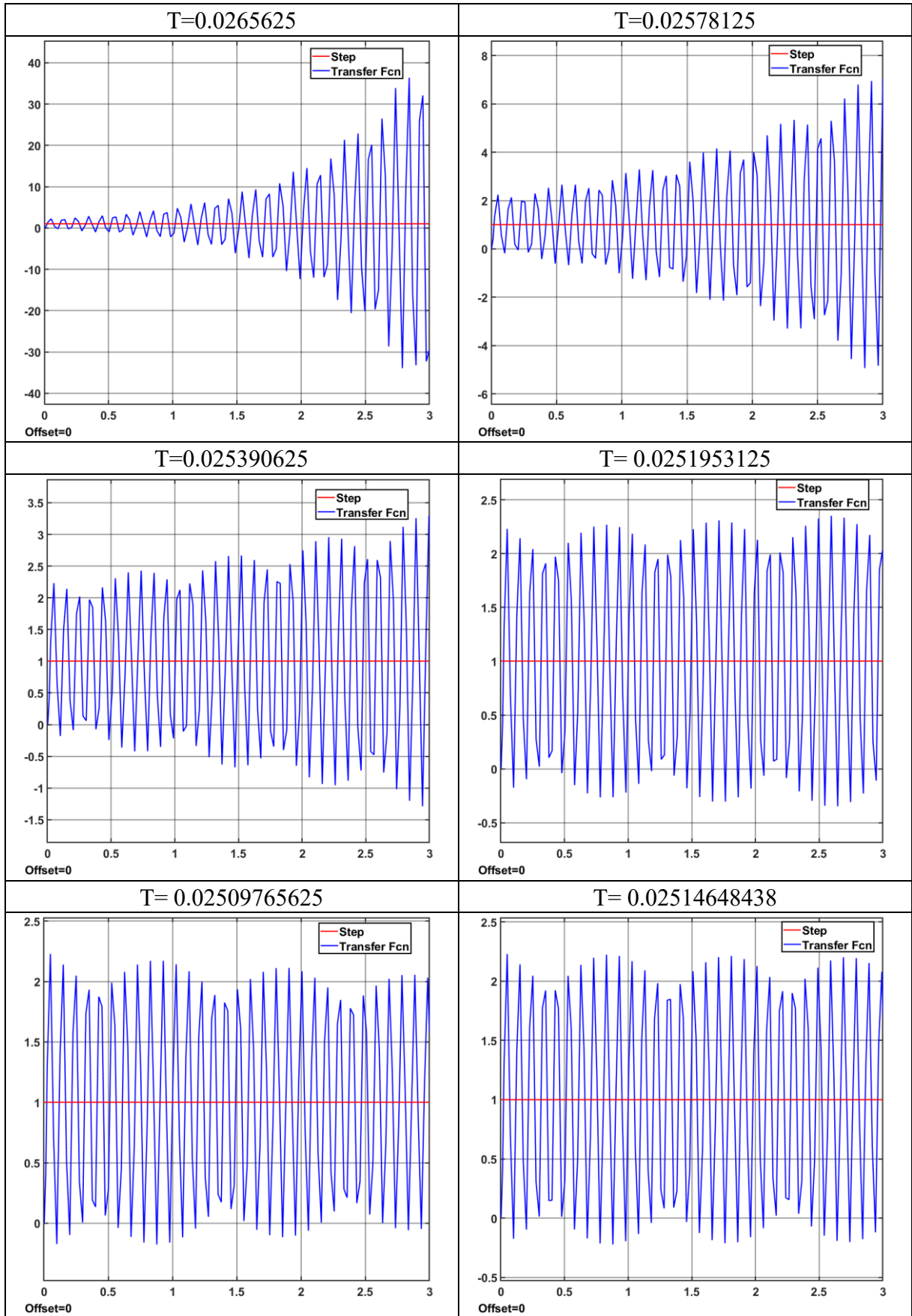
```
%% 高阶系统 超调量、调节时间和相位裕度关系图
clc,clear;close all;
gamma=30:0.01:90;Ts=[];Sigma=[];Gamma1=[];Gamma2=[];
for i=1:length(gamma)
    temp=1/sin(gamma(i)*pi/180)-1;
    sigma=0.16+0.4*temp;
    ts=pi*(2+1.5*temp+2.5*temp^2)*0.5/9-6*0.5/9+0.1;
    if ts<=0.5
        Gamma1=[Gamma1 gamma(i)];
        Ts=[Ts ts];
    end
    if sigma<=0.5
        Gamma2=[Gamma2 gamma(i)];
        Sigma=[Sigma sigma];
    end
end
plot(Gamma2,Sigma,'b-',Gamma1,Ts,'r-');
axis([30 90 0.1 0.55]);grid on;
```

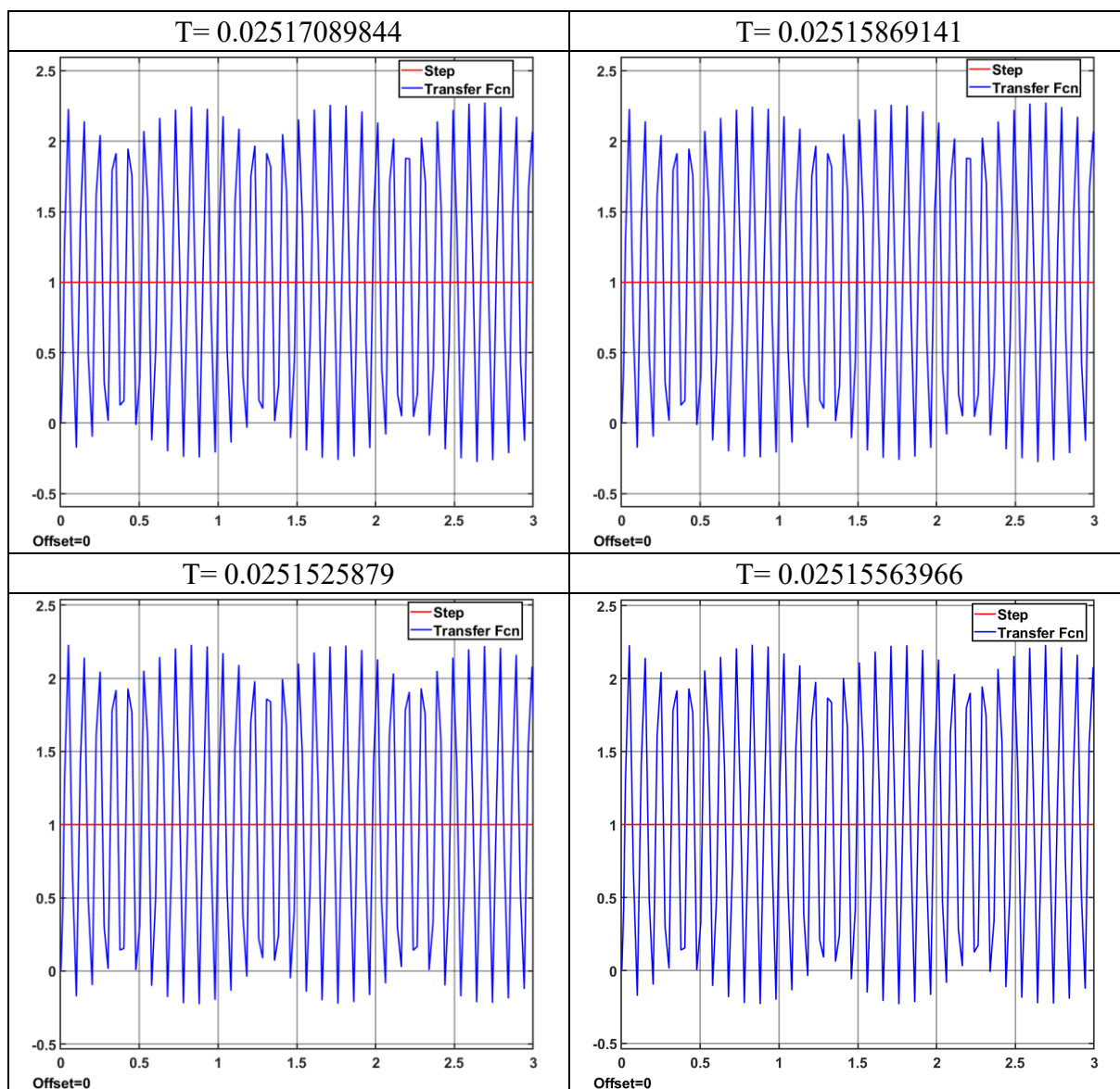
### 2. 求系统临界稳定采样周期 T 过程中响应形式判断



表 0-1 求临界稳定对应采样周期  $T$  时, 不同  $T$  对应的阶跃响应曲线







3. 求系统恰好满足指标采样周期  $T$  过程中响应形式判断

表 0-2 求恰好满足指标对应采样周期  $T$  时, 不同  $T$  对应的阶跃响应曲线

