



院(系): 智能工程学院

学号: 22354189

姓名: 张瑞程

日期: 2024. 10. 25

实验名称: 基于 Matlab 的频域法串联超前校正

一、实验目的

- 1、对给定系统设计满足频域性能指标的串联校正装置。
- 2、掌握频率法串联有源和无源超前校正网络的设计方法。
- 3、掌握串联校正环节对系统稳定性及过渡过程的影响。

二、实验任务/要求

- 1、频率法有源超前校正装置的设计
- 2、频率法无源超前校正装置的设计

三、实验仪器、设备及材料

- 1、计算机
- 2、MATLAB 软件

四、实验原理

1、频率法校正的设计思路

一般来说, 开环频率特性的**低频段**表征了闭环系统的稳态性能, **中频段**表征了闭环系统的动态性能, **高频段**表征了闭环系统的复杂性和噪声抑制性能。因此, 用频率法对系统进行校正的基本思路是, 通过所加校正装置改变系统开环频率特性的形状, 使校正后系统的开环频率特性具有如下特点:

(1) 低频段的增益充分大，满足稳态精度的要求。

(2) 中频段的幅频特性的斜率为 -20dB/dec ，相位裕度要求在 45° 左右，并具有较宽的频带，这一要求是为了使系统具有满意的动态性能。

(3) 高频段要求幅值迅速衰减，以减少噪声的影响。

2、串联超前校正装置

用频率法对系统进行超前校正的基本原理是利用超前校正网络的相位超前特性来增大系统的相位裕度，以达到改善系统瞬态响应的目标。为此，要求校正网络最大的相位超前角出现在系统的截止频率（剪切频率）处，以最大程度增加系统的相位裕度。

串联超前校正主要对未校正系统中频段进行校正，使校正后中频段幅值的斜率为 -20dB/dec ，且有足够大的相位裕度；超前校正会使系统瞬态响应的速度变快，校正后系统的截止频率增大。这表明，校正后系统的频带变宽，瞬态响应速度变快，相当于微分效应；但系统抗高频噪声的能力变差。对此，在校正装置设计时必须注意。

(1) 有源超前校正网络。

图 1 所示为常用的有源超前网络，其传递函数为

$$G_c(s) = K \frac{1+Ts}{1+\beta Ts}$$

式中， T 为时间常数， $T = R_1 C$ ， β 为分度系数， $\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2} < 1$ ，

$$K = \frac{R_3}{R_1 + R_2}。$$

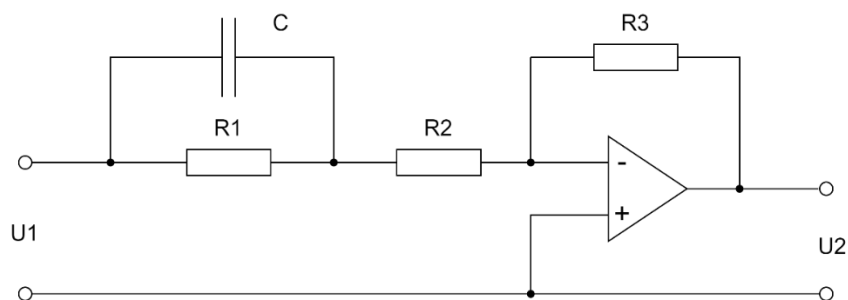


图 1：串联有源超前校正网络

组成：阻容元件+运算放大器

优点：有源校正装置本身有增益，便于调节，且输入阻抗高，输出阻抗低

缺点：需要另外供电源，特性容易漂移

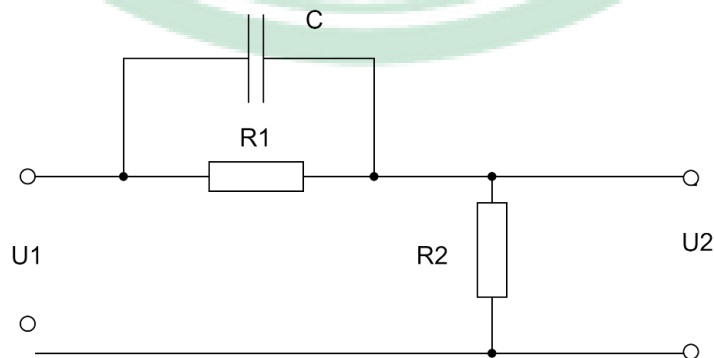
(2) 无源超前校正网络。

图 2 (a) 所示为常用的无源超前网络，假设该网络信号源的阻抗很小，可以忽略不计，而输出负载的阻抗为无穷大，则其传递函数为

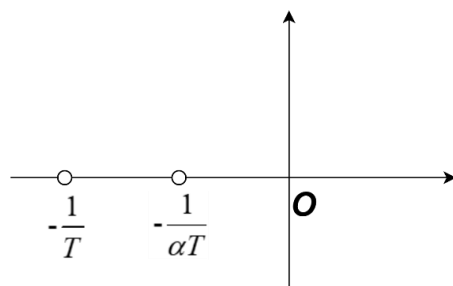
$$G_c(s) = \frac{1}{\alpha} \times \frac{1 + \alpha Ts}{1 + Ts}$$

式中， T 为时间常数， $T = \frac{R_1 R_2 C}{R_1 + R_2}$ ， α 为分度系数，

$$\alpha = \frac{R_1 + R_2}{R_2} > 1。$$



(a)



(b)

图 2：串联无源超前校正网络及其零极点分布图

组成： 阻容元件

优点： 校正装置电路简单、无需外供电源

缺点： 校正装置本身没有增益，只有衰减，且输入阻抗低，输出阻抗高，应用时需要增设放大器

注意： 采用无源超前网络进行串联校正时，整个系统的开环增益衰减 α 倍，因此需要提高放大器增益加以补偿，此时的传递函数为

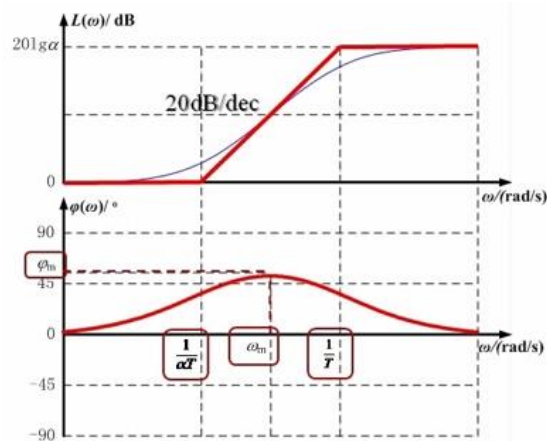
$$\alpha G_c(s) = \frac{1 + \alpha Ts}{1 + Ts}。$$

无源超前网络的零极点分布如图 2 (b) 所示。由于 $\alpha > 1$ ，故无源超前网络的负实零点总是位于负实极点之右，两者之间的距离由常数 α 决定。由此可知，改变 α 和 T （即电路的参数 R_1 、 R_2 、 C ）的数值，超前网络的零极点可在 s 平面的负实轴任意移动。

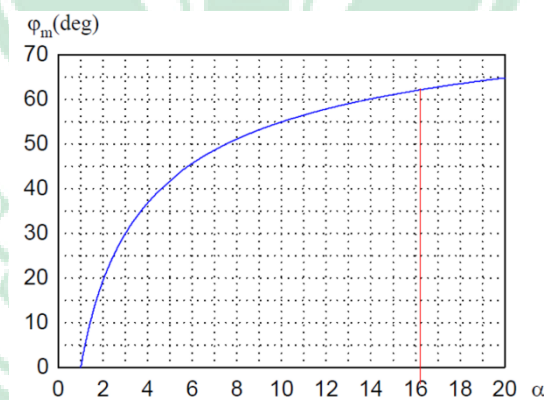
无源超前网络的对数频率特性为：

$$20\lg|\alpha G_c(s)| = 20\lg\sqrt{1 + (\alpha T\omega)^2} - 20\lg\sqrt{1 + (T\omega)^2}$$

$$\varphi_c(\omega) = \arctan(\alpha T\omega) - \arctan(T\omega)$$



可见，超前网络对频率在 $\frac{1}{\alpha T} \sim \frac{1}{T}$ 之间的输入信号有明显的微分作用，在该频率范围内，输出信号相角比输入信号相角超前，超前网络的名称由此而得。在最大超前角频率 ω_m 处，具有最大相位超前角 φ_m ， φ_m 正好处于频率 $\frac{1}{\alpha T} \sim \frac{1}{T}$ 的几何中心。此时，最大相位超前角 $\varphi_m = \arcsin \frac{\alpha - 1}{\alpha + 1}$ ，幅值 $L_c(\omega_m) = 20 \lg \sqrt{\alpha} = 10 \lg \sqrt{\alpha}$ 。



最大相位超前角 φ_m 与分度系数 α 有关， α 增大引起 φ_m 增大，但 α 不能取得太大（为了保证较高的信噪比）， α 一般不超过 20，这种超前校正网络的最大相位超前角一般不大于 65° 。如果需要大于 65° 的相位超前角，则要两个超前网络相串联来实现，并在所串联的两个网络之间加一个隔离放大器，以消除它们之间的负载效应。

3、用频率法对系统进行串联超前校正的一般步骤

(1) 根据稳态误差的要求，确定开环增益 K 。

(2) 根据所确定的开环增益 K ，画出未校正系统的伯德图，计算未校正系统的相位裕度 γ 。

(3) 计算超前网络参数 α 和 T 。

(a) 根据截止频率 ω_c'' 的要求，选择最大超前角频率等于要求的系统截止频率，即 $\omega_m = \omega_c''$ ，以保证系统的响应速度，并充分利用网络的相角超前特性。显然， $\omega_m = \omega_c''$ 成立的条件是：

$$-L_o(\omega_c'') = L_c(\omega_c'') = 10 \lg \alpha,$$

可以确定 α ，再由 $T = \frac{1}{\omega_m \sqrt{\alpha}}$ 可以确定 T 。

(b) 如果对截止频率没有特别要求，则可以由给定的相位裕度 γ'' 计算超前校正装置提供的相位超前量 φ ，即

$$\varphi = \varphi_m = \gamma'' - \gamma + \varepsilon$$

式中， γ'' 是给定的相位裕度； γ 是未校正系统的相位裕度； ε 是补偿修正量，用于补偿因超前校正装置的引入，使系统截止频率增大而增加的相角滞后量。 ε 的值通常是这样估计的：如果未校正系统的开环对数幅频特性在截止频率处的斜率为 -40dB/dec ， ε 一般取 $5^\circ \sim 10^\circ$ ；如果为 -60dB/dec ，则 ε 取 $15^\circ \sim 20^\circ$ 。

(c) 根据所确定的最大相位超前角 φ_m ，按 $\alpha = \frac{1 + \sin \varphi_m}{1 - \sin \varphi_m}$ 算出 α

的值，然后计算校正装置在 ω_m 处的幅值 $10 \lg \alpha$ 。由未校正系统的对数幅频特性曲线，求得其幅值为 $-10 \lg \alpha$ 处的频率，该频率 ω_m 就是校

正后系统的开环截止频率 ω_c'' ，即 $\omega_c'' = \omega_m$ 。

(d) 确定校正网络的转折频率 ω_1 和 ω_2 。

$$\omega_1 = \frac{\omega_m}{\sqrt{\alpha}} = \frac{1}{T},$$
$$\omega_2 = \omega_m \sqrt{\alpha} = \frac{1}{\alpha T}$$

(e) 画出校正后系统的伯德图，验证已校正系统的相位裕度 γ'' 。

如果不满足，则需增大 ε 的取值，从第 (c) 步重新开始进行计算。

(f) 将原有开环增益增加 α 倍，补偿超前网络产生的幅值衰减，确定校正网络组件的参数。

五、实验步骤

1、频率法有源超前校正装置的设计

【例 1】（复现）已知单位负反馈系统被控制对象的传递函数为

$$G_0(s) = \frac{K_0}{s(0.1s+1)(0.001s+1)}$$

试用频率法设计串联有源超前校正装置，使系统的相位裕度 $\gamma \geq 45^\circ$ ，静态速度误差系数 $K_v = 1000s^{-1}$ 。

【解】

(1) 根据系统稳态误差的要求，确定系统的开环放大系数 K_0 。由于要求 $K_v=1000$ ，则

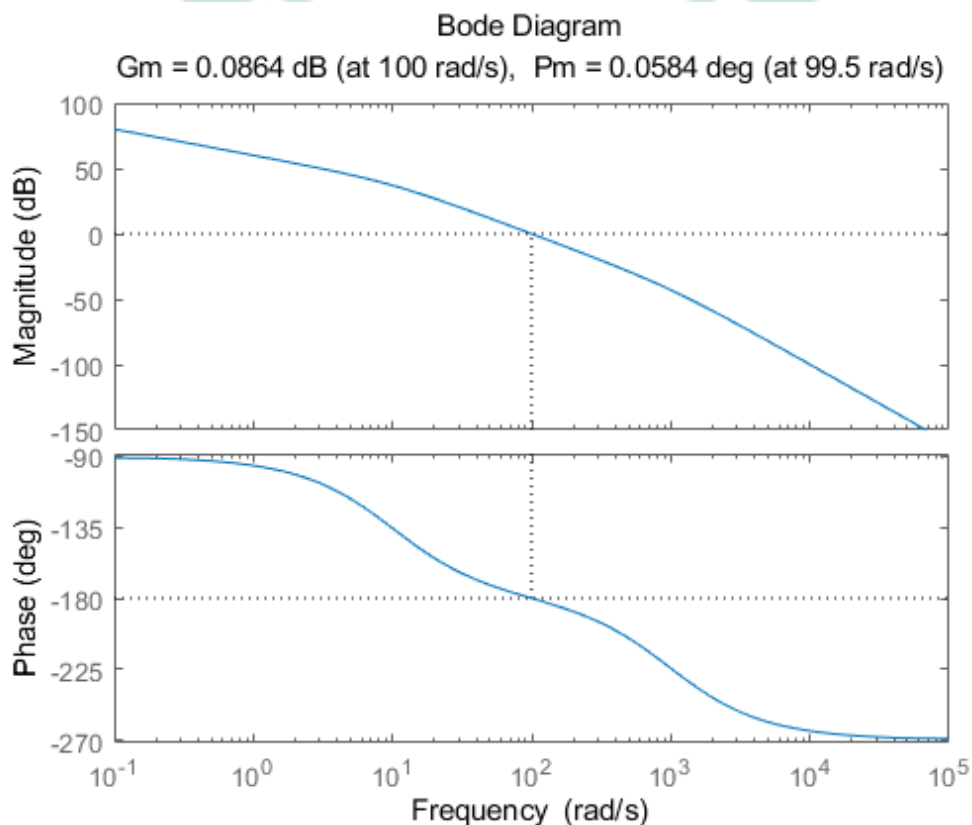
$$K_v = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sK_0}{s(0.1s+1)(0.001s+1)} = K_0 = 1000$$

则未校正系统的开环传递函数为

$$G_0(s) = \frac{1000}{s(0.1s+1)(0.001s+1)}$$

(2) 绘制未校正系统的伯德图，确定未校正系统的幅值裕度 h 和相位裕度 γ 。

```
num = 1000;
den = conv([1, 0], conv([0.1, 1], [0.001, 1]));
G0 = tf(num, den);
margin(G0)
```



运行结果显示，未校正系统的幅值裕度为 0.0864 dB，此时对应相频特性穿越 -180° 线处的频率为 100 rad/s；相位裕度为 0.0584°，截止频率为 99.486 rad/s。未校正系统的幅值裕度和相位裕度几乎为零，系统处于临界稳定状态，实际上属于不稳定系统，不能正常工作。

(3) 设计串联超前装置，确定有源超前校正装置提供的相位超前量

φ 。

由于对校正后的截止频率 ω_c 没有提出要求, 由给定的相位裕度 计算系统需要增加的相位超前角, $\varphi_m = 45^\circ - 0.0584^\circ + 8^\circ \approx 53^\circ$ (附加角度为 8°)。

(4) 确定校正网络的转折频率 ω_1 和 ω_2 , 然后确定校正器的传递函数为

$$G_c(s) = \frac{\frac{s}{\omega_1} + 1}{\frac{s}{\omega_2} + 1} = \frac{Ts + 1}{\beta Ts + 1}$$

代码如下:

```
num = 1000;
den = conv([1,0],conv([0.1,1],[0.001,1]));
G0 = tf(num,den);
[Gm,Pm,Wcg,Wcp] = margin(G0);
w = 0.1:0.1:10000;
[mag,phase] = bode(G0,w);
magdb = 20*log10(mag);
phim1 = 45;
deta = 8;
phim = phim1-Pm+deta;
bita = (1-sin(phim*pi/180))/(1+sin(phim*pi/180));
n = find(magdb+10*log10(1/bita)<=0.0001);
wc = n(1);
w1 = (wc/10)*sqrt(bita);
w2 = (wc/10)/sqrt(bita);
numc = [1/w1,1];
denc = [1/w2,1];
Gc = tf(numc,denc);
G = Gc*G0;
[Gmc,Pmc,Wcgc,Wcpc] = margin(G);
GmcdB = 20*log10(Gmc);

disp('校正装置的传递函数和校正后系统的开环传递函数'),Gc,G,

disp('校正后系统的频域性能指标 h, gama,

wc'),[GmcdB,Pmc,Wcpc],
```

```

disp('校正装置的参数 T 和 bita 值'),T=1/wl;[T,bita],
bode(G0,G);
hold on,margin(G)

```

校正装置的传递函数和校正后系统的开环传递函数

运行结果:

```

Gc =

      0.02366 s + 1
      -----
      0.002658 s + 1

G =

      23.66 s + 1000
      -----
      2.658e-07 s^4 + 0.0003684 s^3 + 0.1037 s^2 + s

```

校正后系统的频域性能指标 h, gama, wc

```

ans =

      14.1955      40.7175      206.9575

```

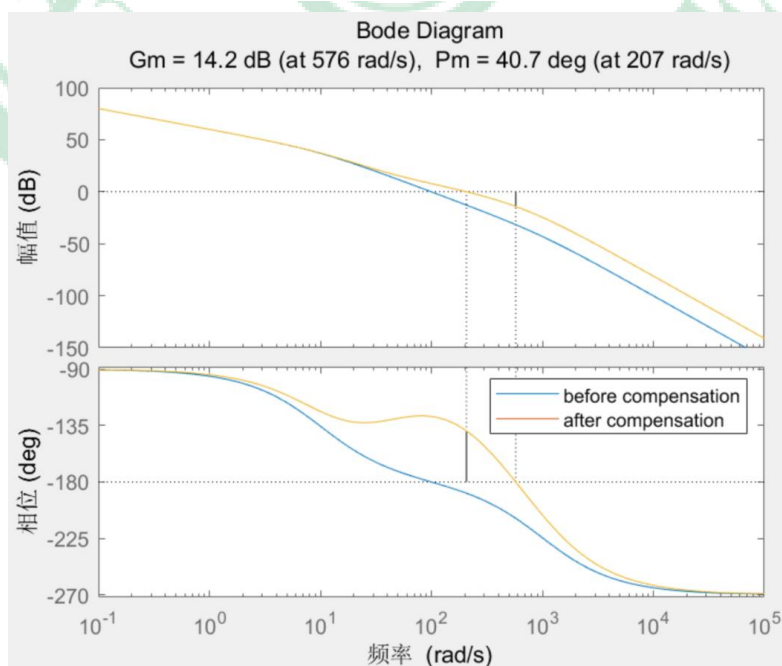
校正装置的参数 T 和 bita 值

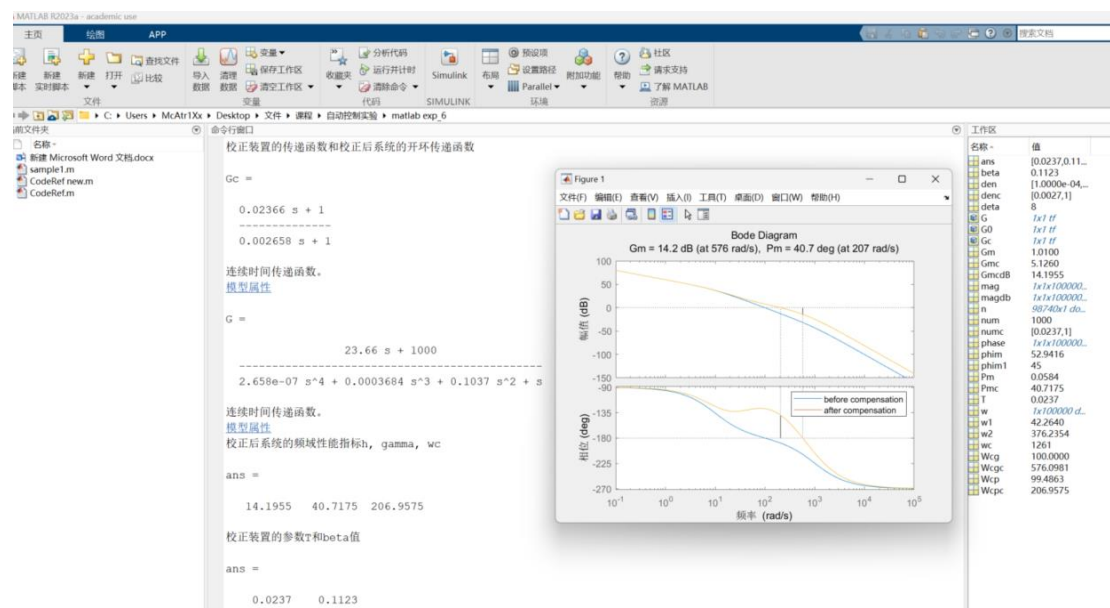
```

ans =

      0.0237      0.1123

```





由以上程序运行结果可以看出，设计结果完成可以满足系统的指标要求。

(6) 根据超前校正的参数，确定有源超前网络组建的值。

由 $\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$, $T = R_1 C$, 取 $C = 1\mu\text{F}$, 则

$$R_1 = \frac{T}{C} = \frac{0.0174}{1 \times 10^{-6}} \Omega = 17.4\text{k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{\beta R_1}{1 - \beta} = \frac{0.1123 \times 17.4}{1 - 0.1123} \Omega = 2.2\text{k}\Omega$$

将以上计算值标称化，取 $R_1 = 18\text{k}\Omega$, $R_2 = 2\text{k}\Omega$, 则：

$$R_3 = R_1 + R_2 = 20\text{k}\Omega。$$

【练习 1】单位负反馈传递函数为 $G_0(s) = \frac{K}{s(s+2)}$ ，试设计串联有

源超前校正网络的传递函数 $G_c(s)$ ，使系统的静态速度误差系数

$K_v = 20$ ，相位裕度 $\gamma > 35^\circ$ ，幅值裕度 $h > 10\text{dB}$ 。(1) 根据系统稳态

误差的要求，确定系统的开环放大系数 K 。由于要求 $K_v = 20$ ，则

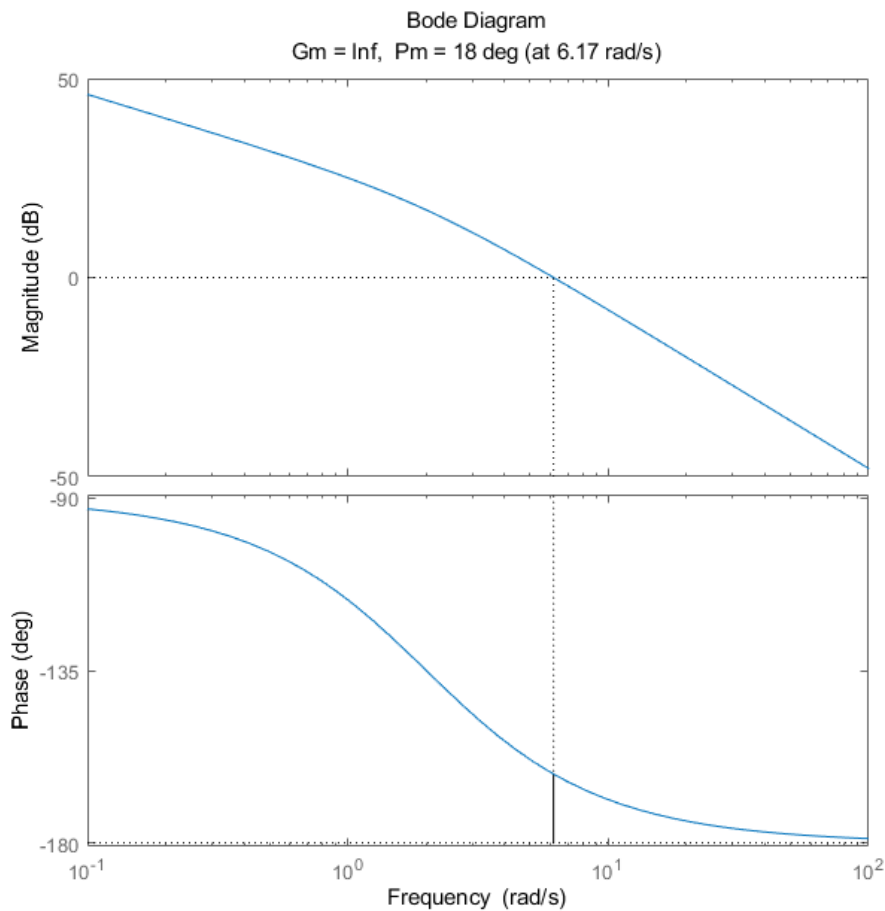
$$K_v = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sK}{s(s+2)} = \frac{K}{2} = 20$$

则未校正系统的开环传递函数为

$$G_0(s) = \frac{40}{s(s+2)}$$

(2) 绘制未校正系统的伯德图，确定未校正系统的幅值裕度 h 和相位裕度 γ 。

```
num = 40;
den = [1 2 0];
G0 = tf(num,den);
[Gm,Pm,Wcg,Wcp] = margin(G0)
```



运行结果显示，未校正系统的幅值裕度是无穷大，inf 表示此时对应相频特性不会穿越 -180° 线；相位裕度为 18° ，截止频率为 6.17 rad/s ，显然不满足要求 $\gamma > 35^\circ$ 。未校正系统瞬态响应很差，振

荡大，不能正常工作。

(3) 设计串联超前装置，确定有源超前校正装置提供的相位超前量 φ 。

由于对校正后的截止频率 ω_c 没有提出要求，由给定的相位裕度 计算系统需要增加的相位超前角， $\varphi_m = 35^\circ - 18^\circ + 8^\circ \approx 25^\circ$ （附加角度为 8° ）。

(4) 确定校正网络的转折频率 ω_1 和 ω_2 ，然后确定校正器的传递函数为

$$G_c(s) = \frac{\frac{s}{\omega_1} + 1}{\frac{s}{\omega_2} + 1} = \frac{Ts + 1}{\alpha Ts + 1}$$

代码如下：

```
num = 40;
den = [1 2 0];
G0 = tf(num,den);
[Gm,Pm,Wcg,Wcp] = margin(G0);
w = 0.1:0.1:10000;
[mag,phase] = bode(G0,w);
magdb = 20*log10(mag);
phim1 = 35;
deta = 8;
phim = phim1-Pm+deta;
alpha = (1-sin(phim*pi/180))/(1+sin(phim*pi/180));
n = find(magdb+10*log10(1/alpha)<=0.0001);
wc = n(1);
w1 = (wc/10)*sqrt(alpha);
w2 = (wc/10)/sqrt(alpha);
numc = [1/w1,1];
denc = [1/w2,1];
Gc = tf(numc,denc);
G = Gc*G0;
[Gmc,Pmc,Wcgc,Wcpc] = margin(G);
```

```

GmcdB = 20*log10(Gmc);

disp('校正装置的传递函数和校正后系统的开环传递函数'),Gc,G,

disp('校正后系统的频域性能指标 h, gama,
wc'),[GmcdB,Pmc,Wcpc],

disp('校正装置的参数 T 和 alpha 值'),T=1/w1;[T,alpha],

bode(G0,G);
hold on,margin(G)

```

运行结果:

校正装置的传递函数和校正后系统的开环传递函数

```

Gc =

      0.2254 s + 1
      -----
      0.05353 s + 1

G =

      9.016 s + 40
      -----
      0.05353 s^3 + 1.107 s^2 + 2 s

```

校正后系统的频域性能指标 h, gama, wc

```

ans =

      Inf      50.7200      8.8799

```

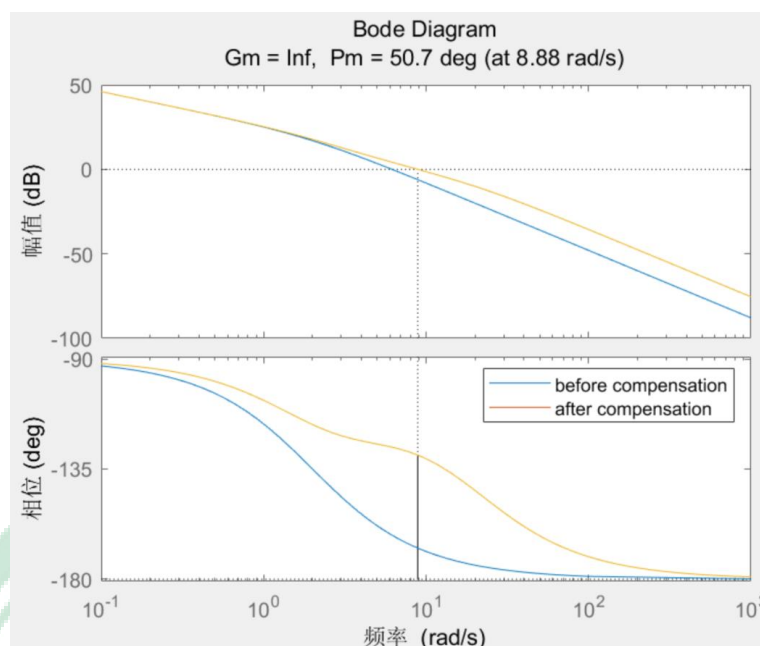
校正装置的参数 T 和 alpha 值

```

ans =

      0.2254      0.4053

```



由以上程序运行结果可以看出，设计结果完成可以满足系统的指标要求。

(6) 根据超前校正的参数，确定有源超前网络组建的值。

由 $\alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$, $T = R_1 C$, 取 $C = 1\mu\text{F}$, 则

$$R_1 = \frac{T}{C} = \frac{0.1988}{1 \times 10^{-6}} \Omega = 19.88\text{k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{\alpha R_1}{1 - \alpha} = \frac{0.4053 \times 19.88}{1 - 0.4053} \Omega = 13.55\text{k}\Omega$$

将以上计算值标称化，取 $R_1 = 20\text{k}\Omega$, $R_2 = 14\text{k}\Omega$, 则：

$$R_3 = R_1 + R_2 = 34\text{k}\Omega。$$

答案：

$$G_c(s) = \frac{0.22541s + 1}{0.053537s + 1}$$

$$G(s) = \frac{9.0165s + 40}{0.05357s^3 + 1.1071s^2 + 2s}$$

2、频率法无源超前校正装置的设计

【例 2】（复现）已知单位负反馈传递函数为

$G_0(s) = \frac{K}{s^2(0.2s+1)}$ ，试设计无源串联超前校正网络的传递函数

$G_c(s)$ ，使系统的静态加速度误差系数 $K_a = 10$ ，相位裕度 $\gamma \geq 35^\circ$ 。

【解】

(1) 由于 $K_a = \lim_{s \rightarrow 0} s^2 \frac{K}{s^2(0.2s+1)} = K = 10$ ，所以未校正系统的开环传递函数为：

$$G_0(s) = \frac{10}{s^2(0.2s+1)}$$

(2) 绘制未校正系统的伯德图，可得未校正系统的相位裕度 $\gamma = -30.455^\circ$ ，截止频率 $\omega_c = 2.9361 \text{ rad/s}$ ，未校正系统处于不稳定状态。因此，系统需要增加的相位超前角 $\varphi_m = 35^\circ - (-30.46^\circ) + 18.54^\circ = 84^\circ$ （附加角度为 18.54° ）。

一般情况下，若需要校正网络提供的相位超前角 $\varphi_m > 60^\circ$ ，就须采用两级或 n 级串联超前校正网络来实现，每一级提供的相位超前角为 $\frac{\varphi_m}{n}$ 。因此，本例采用两级串联超前校正网络来实现，每一级提供的相位超前角为 $\frac{\varphi_m}{2} = 42^\circ$ 。

代码如下：

```
num=10;
den=[0.2,1,0,0];
G0=tf(num,den);
[Gm,Pm,Wcg,Wcp] = margin(G0);
w=0.1:1:10000;
[mag,phase]=bode(G0,w);
magdb=20*log10(mag);
```

```

phim1=35;
deta=18;
phim=(phim1-Pm+deta)/2;
alpha=(1+sin(phim*pi/180))/(1-sin(phim*pi/180));
n=find(magdb+10*log10(alpha)<=0.0001);
wc=w(n(2));
w1=wc/sqrt(alpha);
w2=sqrt(alpha)*wc;
numc=(1/alpha)*[1/w1,1];
denc=[1/w2,1];
Gc1=tf(numc,denc);

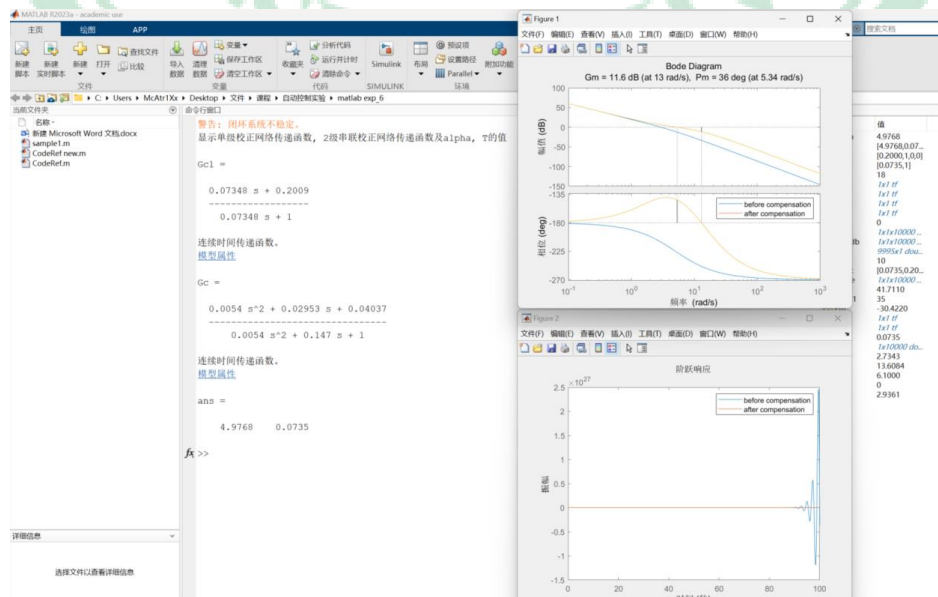
Gc=Gc1*Gc1; %Gc1 是 1 个校正网络, Gc 是 2 个网络串联
G=(alpha)^2*Gc*G0;

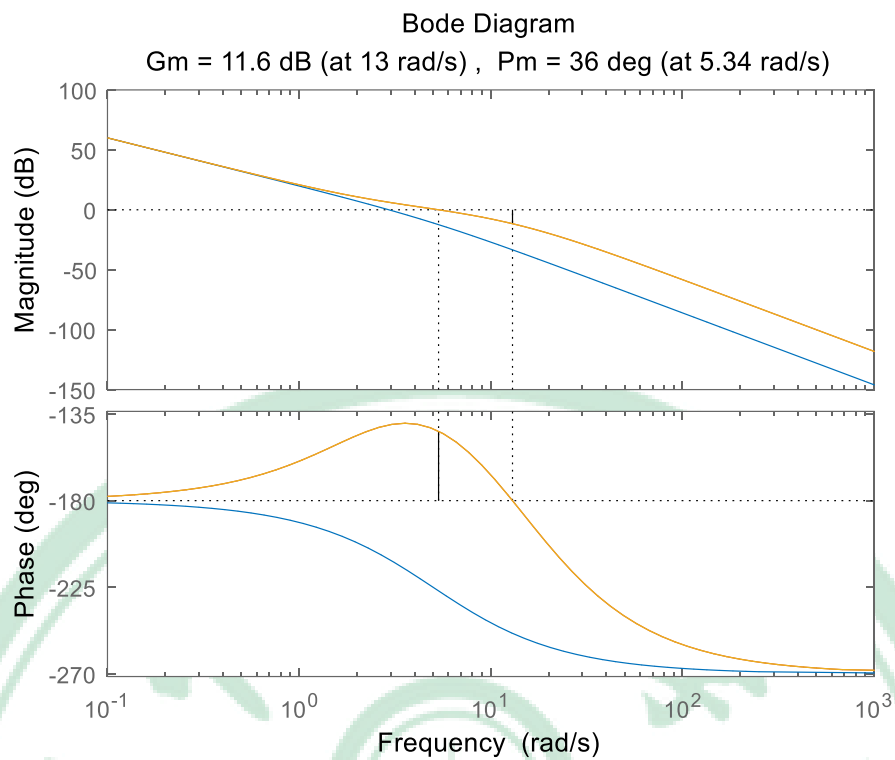
% G 是校正后的开环传递函数, alpha^2 是校正网络的放大倍数

disp('显示单级校正网络传递函数, 2 级串联校正网络传递函数及
alpha, T 的值'),
T=1/w2;
Gc1, Gc, [alpha, T],
bode(G0, G);
hold on, margin(G), figure(2);
sys0=feedback(G0,1); step(sys0); hold on,
sys=feedback(G, 1); step(sys)

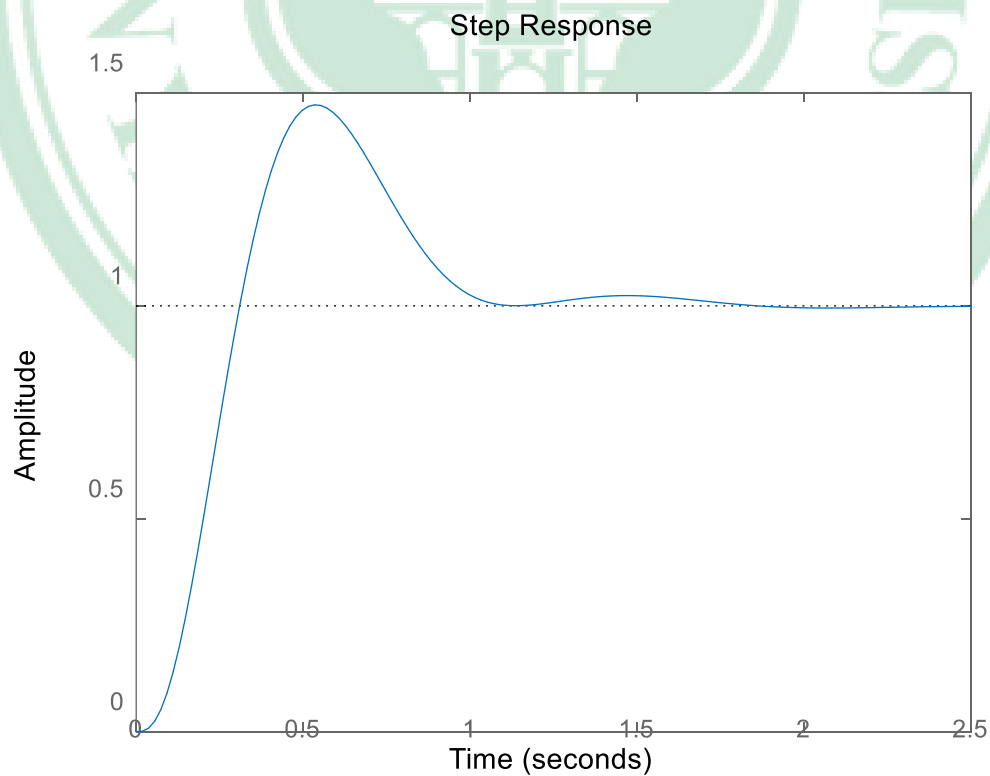
```

执行程序后, 得到校正网络的传递函数及校正后的伯德图和单位阶跃响应曲线, 如下图所示。





无源超前校正前 $G_0(s)$ 和校正后 $G(s)$ 的伯德图



校正后 $sys(s)$ 的闭环单位阶跃响应曲线

可见，校正后系统的幅值宽度 $h=11.598$ ， $\omega_x=12.976$ ，相位裕度 $\gamma=36.039^\circ$ ， $\omega_c=5.3395\text{rad/s}$ 。设计结果满足要求，且校正后系统的单位阶跃响应稳定。

通过上例得出结论：采用串联超前校正的效果是中频段的 ω_c 和 γ 两项指标得以改善，动态指标 t_s 和 M_p 变好了；但是 $G_c(s)$ 幅值增加，使高频段 $L_0(\omega)$ 抬高，系统抗高频噪声能力降低。

【练习 2】 已知 $G_0(s) = \frac{K}{s(\frac{1}{2}s+1)(\frac{1}{30}s+1)}$ ，要求设计串联超前校正装置，使系统的稳态速度误差 $e_{ss} \leq 0.1$ ， $M_p \leq 27.5\%$ ， $t_s \leq 1.7s$ ，试确定 $G_c(s)$ 。（提示：先将时域指标转化成频域指标。）

(1) 由于 G_0 是 I 型系统，稳态速度误差 $e_{ss} = \frac{1}{K} \leq 0.1$ ， K 可以取 10，所以未校正系统的开环传递函数为：

$$G_0(s) = \frac{10}{s\left(\frac{1}{2}s+1\right)\left(\frac{1}{30}s+1\right)}$$

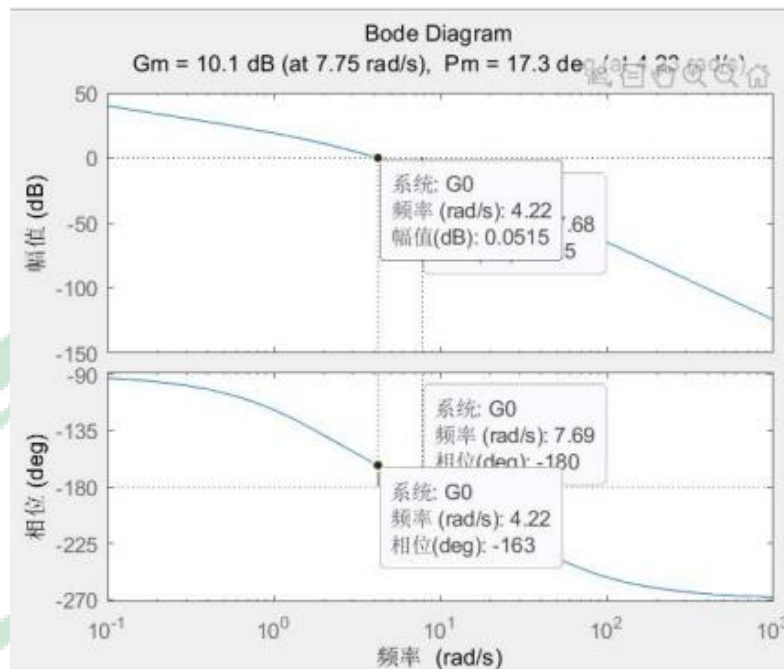
利用高阶系统时域指标与频域指标的经验公式近似估计：

$$\begin{cases} \sigma\% = \left[0.16 + 0.4 \left(\frac{1}{\sin \gamma} - 1 \right) \right] \times 100\% \\ t_s = \frac{\pi}{\omega_c} \left[2 + 1.5 \left(\frac{1}{\sin \gamma} - 1 \right) + 2.5 \left(\frac{1}{\sin \gamma} - 1 \right)^2 \right] \end{cases}$$

$$\gamma \geq 50.9593^\circ, \quad \omega_c \geq 4.8748\text{rad/s}$$

(2) 绘制未校正系统的伯德图，可得未校正系统的相位裕度 $\gamma = 17.2697^\circ$ ，截止频率 $\omega_c = 4.2314\text{rad/s}$ ，未校正系统不满足要求。因此，系统需要增加的相位超前角 $\varphi_m =$

$50.9593^\circ - (17.2697^\circ) + 18.54^\circ = 52.2296^\circ$ （附加角度为 18.54° ）。



由于需要校正网络提供的相位超前角 $\varphi_m < 60^\circ$ ，故采用一级串联超前校正网络来实现即可。

代码如下：

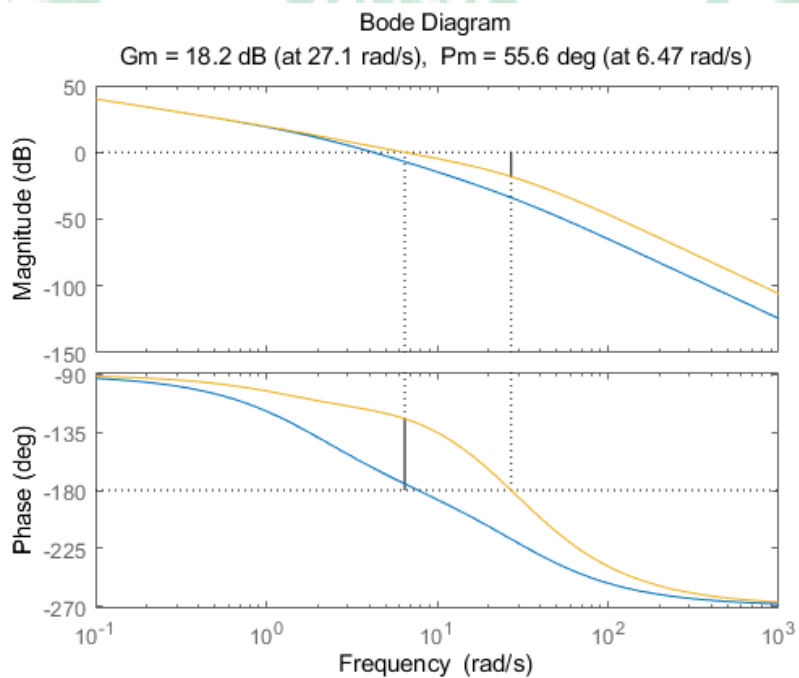
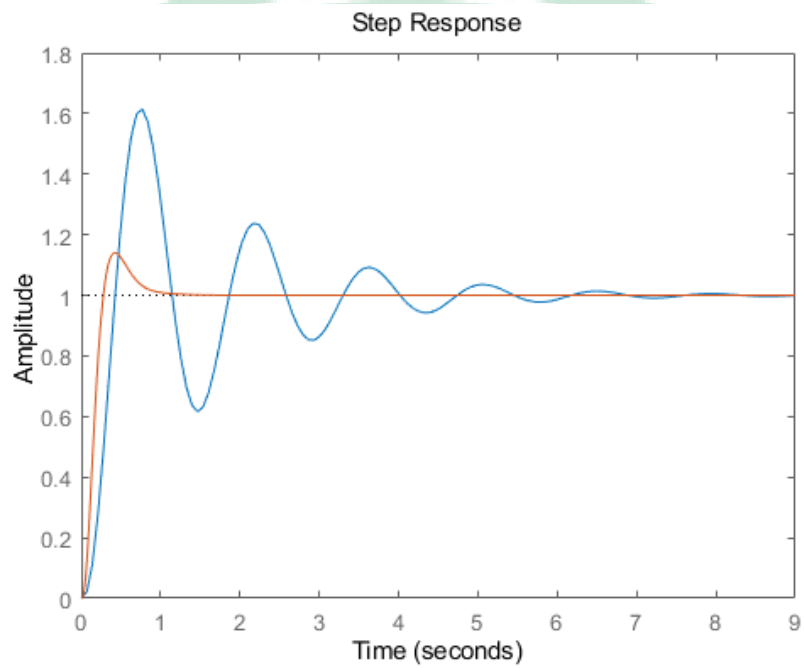
```
num = 10;
den = conv([1,0],conv([0.5,1],[1/30,1]));
G0 = tf(num,den);
[Gm,Pm,Wcg,Wcp] = margin(G0);
w = 0.1:1:10000;
[mag,phase] = bode(G0,w);
magdb = 20*log10(mag);
phim1 = 50.9593;
deta = 18.54;
phim = (phim1-Pm+deta);
alpha = (1+sin(phim*pi/180))/(1-
sin(phim*pi/180));
n = find(magdb+10*log10(alpha)<=0.0001);
wc = n(1)+0.1;
w1 = wc/sqrt(alpha);
w2 = wc*sqrt(alpha);
numc = (1/alpha)*[1/w1,1];
```

```

denc = [1/w2,1];
Gc = tf(numc,denc);
G = (alpha)*Gc*G0;

disp('显示校正网络传递函数及 alpha, T 的值
'),T=1/w2;Gc,[alpha,T],
bode(G0,G);
hold on,margin(G),figure(2);
sys0 = feedback(G0,1);step(sys0);hold on,
sys = feedback(G,1);step(sys)

```



```

G0 =
      10
-----
0.01665 s^3 + 0.5333 s^2 + s
连续时间传递函数。
模型属性
显示单级校正网络传递函数，2级串联校正网络传递函数及alpha，T的值

Gc1 =
      0.08833 s + 0.3933
-----
      0.08833 s + 1
连续时间传递函数。
模型属性

Gc =
      0.007803 s^2 + 0.06949 s + 0.1547
-----
      0.007803 s^2 + 0.1767 s + 1
连续时间传递函数。
模型属性

ans =
      2.5424      0.0883

```

校正后系统的伯德图如上图，可得相角裕度为 56° ，截止频率为 6.21rad/s ，设计结果满足要求，且校正后系统的单位阶跃响应稳定。通过该实验可得知，通过串联超前校正的效果是使得中频段的截止频率和相角裕度两项指标得以改善，也使动态性能指标 t_s 和 M_p 得到改善。

六、实验心得

以上两个实验都通过设计串联超前校正装置，用以改善系统的性能，使得系统更加稳定，一个使用有源超前校正装置，一个是使用无源超前校正装置。串联超前校正主要是采用频率法，改善低频段的稳态性能，使其增益足够大，满足性能要求，中频段使其具有较宽的频带，使其有足够大的相位裕度。

通过本次实验，我掌握了设计满足特定频域性能指标的串联校正装置的方法。如果增益裕度（GM）大于 0 分贝，相位裕度（PM）大于 0 度，则闭环系统是稳定的。这一结论仅在 Nyquist 图的半闭合曲线仅与单位圆和负半实轴相交一次，并且系统开环稳定，为最小相位系统时成立。需要注意的是，这两个条件必须同时满足，单

独使用任何一个条件都不足以判断系统的稳定性。在实际应用中，通常采用开环 Bode 图的穿越频率（0 分贝处的频率）来确定相应的相位裕度，反之，增益裕度也是从-180 度时的频率来确定的。对于非最小相位系统，最好使用 Nyquist 图来确定其稳定性。

增益裕度和相位裕度是相对稳定性的两种表征，它们必须一起使用才能全面说明系统的稳定性问题。有可能相位裕度为正，但增益裕度为负，或者情况相反，这些情况下都不能保证闭环系统的稳定性。

增益裕度和相位裕度都是用来衡量闭环系统相对稳定性的指标。这两组指标通常需要结合使用才有意义，并且它们的数值需要与系统的其他性能指标相平衡，因此并不是在任何情况下都是越大越好。我们可以通过 Nyquist 图和 Bode 图来检查增益裕度和相位裕度的值，但对于其他非常规系统，严格的增益裕度和相位裕度还是需要通过 Nyquist 图或者 Nichols 图来确定。