掌心博阅电子书重点名校考研专业课精品资料系列

【强化】2024年兰州理工大学081103系统工程《835自动控制原理之自动控制原理》考研强化模考5套卷

主编：掌心博阅电子书

青岛掌心博阅电子书 出品

特别说明

本书严格按照该科目今年考研专业课真题题型、试题数量和考试难度出题，结合本专业考研大纲整理编写，由考研学长严格审核校对。其内容涵盖了本科目考研常考试题及重点试题，针对性强，是报考本校该科目考研专业课复习的重要资料。

版权声明

青岛华研教育旗下掌心博阅电子书依法对本书享有专有著作权，同时我们尊重知识产权，对本电子书部分内容参考和引用的市面上已出版或发行图书及来自互联网等资料的文字、图片、表格数据等资料，均要求注明作者和来源。但由于各种原因，如资料引用时未能联系上作者或者无法确认内容来源等，因而有部分未注明作者或来源，在此对原作者或权利人表示感谢。若使用过程中对本书有任何异议请直接联系我们，我们会在第一时间与您沟通处理。

因编撰此电子书属于首次，加之作者水平和时间所限，书中错漏之处在所难免，恳切希望广大考生读者批评指正。

目录

【强化】2024 年兰州理工大学 081103 系统工程《835 自动控制原理之自动控制原理》考研强化模考 5 套卷（一） 4

【强化】2024 年兰州理工大学 081103 系统工程《835 自动控制原理之自动控制原理》考研强化模考 5 套卷（二） 14

【强化】2024 年兰州理工大学 081103 系统工程《835 自动控制原理之自动控制原理》考研强化模考 5 套卷（三） 23

【强化】2024 年兰州理工大学 081103 系统工程《835 自动控制原理之自动控制原理》考研强化模考 5 套卷（四） 35

【强化】2024 年兰州理工大学 081103 系统工程《835 自动控制原理之自动控制原理》考研强化模考 5 套卷（五） 44

【强化】2024 年兰州理工大学 081103 系统工程《835 自动控制原理之自动控制原理》考研强化模考 5 套卷（一）

说明：本书按照考试大纲、历年真题、指定参考书等公开信息潜心整理编写，由学长严格审核校对，仅供考研备考使用，与目标学校及研究生院官方无关，如有侵权请联系我们立即处理。

一、选择题

1. **设系统的开环传递函数 $G(s)$分母的阶次为 m，而且 $n>m$，则$D(s)=1+G(s)$的_____。**

A.零点数等于极点数

B.零点数小于极点数

C.零点数大于极点数

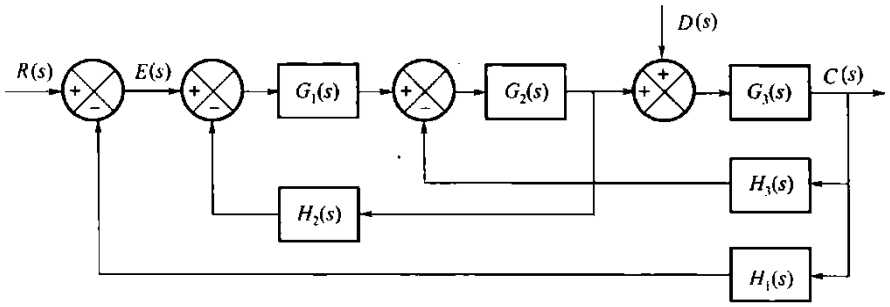
D.零点数等于、小于或大于极点数

【答案】A

【解析】考查开环传递函数和闭环传递函数之间的关系。 $D(s)=1+G(s)$的次数由极点决定，所有选 A。

二、分析计算题

2. **已知系统的结构图如下图所示，求 E(s)。**



图

【答案】把方框 $G_1(s)$后面的比较点移动到方框$G_1(s)$的前面，并与原有的比较点进行交换，可以解除回环的交叉，如 1 所示。

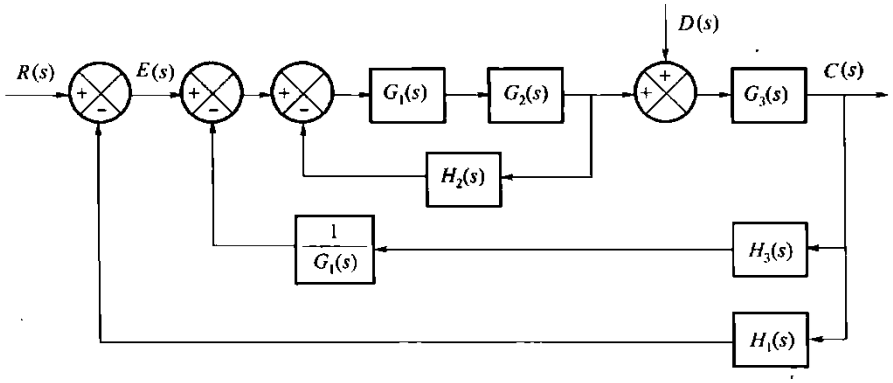


图 1

求 R(s)单独作用时的误差传递函数 $G_1G_2H_2$反馈连接与G_3串联，再与H_2/G_1形成反馈连接，最后与H_1串联，可直接求解

$$\frac{E(s)}{R(s)}=\frac{1}{1+\dfrac{\dfrac{G_1G_2}{1+G_1G_2H_2}\times G_3}{1+\left(\dfrac{G_1G_2}{1+G_1G_2H_2}\times G_3\right)\times\dfrac{H_3}{G_1}}\times H_1}$$

整理得

$$\frac{E(s)}{R(s)}=\frac{1+G_1G_2H_2+G_2G_3H_3}{1+G_1G_2H_2+G_2G_3H_3+G_1G_2G_3H_1}$$

则

$$E_r(s)=\frac{E(s)}{R(s)}\times R(s)=\frac{1+G_1G_2H_2+G_2G_3H_3}{1+G_1G_2H_2+G_2G_3H_3+G_1G_2G_3H_1}\times R(s)$$

求$D(s)$单独作用时的误差传递函数，需移动扰动比较点，如图 2 所示。

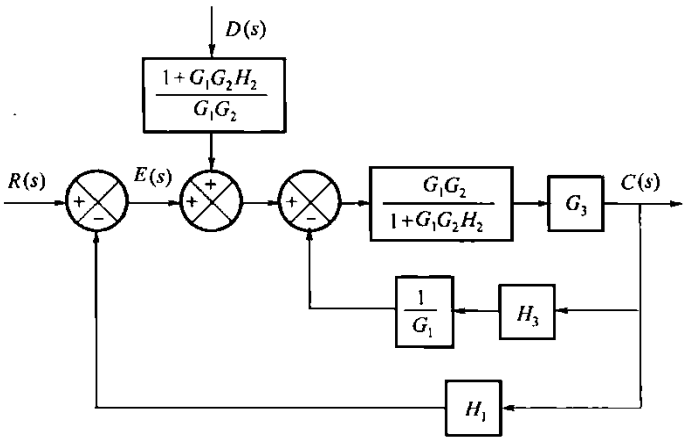


图 2

这时误差传递函数为

$$\frac{E(s)}{D(s)}=\frac{1+G_1G_2H_2}{G_1G_2}\times\frac{-\dfrac{\dfrac{G_1G_2G_3}{1+G_1G_2H_2}}{1+\dfrac{G_1G_2G_3}{1+G_1G_2H_2}\times\dfrac{H_3}{G_1}}}{1+\dfrac{\dfrac{G_1G_2G_3}{1+G_1G_2H_2}}{1+\dfrac{G_1G_2G_3}{1+G_1G_2H_2}\times\dfrac{H_3}{G_1}}\times H_1}$$

整理得

$$\frac{E(s)}{R(s)}=-\frac{G_3H_1(1+G_1G_2H_2)}{1+G_1G_2H_2+G_2G_3H_3+G_1G_2G_3H_1}$$

则

$$E_d(s)=\frac{E(s)}{D(s)}\times D(s)=\frac{-G_3H_1(1+G_1G_2H_2)}{1+G_1G_2H_2+G_2G_3H_3+G_1G_2G_3H_1}\times D(s)$$

$$E(s)=E_r(s)+E_d(s)=\frac{(1+G_1G_2H_2+G_2G_3H_3)R(s)-G_3H_1(1+G_1G_2H_2)D(s)}{1+G_1G_2H_2+G_2G_3H_3+G_1G_2G_3H_1}$$

3． **简述分离定理，并加以简单证明**

【答案】分离定理为若系统可控可观，用状态观测器实现状态反馈时，其系统的极点配置和观测器的

设计可分别独立进行，下面给出简单证明。

加状态观测器后系统的动态方程为

$$\begin{bmatrix}\dot{x}\\ \dot{\hat{x}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}A & BL\\ GC & A-GC+BL\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x\\ \hat{x}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}B\\ B\end{bmatrix}v,\ y=\begin{bmatrix}C & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x\\ \hat{x}\end{bmatrix}$$

设状态估计误差为$\tilde{x}=x-\hat{x}$，其中 x 为原系统的状态变量，$\hat{x}$为观测器的状态变量，则有

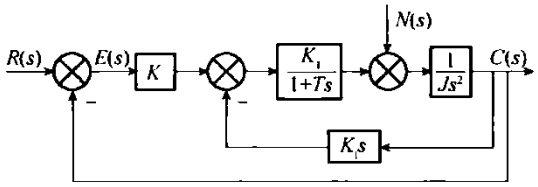
$\begin{bmatrix}x\\ \tilde{x}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}E & 0\\ E & -E\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x\\ \hat{x}\end{bmatrix}$，取线性变换阵为$T=\begin{bmatrix}E & 0\\ E & -E\end{bmatrix}$，$T^{-1}=\begin{bmatrix}E & 0\\ E & -E\end{bmatrix}=T$，线性变换后

$$A_n=T^{-1}AT=\begin{bmatrix}A+BL & BL\\ 0 & A-GC\end{bmatrix},B_n=T^{-1}\begin{bmatrix}B\\ B\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}B\\ 0\end{bmatrix},C_n=\begin{bmatrix}C & 0\end{bmatrix}T=\begin{bmatrix}C & 0\end{bmatrix}$$

由于线性变换不改变系统的特征根，故有$|sE-A_n|=|sE-(A+BL)|\cdot|sE-(A-GC)|$，此式表明

由观测器构成的状态反馈的闭环系统的极点，由直接状态反馈的极点和状态观测器的极点组成，只要原系统完全能观能控，状态反馈阵与观测器可以独立进行设计。

4． **已知线性控制系统的结果图如下图所示，T=0.1，J=0.01，$K_1=10$为给定系统参数，定义系统误差为$e(t)=r(t)-c(t)$。**



图

(1)当$r(t)=t(t>0),n(t)=0$时，说明 K 和K_t值如何影响 e(t)的稳态值；

(2)令$r(t)=0$,当干扰输入信号 n(t)为单位阶跃信号时，说明 K 和K_1的值如何影响 c(t)的稳态值；

(3)若在(2)的条件下再令$K_t=0.01$，求此时 c(t)的稳态值和最小值，以及取得最小值时对应的 K 值，从暂态响应角度分析，系统是否能够在此 K 值下运行，说明原因。

【答案】(1)当$n(t)=0$时，系统的开环传递函数为

$$G(s)=\frac{K\frac{K_1}{1+Ts}\frac{1}{Js^2}}{1+\frac{K_1}{1+Ts}\frac{1}{Js^2}K_ts}=\frac{KK_1}{Js^2(Ts+1)+K_1K_ts}=\frac{KK_1}{JTs^3+Js^2+K_1K_ts}$$

系统的闭环传递函数为

$$\Phi(s)=\frac{G(s)}{1+G(s)}=\frac{KK_1}{JTs^3+Js^2+K_1K_ts+KK_1}$$

$K_p=\lim_{s\to0}G(s)=\frac{K}{K_t},e(\infty)=\frac{1}{K_p}=\frac{K_t}{K}$，故$K_t$和 K 比值越大，稳态误差越大。

(2)由图可以得到

$$\frac{C(s)}{N(s)}=\frac{\frac{1}{Js^2}\cdot1}{1+\frac{KK_1}{Js^2(Ts+1)}+\frac{K_1}{Ts+1}\frac{1}{Js^2}K_ts}=\frac{Ts+1}{JTs^3+Js^2+K_1K_ts+KK_1}$$

$$N(s)=\frac{1}{s},c(\infty)=\lim_{s\to0}\frac{C(s)}{N(s)}N(s)=\lim_{s\to0}s\cdot\frac{1}{s}\cdot\frac{Ts+1}{JTs^3+Js^2+K_1K_ts+KK_1}=\frac{1}{KK_1}$$

即KK_1值越大，输出稳态值越小。

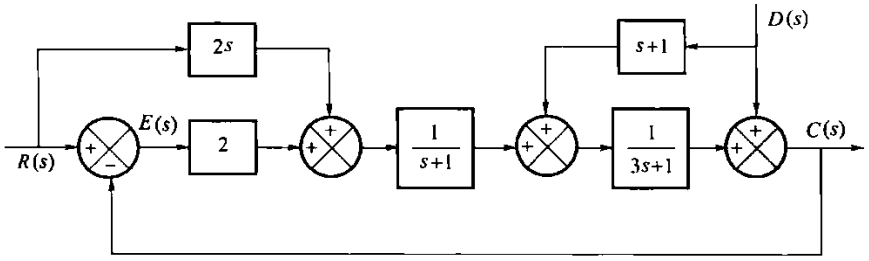
(3)$K_t=0.01$，得到$c(\infty)=\frac{1}{0.01K}=\frac{100}{K}$

$$\frac{C(s)}{N(s)}=\frac{Ts+1}{JTs^3+Js^2+K_1K_ts+KK_1}$$

代入数值可以得到

$$\frac{C(s)}{N(s)}=\frac{Ts+1}{JTs^3+Js^2+K_1K_ts+KK_1}=\frac{100(s+10)}{s^3+10s^2+100s+10000K}$$

5. **已知系统的结构图如下图所示，求$C(s)/D(s)$，$E(s)/R(s)$。**



图

【答案】应用线性叠加原理，在求$C(s)/D(s)$时，令$R(s)=0$；求$E(s)/R(s)$时，令$D(s)=0$。

求$C(s)/D(s)$，令$R(s)=0$。结构图可变换为图 1。

传递函数为

$$\frac{C(s)}{D(s)}=\left(1+\frac{s+1}{3s+1}\right)\times\frac{1}{1+\frac{2}{s+1}\times\frac{1}{3s+1}}=\frac{(s+1)(4s+2)}{(s+1)(3s+1)+2}$$

求$E(s)/R(s)$，令$D(s)=0$。$E(s)=R(s)-C(s)$，可先求$C(s)/R(s)$，结构图可变换为图 2。

$$\frac{C(s)}{R(s)}=(1+2s)\times\frac{\frac{2}{s+1}\times\frac{1}{3s+1}}{1+\frac{2}{s+1}\times\frac{1}{3s+1}}=\frac{2(1+2s)}{(s+1)(3s+1)+2}$$

则

$$E(s)=R(s)-C(s)$$

$$\frac{E(s)}{R(s)}=1-\frac{C(s)}{R(s)}=1-\frac{2(1+2s)}{(s+1)(3s+1)+2}=\frac{3s^2+1}{(s+1)(3s+1)+2}$$

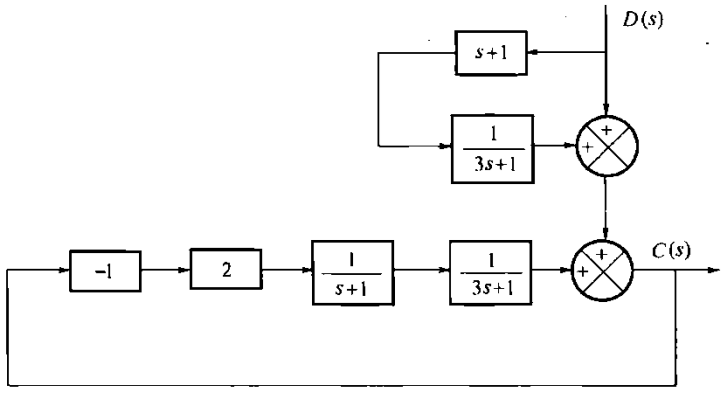


图 1

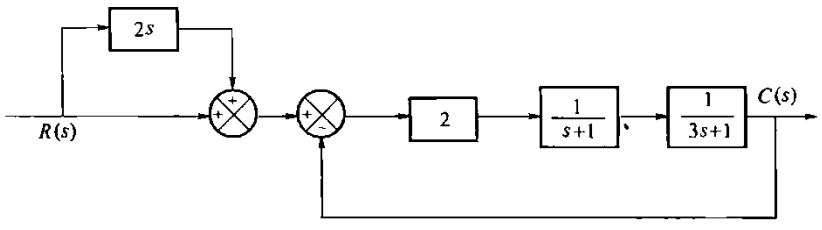


图 2

6. **设控制系统的状态方程为**

$$\dot{x}=\begin{bmatrix}-1 & -2\\ 1 & -4\end{bmatrix}x$$

(1)求系统的状态转移矩阵；

(2)使用李雅普诺夫第二法判别系统的稳定性。

【答案】(1)由题意，

$$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}-1 & -2\\ 1 & -4\end{bmatrix}$$

$$\mathrm{e}^{\boldsymbol{A}t}=L^{-1}[(s\boldsymbol{E}-\boldsymbol{A})]^{-1}=L^{-1}\left(\begin{bmatrix}s+1 & 2\\ -1 & s+4\end{bmatrix}^{-1}\right)=L^{-1}\left(\begin{bmatrix}\frac{2}{s+2}-\frac{1}{s+3} & -\frac{2}{s+2}+\frac{2}{s+3}\\ \frac{1}{s+2}-\frac{1}{s+3} & -\frac{1}{s+2}+\frac{2}{s+3}\end{bmatrix}\right)$$

$$=\begin{bmatrix}2\mathrm{e}^{-2t}-\mathrm{e}^{-3t} & -2\mathrm{e}^{-2t}+2\mathrm{e}^{-3t}\\ \mathrm{e}^{-2t}-\mathrm{e}^{-3t} & -\mathrm{e}^{-2t}+2\mathrm{e}^{-3t}\end{bmatrix}$$

(2)显然，原点$x=0$是系统的一个平衡状态。设李雅普诺夫函数为$V(x)=x^{\mathrm{T}}Qx$，其中 Q 由方程$\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}+\boldsymbol{Q}\boldsymbol{A}=-E_2$确定，其中$E_2$为二阶单位矩阵。

设$\boldsymbol{Q}=\begin{bmatrix}q_{11} & q_{12}\\ q_{21} & q_{22}\end{bmatrix}$，代入上述方程可以得到

$$\begin{bmatrix}-1 & 1\\ -2 & -4\end{bmatrix}\begin{bmatrix}q_{11} & q_{12}\\ q_{21} & q_{22}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}q_{11} & q_{12}\\ q_{21} & q_{22}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}-1 & -2\\ 1 & -4\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-1 & 0\\ 0 & -1\end{bmatrix}$$

整理得

$$\begin{cases}-2q_{11}+2q_{12}=-1\\ -2q_{11}-5q_{12}+q_{22}=0\\ -4q_{12}-8q_{22}=-1\end{cases}$$

解得

$$q_{11}=\frac{23}{60},q_{12}=q_{21}=-\frac{7}{60},q_{22}=\frac{11}{60}$$

于是

$$\boldsymbol{Q}=\begin{bmatrix}q_{11} & q_{12}\\ q_{21} & q_{22}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\frac{23}{60} & -\frac{7}{60}\\ -\frac{7}{60} & \frac{11}{60}\end{bmatrix}$$

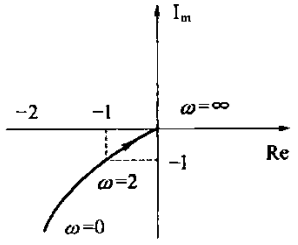
$$\Delta_1=|q_{11}|=\frac{23}{60}>0,\Delta_2=\begin{vmatrix}q_{11} & q_{12}\\ q_{21} & q_{22}\end{vmatrix}=\begin{vmatrix}\frac{23}{60} & -\frac{7}{60}\\ -\frac{7}{60} & \frac{11}{60}\end{vmatrix}=\frac{17}{5}>0$$

Q 正定，系统在$x=0$是渐近稳定的，其中李雅普诺夫函数为

$$V(x)=x^{\mathrm{T}}Qx=\begin{bmatrix}x_1 & x_2\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\frac{23}{60} & -\frac{7}{60}\\ -\frac{7}{60} & \frac{11}{60}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\ x_2\end{bmatrix}=\frac{1}{60}(23x_1^2-14x_1x_2+11x_2^2)$$

$$\dot{V}(x)=-x_1^2-x_2^2$$

7. **已知某系统的开环传递函数为$GH_1(s)\mathrm{e}^{-\tau s}$，二阶环节$GH_1(\mathrm{j}\omega)$曲线如下图所示，试判断该系统的闭环稳定性。**



图

【答案】$GH_1=\dfrac{K}{s(Ts+1)}$

当$\omega=2$时，$\angle GH_1=-135°$，$|GH_1|=\sqrt{2}$；则

$$\angle\frac{1}{Ts+1}\bigg|_{s=j2}=-45°,T=\frac{1}{2}=0.5,|GH_1|_{\omega=2}=\frac{K}{2\sqrt{1+(T\omega)^2}}=\frac{K}{2\sqrt{2}}=\sqrt{2},K=4$$

令$\dfrac{4}{\omega\sqrt{(1+0.25\omega^2)}}=1$，得$\omega_c=2.5$，此时

$$\angle GH_1(j\omega)|_{\omega_c=2.5}=-90°-\arctan(0.5\times2.5)=-141.3°$$

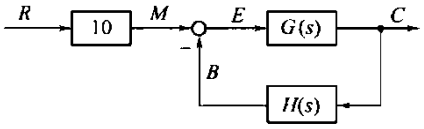
若$-57.3\tau\omega_c=-38.7°$，本系统处于临界稳定状态，即$GH_1(s)e^{-\tau s}$恰好其幅相曲线过(-1，j0)点，故$0\leqslant\tau<0.27$。

8. **如图所示，已知$G(s)$和$H(s)$两方框相对应的微分方程分别是**

$$6\frac{dc(t)}{dt}+10c(t)=20e(t)$$

$$20\frac{db(t)}{dt}+5b(t)=10c(t)$$

且初始条件均为零，试求传递函数$C(s)/R(s)$及$E(s)/R(s)$。



图

【答案】对题设所给的微分方程两边同时进行拉普拉斯变换，由于初始条件均为零，所以有

$$\begin{cases}6sC(s)+10C(s)=20E(s)\\20sB(s)+5B(s)=10C(s)\end{cases}$$

由上式可得

$$G(s)=\frac{C(s)}{E(s)}=\frac{20}{6s+10}=\frac{10}{3s+5}$$

$$H(s)=\frac{B(s)}{C(s)}=\frac{10}{20s+5}=\frac{2}{4s+1}$$

由系统的方框图可得

$$\Phi(s)=\frac{C(s)}{R(s)}=\frac{10G(s)}{1+G(s)H(s)}$$

将$G(s)$和$H(s)$代入得

$$\Phi(s)=\frac{C(s)}{R(s)}=\frac{10\cdot\dfrac{10}{3s+5}}{1+\dfrac{10}{3s+5}\cdot\dfrac{2}{4s+1}}=\frac{100(4s+1)}{12s^2+23s+25}$$

又

$$E(s)=M(s)-B(s)=10R(s)-H(s)C(s)=[10-H(s)\Phi(s)]R(s)$$

则

$$\Phi_e(s)=\frac{E(s)}{R(s)}=10-H(s)\Phi(s)=10-\frac{2}{4s+1}\cdot\frac{100(4s+1)}{12s^2+23s+25}$$

$$=\frac{10(12s^2+23s+5)}{12s^2+23s+25}$$

所以传递函数$C(s)/R(s)$和$E(s)/R(s)$分别为

$$\Phi(s)=\frac{C(s)}{R(s)}=\frac{100(4s+1)}{12s^2+23s+25}$$

$$\Phi_e(s)=\frac{E(s)}{R(s)}=\frac{10(12s^2+23s+5)}{12s^2+23s+25}$$

9. **单位负反馈系统的开环传递函数为:** $G(s)=\frac{K(s+1)}{s^2(0.1s+1)}$

(1)根据对数渐近幅频特性曲线确定 K 值，使系统有最大相位稳定裕度。并求出最大相位稳定裕度。要求绘制这时系统的开环对数幅频渐近曲线和相频曲线；

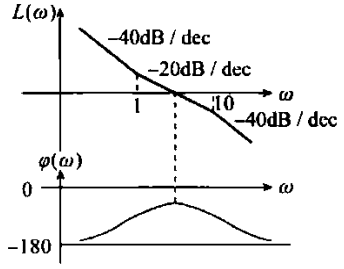
(2)在上述 K 值下，求系统在控制输入 $r(t)=0.5t^2\times 1(t)$作用下的稳态误差；若要求减小此项稳态误差，又要保持最大相位稳定裕度不变，应采用何种串联校正环节？并简述设计该校正环节的主要步骤。(误差的定义为输出 c(t)减去输入 r(t))

【答案】(1)由题意$G(s)=\frac{K(s+1)}{s^2(0.1s+1)}$，设其剪切频率为 ω_c，则其相角裕度为

$$\gamma=180^\circ-180^\circ+\arctan\omega_c-\arctan\frac{\omega_c}{10}=\arctan\omega_c-\arctan\frac{\omega_c}{10}$$

$$\tan\gamma=\frac{\omega_c-0.1\omega_c}{1+\omega_c\times 0.1\omega_c}=\frac{9\omega_c}{10+\omega_c^2}=\frac{9}{\omega_c+\frac{10}{\omega_c}}\leqslant\frac{9}{2\sqrt{10}}$$

等号成立时 $\omega_c=\frac{10}{\omega_c}$，故当 $\omega_c=\sqrt{10}\approx 3.16$时，$\gamma_{max}=\arctan\frac{9}{2\sqrt{10}}\approx 55^\circ$，由 Bode 图$\omega_c=\sqrt{10}\approx 3.16$正为中频段的中点，由$20\lg K-20\lg\frac{\omega_c}{1}=0$可以得到$K=\omega_c=\sqrt{10}$，$G(s)=\frac{\sqrt{10}(s+1)}{s^2(0.1s+1)}$，系统的开环对数幅频渐近曲线和相频曲线如下图所示。



图

(2)$G(s)=\frac{\sqrt{10}(s+1)}{s^2(0.1s+1)}$，$K_a=\lim_{s\to 0}s^2G(s)=\lim_{s\to 0}s^2\frac{\sqrt{10}(s+1)}{s^2(0.1s+1)}=\sqrt{10}$，$e_{ss}=\frac{1}{K_a}=\frac{1}{\sqrt{10}}$

要减小此项误差，需要增大K_a，而又要保持最大相位稳定裕度不变，应该保持系统的中频段基本不变，可采用串联滞后校正环节，设其传递函数为$G_c(s)=K_c\frac{Ts+1}{\alpha Ts+1}(\alpha>1)$，其设计步骤如下:

①按照系统期望的有关加速度误差的要求，计算出串联校正增益K_c；

②为了减小滞后环节的滞后特性对原系统的影响，取$\frac{1}{T}\leqslant\frac{1}{10}\omega_c$；

③验证校正后系统的性能指标是否满足要求。

10. **给定系统**$\dot{x}=\begin{bmatrix}-2&2&-1\\0&-2&0\\1&-4&0\end{bmatrix}x+\begin{bmatrix}0\\0\\1\end{bmatrix}u$，$y=[0\quad 1\quad 0]x$

(1)问系统是否完全可控？若完全可控，则化成一种可控标准形；若不完全可控，则分离可控制和不可控子空间；

(2)设计状态反馈使闭环系统极点为-2,-3 和-4。

又问，一个不完全可控对象能用状态反馈镇定的条件是什么？

【答案】(1)由题意

$$M=[b\quad Ab\quad A^2b]=\begin{bmatrix}0&-1&2\\0&0&0\\1&0&-1\end{bmatrix},\text{rank}(M)=2$$

故系统不完全可控，按能控性进行分解。

取 $\boldsymbol{T}=\begin{bmatrix}0&-1&0\\0&0&1\\1&0&0\end{bmatrix}$，$\boldsymbol{T}^{-1}=\begin{bmatrix}0&0&1\\-1&0&0\\0&1&0\end{bmatrix}$，$\boldsymbol{A}_n=\boldsymbol{T}^{-1}\boldsymbol{A}\boldsymbol{T}=\begin{bmatrix}0&-1&-4\\1&-2&-2\\0&0&-2\end{bmatrix}$，$b_n=\boldsymbol{T}^{-1}b=\begin{bmatrix}1\\0\\0\end{bmatrix}$

$c_n=c\boldsymbol{T}=[0\quad 0\quad 1]$，变换后新的状态空间表达式为

$$\begin{bmatrix}\dot{x}_{1n}\\\dot{x}_{2n}\\\dot{x}_{3n}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0&-1&-4\\1&-2&-2\\0&0&-2\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_{1n}\\x_{2n}\\x_{3n}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}1\\0\\0\end{bmatrix}u,\ y=[0\quad 0\quad 1]\begin{bmatrix}x_{1n}\\x_{2n}\\x_{3n}\end{bmatrix}$$

可见分解后在新的基下的能控子系统为

$$\begin{pmatrix}\dot{x}_{1n}\\\dot{x}_{2n}\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}0&-1\\1&-2\end{pmatrix}\begin{pmatrix}x_{1n}\\x_{2n}\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}-4\\-2\end{pmatrix}x_{3n}+\begin{pmatrix}1\\0\end{pmatrix}u,\ y=0$$

在新的基下的不能控子系统为：$\dot{x}_{3n}=-2x_{3n}$，$y=x_{3n}$

(2)设状态反馈为$\boldsymbol{K}=[k_1\quad k_2\quad k_3]$，由$\dot{x}=(\boldsymbol{A}-b\boldsymbol{K})x+bu$，$|\lambda\boldsymbol{E}-(\boldsymbol{A}-b\boldsymbol{K})|=0$得

$$\lambda_3+(k_3+4)\lambda^2+(-k_1+4k_3+5)\lambda-2k_1+4k_3+2=0$$

期望的特征多项式为

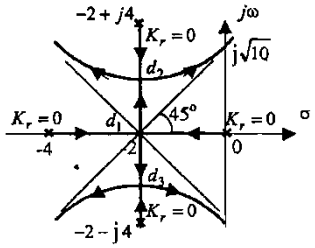
$$f(\lambda)=(\lambda+2)(\lambda+3)(\lambda+4)=\lambda^3+9\lambda^2+26\lambda+24=0$$

对照可以得到

$$\begin{cases}k_3+4=9\\-k_1+4k_3+5=26\\-2k_1+4k_3+2=24\end{cases}$$，得到$\begin{cases}k_1=-1\\k_3=5\end{cases}$，$k_2$为任意数。

(3)系统采用状态反馈能镇定的充分必要条件是其不能控子系统为渐近稳定。

11．**已知系统的特征方程$s(s+4)(s+4s+20)+K_r=0$，试求这个系统在$0<K_r<\infty$时的根轨迹，并从根轨迹上计算使系统稳定的K_r的范围。**



根轨迹图

【答案】由特征方程可知系统的开环传递函数

$$G(s)H(s)=\frac{K_r}{s(s+4)(s^2+4s+20)}$$

(1)根轨迹起始于开环极点$0,-4,-2+j4,-2-j4$，终止于 4 个无限零点(无有限零点)。

(2)有 n=4 条根轨迹分支。

(3)实轴上的根轨迹区间为$[-4,0]$。

(4)根轨迹的渐近线有$n-m=4$条，与实轴的交点为

$$\sigma_a=\frac{-4-2+j4-2-j4}{4}=-2$$

渐近线与实轴的交角

$$\theta_a=\frac{(2k+1)\pi}{n-m}=\frac{(2k+1)180^\circ}{4}=\begin{cases}45^\circ & (k=0)\\135^\circ & (k=1)\\225^\circ & (k=2)\\315^\circ & (k=3)\end{cases}$$

(5)分离点与分离角的确定，由特征方程分离出K_r，求导数

$$\frac{dK_r}{ds} = -(s^3 + 6s^2 + 18s + 20) = 0$$

$$s^3 + 6s^2 + 18s + 20 = 0$$

根据根轨迹的对称性，可以判断一个分离点$d_1 = 2$，于是上式可以分解成

$$(s+2)(s^2 + 4s + 10) = 0$$

$$s^2 + 4s + 10 = 0$$

求解上式，得另外两个分离点

$$d_2 = -2 + j2.45$$

$$d_3 = -2 - j2.45$$

分离角θ_d可用相应公式计算，

$$\theta_d = \frac{(2k+1)\pi}{l} = \frac{(2k+1)180^\circ}{2}$$

$$\theta_d = 90^\circ (\text{取 } k = 0 \text{ 时})$$

(6)根轨迹的出射角，按相应公式计算为

$$\begin{cases} \theta_{p1} = -90^\circ \\ \theta_{p2} = +90^\circ \end{cases}$$

(7)确定根轨迹与虚轴的交点;闭环特征方程为

$$s^4 + 8s^3 + 36s^2 + 80s + K_r = 0$$

列劳斯表

s^4	1	36	K_r
s^3	8	80	
s^2	26	K_r	
s^1	$\frac{26\times 80 - 8K_r}{26}$	0	
s^0	K_r		

$K_r = 260$时，劳斯表中出现全零行，辅助方程为

$$26s^2 + K_r = 26s^2 + 260 = 0$$

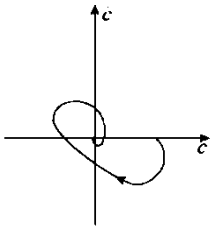
解得根轨迹与虚轴交点$s_{1,2} = \pm j\sqrt{10}, \omega = \pm\sqrt{10}$对应临界稳定状态。若使系统稳定，劳斯表第一列各项必须大于零，因此

$$0 < K_r < 260 \text{ 或开环增益 } 0 < K < 3.25 \ (K = K_r/80)$$

三、简答题

12．**已知线性二阶系统的微分方程为$\ddot{c} + \dot{c} + c = 0, \dot{c}(0) = 0, c(0) = 1$，画出系统相轨迹的大致图形。**

【答案】由$\ddot{c} + \dot{c} + c = 0$，特征方程为$\lambda^2 + \lambda + 1 = 0$，$\lambda_{1,2} = -\frac{1}{2} \pm \frac{\sqrt{3}}{2}j$，奇点为稳定焦点，相轨迹为螺旋线，由$\ddot{c} = \dot{c}\frac{d\dot{c}}{dc}$，代入可以得到$\frac{d\dot{c}}{dc} = -\frac{\dot{c} + c}{\dot{c}}$，于是奇点为(0,0)，令$\frac{d\dot{c}}{dc} = -\frac{\dot{c} + c}{\dot{c}} = \alpha$，得等倾线方程为$\dot{c} = -\frac{1}{1+\alpha}c$，由$\dot{c}(0) = 0, c(0) = 1$，使用等倾线法得到系统的相轨迹如下图所示:



图

13．**什么是系统的频率响应？根据频率响应的基本定义，说明如何通过实验获得系统的频率特性。**

【答案】系统的频率响应为当系统输入正弦信号时，系统的输出正弦信号稳态值与输入的正弦信号的复数比，得到的复数的幅值与输入正弦信号的频率的关系成为幅值特性，相角与频率的关系称为相频特性实验中，连续输入不同频率得正弦信号，得到幅值和相角随输入正弦信号的频率变化关系，即得到系统的频率特性。

【强化】2024年兰州理工大学081103系统工程《835自动控制原理之自动控制原理》考研强化模考5套卷（二）

说明：本书按照考试大纲、历年真题、指定参考书等公开信息潜心整理编写，由学长严格审核校对，仅供考研备考使用，与目标学校及研究生院官方无关，如有侵权请联系我们立即处理。

一、选择题

1．**某系统的结构如图所示，当输入信号r(t)=2sint时，_____。**

A.系统的闭环频率特性$\varphi(j\omega)=\frac{1}{j\omega}$

B.系统的闭环频率特性$\varphi(j\omega)=\frac{1}{j\omega+1}$

C.系统的稳态输出$c(t)=\sqrt{2}\sin(t-45°)$

D.系统的稳态输出$c(t)=\sqrt{2}\sin(t-90°)$

E.系统的稳态输出$c(t)=\frac{\sqrt{2}}{2}\sin(t-45°)$

【答案】C

【解析】$\Phi(s)=\frac{C(s)}{R(s)}=\frac{\frac{1}{s}}{1+\frac{1}{s}}=\frac{1}{s+1}$，$\Phi(j\omega)=\frac{1}{\sqrt{1+\omega^2}}\angle-\arctan\omega$，当$\omega=1$时，代入可以得到$\Phi(j\omega)|_{\omega=1}=\frac{1}{\sqrt{2}}\angle-45°$，由频率特性$c(t)=\sqrt{2}\sin(t-45°)$，故选择C。

得到$CL=\frac{1}{100}$，$RC=\frac{1}{10}$，于是$\frac{U_2(s)}{U_1(s)}=\frac{1}{\frac{1}{100}s^2+\frac{1}{10}s+1}=\frac{100}{s^2+10s+100}$。

二、分析计算题

2．**某正反馈系统的结构图如图1所示**

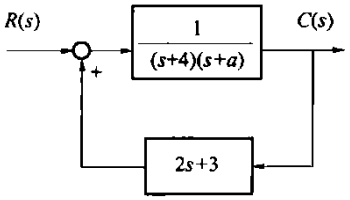


图1

(1)绘制参数a从0→∞变化的根轨迹。

(2)当系统稳定的情况下，求阻尼比最小时的闭环传递函数。

【答案】特征方程为

$$1-\frac{2s+3}{(s+4)(s+a)}=0$$

化成标准型得

$$1+\frac{a(s+4)}{(s+3)(s-1)}=0$$

等效开环传递函数为

$$G(s)=\frac{a(s+4)}{(s+3)(s-1)}$$

分离点：

$$\frac{1}{d+3}+\frac{1}{d-1}=\frac{1}{d+4}$$求得$d=-4\pm\sqrt{5}$，

复平面的根轨迹如图 2：

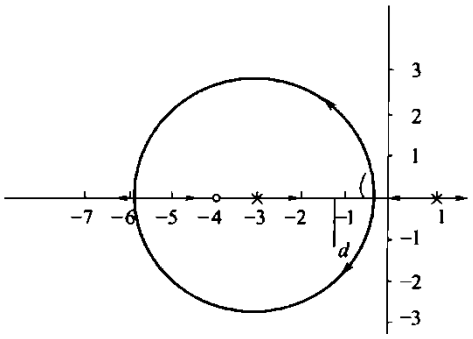


图 2

(2)阻尼角 $\beta=\arcsin\frac{\sqrt{5}}{4}=34^{\circ}$，设 $\alpha=90^{\circ}-\beta=56^{\circ}$，阻尼比最小的极点为 $s=j\sqrt{5}\sin\alpha+(\sqrt{5}\cos\alpha-4)=j1.85-2.75$，极点代入特征方程解得 $a=3.5$，则闭环传递函数为 $\Phi(s)=\frac{1}{s^2+5.5s+11}$。

3. **被控系统的状态方程为**

$$\dot{x}=\begin{bmatrix}0&1&0\\0&-1&1\\0&-1&10\end{bmatrix}x+\begin{bmatrix}0\\0\\10\end{bmatrix}u$$

判断能否使用状态反馈实现闭环极点的任意配置。若能，设计状态反馈阵 K，使闭环极点为-10，$-1\pm\sqrt{3}$j。

【答案】系统是否能够通过状态反馈进行极点任意配置是由系统的能控性决定的。

$$M=[b\quad Ab\quad A^2b]=\begin{bmatrix}0&0&10\\0&10&90\\10&100&990\end{bmatrix}$$

$\mathrm{rank}(M)=3$，系统完全能控，故可以通过状态反馈实现闭环极点的任意配置。

取状态反馈控制规律为

$$u=v-kx,k=[k_1\quad k_2\quad k_3]$$

状态反馈后系统的状态空间表达式为

$$\dot{x}=(A-bK)x+bv=A_nx+bv$$

其特征多项式为

$$f(\lambda)=|\lambda E-(A-bK)|=\lambda^3+(10k_3-9)\lambda^2+(10k_2+10k_3-9)\lambda+10k_1=0$$

期望的特征多项式为

$$f^*(\lambda)=(\lambda+10)(\lambda+1-\sqrt{3}\mathrm{j})(\lambda+1+\sqrt{3}\mathrm{j})=\lambda^3+12\lambda^2+24\lambda+40=0$$

对照可以得到

$$\begin{cases}10k_3-9=12\\10k_2+10k_3-9=24\\10k_1=40\end{cases}$$

4. **求下列函数的拉普拉斯变换$F(s)$:**

$$f(t)=\begin{cases}0, & t<0\\ \dfrac{1}{a^2}, & 0<t<a\\ -\dfrac{1}{a^2}, & a<t<2a\\ 0, & t>2a\end{cases}$$

并求当$a\to 0$时$F(s)$的极限值。

【答案】$$F(s)=\mathscr{L}[f(t)]=\int_0^{+\infty}f(t)e^{-st}dt=\int_0^a\frac{1}{a^2}e^{-st}dt-\int_a^{2a}\frac{1}{a^2}e^{-st}dt$$

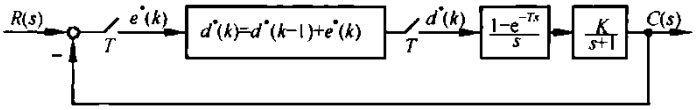
$$=\frac{1}{a^2s}(e^{-0s}-e^{-as})-\frac{1}{a^2s}(e^{-as}-e^{-2as})$$

$$=\frac{1-2e^{-as}+e^{-2as}}{a^2s}$$

$$\lim_{a\to 0}F(s)=\lim_{a\to 0}\frac{1-2e^{-as}+e^{-2as}}{a^2s}=\lim_{a\to 0}\frac{2se^{-as}-2se^{-2as}}{2as}$$

$$=\lim_{a\to 0}\frac{-2s^2e^{-as}+4s^2e^{-2as}}{2s}=s$$

5. **已知采样系统结构如下图所示。试确定增益 K 的取值范围，使系统在单位斜坡输入信号作用下的稳态误差$|e_{ss}(\infty)|\leqslant\varepsilon$，并确定 K 与采样周期 T 及指定误差界$\varepsilon$之间的关系。**



图—采样系统结构图

常用函数的拉氏变换与 z 变换如下表所示。

常用函数	$e^{-aT}\cdot 1(t)$	$te^{-aT}\cdot 1(t)$	$\delta(t-a)$
拉氏变换	$\dfrac{1}{s+a}$	$\dfrac{1}{(s+a)^2}$	e^{-as}
z 变换	$\dfrac{z}{z-e^{-aT}}$	$\dfrac{Tze^{-aT}}{(z-e^{-aT})^2}$	z^{-aT}

表—常用函数的拉氏变换与 z 变换

【答案】由于系统稳定是求取稳态误差的前提，故应先分析系统稳定性。为此需求出系统的闭环特征方程。

(1)求闭环特征方程：由上图,令

$$G_1(s)=\frac{K(1-e^{-Ts})}{s(s+1)}$$

求出

$$G_1(z)=K(1-z^{-1})\mathscr{Z}\left[\frac{1}{s(s+1)}\right]=K(1-z^{-1})\mathscr{Z}\left[\frac{1}{s}-\frac{1}{s+1}\right]$$

$$=K(1-z^{-1})\left(\frac{z}{z-1}-\frac{z}{z-e^{-T}}\right)=\frac{K(1-e^{-T})}{z-e^{-T}}$$

因为$d^*(k)=d^*(k-1)+e^*(k)$

取 z 变换得$(1-z^{-1})d(z)=e(z)$

求出$D(z)=\dfrac{d(z)}{e(z)}=\dfrac{z}{z-1}$

于是开环脉冲传递函数为

$$G(z)=D(z)G_1(z)=\frac{Kz(1-e^{-T})}{(z-1)(z-e^{-T})}=\frac{Kz(1-e^{-T})}{z^2-(1+e^{-T})z+e^{-T}}$$

得闭环脉冲传递函数为

$$\Phi(z)=\frac{G(z)}{1+G(z)}=\frac{Kz(1-e^{-T})}{z^2+[K(1-e^{-T})-(1+e^{-T})]z+e^{-T}}$$

从而闭环特征方程为

$$z^2+[K(1-e^{-T})-(1+e^{-T})]z+e^{-T}=0$$

若令 $a=K(1-e^{-T})-(1+e^{-T})$

则有

$$z^2+az+e^{-T}=0$$

(2)求使系统稳定的 K 值:令 $z=\frac{w+1}{w-1}$，代入特征方程，整理后得

$$(1+a+e^{-T})w^2+(2-2e^{-T})w+(1-a+e^{-T})=0$$

显然，使系统稳定的充分必要条件为

$$1+a+e^{-T}>0,\quad 2-2e^{-T}>0,\quad 1-a+e^{-T}>0$$

故应有 $-1-e^{-T}<a<1+e^{-T}$

代入 a 表达式，整理得

$$0<K<\frac{2(1+e^{-T})}{1-e^{-T}}$$

(3)求满足误差界要求的 K 值:因静态速度误差系数

$$K_v=\lim_{z\to 1}(z-1)G(z)=\lim_{z\to 1}(z-1)\frac{Kz(1-e^{-T})}{(z-1)(z-e^{-T})}=K$$

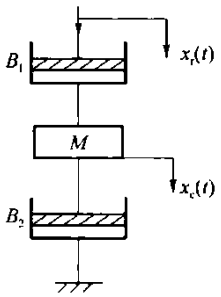
稳态误差 $e_{ss}(\infty)=\frac{T}{K_v}=\frac{T}{K}\leqslant\epsilon$

故求出 $K\geqslant\frac{T}{\epsilon}$

因而，满足题意要求的增益范围为

$$\frac{T}{\epsilon}\leqslant K<\frac{2(1+e^{-T})}{1-e^{-T}}$$

6. **忽略重力作用，求 $\frac{X_c(s)}{X_r(s)}=?$(如下图)**



图

【答案】 $\begin{cases}\text{上部}: f(t)=B_1(\dot{x}_r-\dot{x}_c)\\ \text{下部}: f(t)-B_2\dot{x}_c=m\ddot{x}_c\end{cases}\quad\therefore B_1(\dot{x}_r-x_c)-B_2\dot{x}_c=m\ddot{x}_c$

零初始条件下，拉普拉斯变换

$$\begin{cases}F(s)=B_1s[X_r(s)-X_c(s)]\\ F(s)-B_2sX_c(s)=ms^2X_c(s)\end{cases}$$

$$B_1s[X_r(s)-X_c(s)]-B_2sX_c(s)=ms^2X_c(s)$$

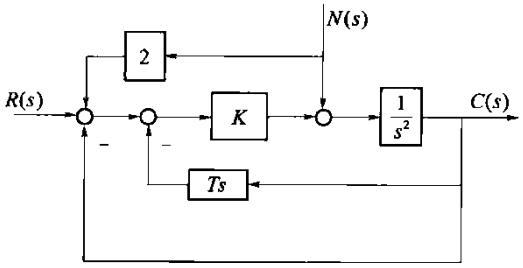
$$B_1sX_r(s)=X_c(s)[B_1s+B_2s+ms^2]$$

$$\frac{X_c(s)}{X_r(s)}=\frac{B_1s}{s[ms+B_1+B_2]}$$

7. **某控制系统结构图如下图所示，当扰动 n(t)=0,输入 r(t)=1(t)时，系统超调量$\sigma\%=20\%$，调节时间$t_s=1s$ (取$\Delta=5\%$)。**

(1)试确定结构参数 K 和 T 的值；

(2)当$r(t)=t, n(t)=1(t)$时，求系统的稳态误差。



图

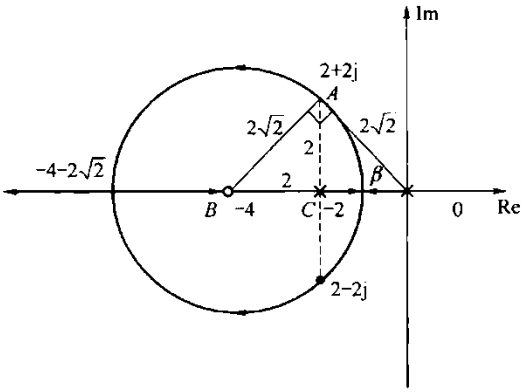
【答案】(1)n(t)=0 时,闭环传递函数$\phi(s)=\frac{K}{s^2+KTs+K}$，由$\sigma\%=20\%$，解出$\xi=0.46$。由$t_s=\frac{3.5}{\omega_n\xi}=1$，解出$\omega_n=7.6$。由$K=\omega_n^2$，求出 K=57.9。又$2\xi\omega_n=KT$，T=0.12。

(2)当 r(t)=t 时，开环传递函数$G(s)=\frac{K}{s(s+KT)}, K_v=\lim_{s\to0}sG(s)=\frac{1}{T}, e_{ss1}=\frac{1}{K_v}=0.12$。

当 n(t)=1(t)时，$\phi_{en}(s)=\frac{2K+1}{s^2+KTs+K}, c_{ss}=\lim_{s\to0}s\phi_{en}(s)N(s)=\frac{2K+1}{K}=2.02, e_{ss2}=-2.02$,故而系统的稳态误差为$e_{ss}=0.12-2.02=-1.9$。

8. **单位反馈系统的开环传递函数$G(s)=\frac{K(s+4)}{s(s+2)}$，请画出系统根轨迹，求阻尼比最小时的 K 值和此时的闭环传递函数。**

【答案】(1)开环传函$G_K(s)=\frac{K(s+4)}{s(s+2)}$，起终点$p_1=0, p_2=-2, z_1=-4$，如图所示。



图

实轴上的根轨迹$(-\infty,-4],[-2,0]$。

系统在复平面上的根轨迹为圆，圆心(-4,0),半径$\sqrt{(-4-0)(-4+2)}=2\sqrt{2}$。

分会点：$\frac{1}{s}+\frac{1}{s+2}=\frac{1}{s+4}\Rightarrow s^2+8s+8=0\Rightarrow s_{1,2}=-4\pm2\sqrt{2}$。

(2)用几何法求阻尼比最小时的 K 值及闭环传递函数：

圆方程$(\sigma+4)^2+\beta^2=(2\sqrt{2})^2$作圆的切线。

$$AB=2\sqrt{2}, BO=4, AO^2=BO^2-AB^2=16-8=8, AO=2\sqrt{2}$$

∴高$AC=BC=2$，$s_{1,2}=-2\pm2j$对应ξ最小值，$\beta=45^\circ$，$\xi=\frac{\sqrt{2}}{2}$。

$$K=\left|\frac{s(s+2)}{s+4}\right|=\left|\frac{(-2+2j)(-2+2j+2)}{-2+2j+4}\right|=\frac{\sqrt{4+4}\times 2}{\sqrt{4+4}}=2$$

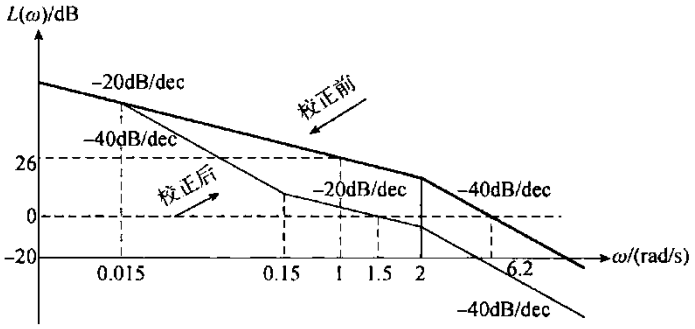
$$\Phi(s)=\frac{K(s+4)}{s(s+2)+K(s+4)}=\frac{2(s+4)}{s^2+4s+8}$$

9. **已知最小相位系统校正前和校正后的 Bode 图如下图所示。**

(1)写出校正前和校正后的系统的传递函数；

(2)计算校正前和校正后系统的相位裕度；

(3)写出校正装置的传递函数，并说明该校正装置在该系统中的作用。



图

【答案】(1)校正前系统的开环传递函数为

$$G(s)H(s)=\frac{20}{s(\frac{s}{2}+1)}$$

校正后系统的开环传递函数为

$$G(s)H(s)=\frac{20(\frac{s}{0.15}+1)}{s(\frac{s}{0.015}+1)(\frac{s}{2}+1)}$$

(2)校正前系统的剪切频率为$\omega_c=6.2$，相角裕度为$\gamma=180°-90°-\arctan\frac{6.2}{2}\approx 17.9°$

校正后系统的剪切频率为$\omega_c=1.5$，此时系统的相位裕度为

$$\gamma=180°+\arctan\frac{1.5}{0.15}-90°-\arctan\frac{1.5}{0.015}-\arctan\frac{1.5}{2}\approx 48°$$

(3)用校正后系统的开环传递函数除以校正前系统的开环传递函数得到校正装置的传递函数为

$$G_c(s)=\frac{\frac{s}{0.15}+1}{\frac{s}{0.015}+1}$$

为滞后校正装置，其能够降低剪切频率，从而增大幅角裕度。

10. **设有一倒摆装在只能沿 x 方向移动的小车上，如图 1 所示。图中，M 为小车质量，m 为摆的质量，l 为摆长，J 为摆的转动惯量。当小车收到外力$u(t)$作用时，如果摆的角位移$\varphi(t)$较小，试推导描述$\varphi(t)$的运动方程。**

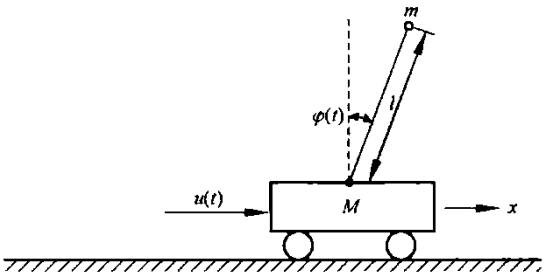


图 1

【答案】当小车在外力$u(t)$作用下产生位移 x(t)时，摆球的受力情况如图 2 所示。图中，mg 为重力，$m\ddot{x}(t)$为 x 方向的惯性力，$mg\sin\varphi(t)$为垂直于摆杆方向的重力分力。

显然，在 x 方向上，小车的惯性力为$M\ddot{x}(t)$，摆球产生的位移量为$x(t)+l\sin\varphi(t)$；在垂直于摆杆的方向上，摆球的转动惯性为$J\ddot{\varphi}(t)$，$m\ddot{x}(t)$的分力为$m\ddot{x}(t)\cos\varphi(t)$。

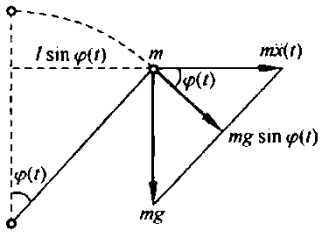


图 2

根据力的平衡原则，在 x 方向及垂直于摆杆的方向上，可以分别列出如下运动方程：

$$u(t)=M\frac{\mathrm{d}^2x(t)}{\mathrm{d}t^2}+m\left[\frac{\mathrm{d}^2x(t)}{\mathrm{d}t^2}+\frac{\mathrm{d}^2(l\sin\varphi(t))}{\mathrm{d}t^2}\right]$$

$$mg\sin\varphi(t)=J\frac{\mathrm{d}\varphi(t)}{\mathrm{d}t^2}+m\frac{\mathrm{d}^2x(t)}{\mathrm{d}t^2}\cos\varphi(t)$$

联立求解得

$$[(M+m)J-m^2l\cos^2\varphi(t)]\frac{\mathrm{d}^2\varphi(t)}{\mathrm{d}t^2}+m^2l\sin\varphi(t)\cos\varphi(t)\left[\frac{\mathrm{d}\varphi(t)}{\mathrm{d}t}\right]^2$$
$$-(M+m)mg\sin\varphi(t)+mu(t)\cos\varphi(t)=0$$

这是非线性运动微分方程，当$\varphi(t)$较小时，取

$$\sin\varphi(t)\approx\varphi(t),\quad \cos\varphi(t)\approx1$$

略去$\dot{\varphi}^2(t)$高次项，得如下线性运动微分方程：

$$[(M+m)J-m^2l]\frac{\mathrm{d}^2\varphi(t)}{\mathrm{d}t^2}-(M+m)mg\varphi(t)=-mu(t)$$

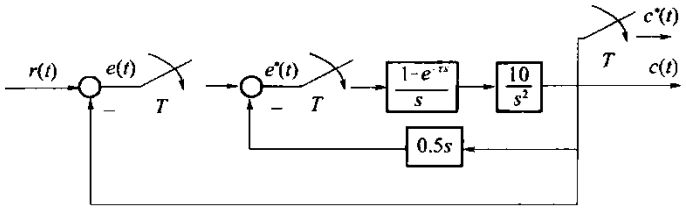
或写为

$$\left[ml-J\left(\frac{M}{m}+1\right)\right]\frac{\mathrm{d}^2\varphi(t)}{\mathrm{d}t^2}+(M+m)g\varphi(t)=u(t)$$

11．**离散系统结构图如图所示，采样周期 T=0.2s。**

(1)判断系统的稳定性；

(2)当$r(t)=t$时，求系统的稳态误差$e^*(\infty)$。



图

【答案】由图知

$$G(z)=\frac{C^*(z)}{E^*(z)}=\frac{Z\left[\frac{10(1-e^{-Ts})}{s^3}\right]}{1+Z\left[\frac{5s(1-e^{-Ts})}{s^3}\right]}=\frac{10(1-z^{-1})Z\left[\frac{1}{s^3}\right]}{1+5(1-z^{-1})Z\left[\frac{1}{s^2}\right]}$$

$$=\frac{5T^2(z+1)}{(z-1)(z-1+5T)}\xlongequal{T=0.2}\frac{0.2(z+1)}{z(z-1)}$$

$$\Phi_e(z)=\frac{E(z)}{R(z)}=\frac{1}{1+G(z)}=\frac{1}{1+\dfrac{0.2(z+1)}{z(z-1)}}=\frac{z(z-1)}{z^2-0.8z+0.2}$$

(1)判断稳定性

$$D(z)=z^2-0.8z+0.2$$

$$\left.\begin{aligned}&D(1)=1-0.8+0.2=0.4>0\\&D(-1)=1+0.8+0.2=2>0\\&|0.2|<|1|\end{aligned}\right\}\text{闭环系统稳定。}$$

(2) $$e^*(\infty)=\frac{TA}{K_v}$$

$$K_v=\lim_{z\to1}(z-1)G(z)=\lim_{z\to1}\frac{0.2(z+1)}{z}=0.4$$

所以

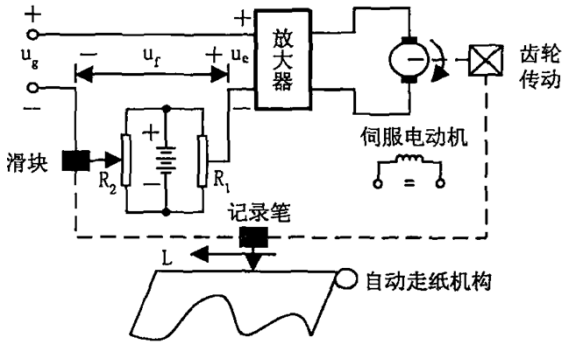
$$e^*(\infty)=\frac{0.2\times1}{0.4}=0.5$$

三、简答题

12．**试叙述主导极点的定义？**

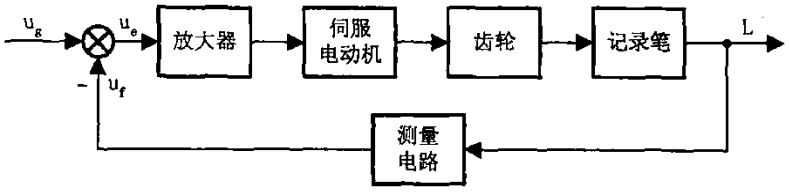
【答案】闭环主导极点是在系统动态响应中起主要作用的极点，如果某极点(或某对极点)到虚轴的距离不大于其他极点到虚轴距离的 1/5，而且其附近没有闭环零点，则该极点在系统的动态响应中起主导作用，称为闭环主导极点。

13．**下图所示为自动记录仪小功率随动系统的原理图。待记录电压为 u_g系统输入量，记录笔位移 L 为系统输出量。电位器R_1、R_2组成的桥式电路的输出 u_f反映记录笔的位移。试分析系统的工作原理并画出原理方框图。**



图

【答案】由题图知，桥式电路为测量元件，$u_e=u_g-u_f$为偏差信号。偏差信号经放大后驱动伺服电动机并经减速齿轮带动记录笔和电位器R_2的滑块移动。当 $u_g>u_f$时，偏差信号 u_e为正，记录笔正向移动(如向左移动)，同时R_2滑块移动结果使u_f增大，两者的偏差u_e减小；当$u_g<u_f$时，u_e为负，记录笔及R_2滑块均反向移动(如向右移动)，u_f减小，同样使两者偏差u_e的数值减小；当$u_g=u_f$时，$u_e=0$，记录笔及R_2滑块均停止移动。总之，该系统通过负反馈控制使记录笔的位移跟随输入信号变化而变化。系统的方框图如图所示。



图

【强化】2024年兰州理工大学081103系统工程《835自动控制原理之自动控制原理》考研强化模考5套卷（三）

说明：本书按照考试大纲、历年真题、指定参考书等公开信息潜心整理编写，由学长严格审核校对，仅供考研备考使用，与目标学校及研究生院官方无关，如有侵权请联系我们立即处理。

一、选择题

1. **已知系统开环传递函数分母阶数比分子阶数高二阶，系统开环极点为$-3,-2\pm j$，若已知系统的闭环极点包括一对共轭复根为$-1\pm 2i$，则另外一个闭环极点为_____。**

A.-4
B.-5
C.-6
D.以上皆不是

【答案】B

【解析】由$-3+(-2+j)+(-2-j)=p+(-1+2i)+(-1-2i)$,得$p=-5$，选项B正确。

二、分析计算题

2. **给定对象传递函数$G_p(s)=\frac{K}{s^2(1+0.1s)}$**

若希望一对闭环共轭极点满足$\zeta=0.357,\omega_n=1.6$，试设计串联校正装置并算出符合要求的K值，然后对串联校正后的系统分析K变化时稳定性是如何变化的。(需作图时可用直尺)

【答案】由校正后一对闭环共轭极点满足$\zeta=0.357,\omega_n=1.6$可以得到期望的闭环主导极点满足方程

$$s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n^2=0$$

代入即可以得到

$$s^2+1.14s+2.56=0$$

不妨设校正后系统的特征方程为

$$D(s)=(s+a)(s^2+1.14s+2.56)=0$$

其中s=-a为系统校正后的第三个极点，整理可以得到

$$D(s)=s^3+(a+1.14)s^2+(1.14a+2.56)s+2.56a=0$$

原系统已经为三阶系统，为使校正后的系统还是三阶系统，可是串联入的校正装置的传递函数为$G_c(s)=\frac{s}{s+b}$，则校正后系统的开环传递函数为

$$G_n(s)H_n(s)=\frac{K}{s(0.1s+1)(s+b)}=\frac{10K}{s(s+10)(s+b)}$$

特征方程为

$$D(s)=s(s+10)(s+b)+10K=s^3+(b+10)s^2+10bs+10K=0$$

对照可以得到

$$\begin{cases} a+1.14=b+10 \\ 1.14a+2.56=10b \\ 2.56a=10K \end{cases}$$

解得$\begin{cases} a\approx 10.29 \\ b\approx 1.43 \\ K\approx 2.63 \end{cases}$

串入的校正装置的传递函数为$G_c(s)=\frac{s}{s+1.43}$，代入可以得到此时的特征方程为

$$D(s)=s^3+11.43s^2+14.31s+10K=0,$$

列写劳斯表如下表所示。

s^3	1	14.31
s^2	11.43	$10K$
s^1	$163.6-10K$	0
s^0	$10K$	

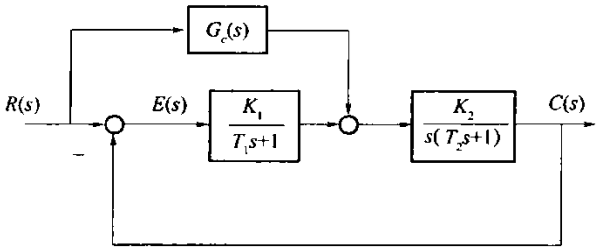
系统稳定时 163.6-10K > 0，10K > 0,得到 0 < K < 16.36

故当 0 < K < 16.36 时系统稳定。

3. **设某系统结构图如下图所示，图中K_1, K_2, T_1, T_2为大于零的常数。**

(1)确定当闭环系统稳定时，参数K_1, K_2, T_1, T_2应满足的条件；

(2)当输入$r(t) = V_0 t$时,选择校正装置$G_c(s)$使得系统无稳态误差(误差 E(s)定义为 R(s) - C(s))。



图

【答案】(1)系统误差传递函数

$$\Phi_e(s) = \frac{E(s)}{R(s)} = \frac{1 - \dfrac{K_2}{s(T_2s+1)}G_C(s)}{1 + \dfrac{K_1K_2}{s(T_1s+1)(T_2s+1)}} = \frac{s(T_1s+1)(T_2s+1) - K_2G_c(s)(T_1s+1)}{s(T_1s+1)(T_2s+1) + K_1K_2}$$

因K_1, K_2, T_1, T_2均大于零，所以只要$\dfrac{T_1+T_2}{T_1T_2} > K_1K_2$即可满足稳定条件。

(2)在斜坡输入信号作用下其稳态误差为

$$e_{ss} = \lim_{s\to 0} s\Phi_e(s)R(s) = \lim_{s\to 0} \frac{s(T_1s+1)(T_2s+1) - K_2G_c(s)(T_1s+1)}{s(T_1s+1)(T_2s+1) + K_1K_2}\frac{V_0}{s^2}$$

$$= \lim_{s\to 0} \frac{V_0}{K_1K_2}\left[1 - K_2\frac{G_c(s)}{s}\right]$$

令$e_{ss}=0$，得$G_c(s) = \dfrac{s}{K_2}$，由此可见，校正装置$G_c(s) = \dfrac{s}{K_2}$时,可保证无稳态误差。

4. **设复合校正控制系统如图 1 所示。要求 (1)选择前馈装置$G_n(s)$，使扰动 n(t)对系统输出无影响(2)选择K_2，使系统具有最佳阻尼比$\zeta=0.707$。**

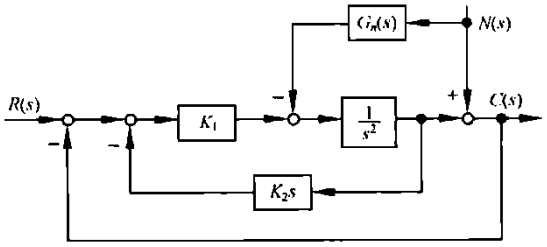


图 1

【答案】(1)选择$G_n(s)$。由系统结构图 1,可得 R(s)=0 时的等效结构图变换(图 2),求得

$$\frac{C(s)}{N(s)}=\frac{\left(1+\frac{K_1K_2s}{s^2}\right)-\frac{G_n(s)}{s^2}}{1+\frac{K_1K_2s}{s^2}+\frac{K_1}{s^2}}=\frac{s^2+K_1K_2s-G_n(s)}{s^2+K_1K_2s+K_1}$$

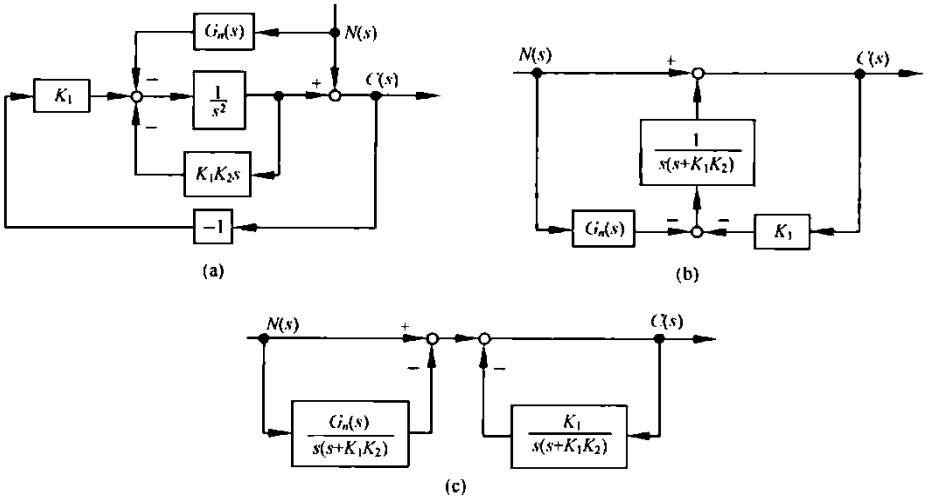


图 2

由上式可知：当$K_1>0$，$K_2>0$时，闭环系统稳定;若使扰动对系统输出无影响，则

$$s^2+K_1K_2s-G_n(s)=0$$

即

$$G_n(s)=s(s+K_1K_2)$$

(2)确定K_2。由系统结构图，可得

$$\frac{C(s)}{R(s)}=\frac{\frac{K_1}{s^2}}{1+\frac{K_1K_2s}{s^2}+\frac{K_1}{s^2}}=\frac{K_1}{s^2+K_1K_2s+K_1}$$

则

$$\omega_n=\sqrt{K_1},\quad 2\zeta\omega_n=K_1K_2$$

即

$$\zeta=\frac{K_2\sqrt{K_1}}{2}$$

由$\zeta=0.707$，则$K_2=\sqrt{\frac{2}{K_1}}$。

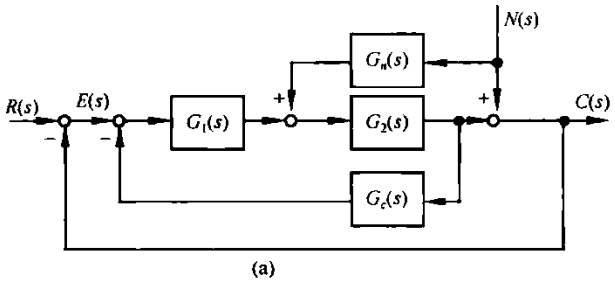
5. **设复合控制系统如图 1 所示，图中，$G_n(s)$为顺馈装置传递函数；$G_t(s)=K_ts$，为测速发电机及分压器的传递函数；$G_1(s)=K_1$；$G_2(s)=1/s^2$。试确定K_1，$G_n(s)$及$G_t(s)$，使系统输出量完全不受扰动 n(t)的影响，且单位阶跃响应超调量$\sigma\%=25\%$，峰值时间$t_p=2$。**

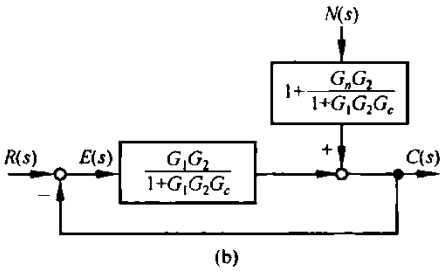
【答案】将图(a)等效变换为图(b)。由图 6-45(b)可见，为使系统输出完全不受扰动影响，应使

$$1+\frac{G_nG_2}{1+G_1G_2G_t}=0$$

于是得

$$G_n=-\frac{1+G_1G_2G_t}{G_2}=-s(s+K_1K_t)$$





图

系统对输入的开环传递函数为

$$G(s)=\frac{G_1G_2}{1+G_1G_2G_c}=\frac{K_1}{s(s+K_1K_t)}=\frac{\omega_n^2}{s(s+2\zeta\omega_n)}$$

按题意要求

$$\sigma\%=e^{-\pi\zeta/\sqrt{1-\zeta^2}}=0.25,\quad t_p=\frac{\pi}{\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}}=2$$

从而解得

$$\zeta=\frac{\ln 4}{\sqrt{\pi^2+(\ln 4)^2}}=0.404,\quad \omega_n=\frac{\pi}{2\sqrt{1-\zeta^2}}=1.717$$

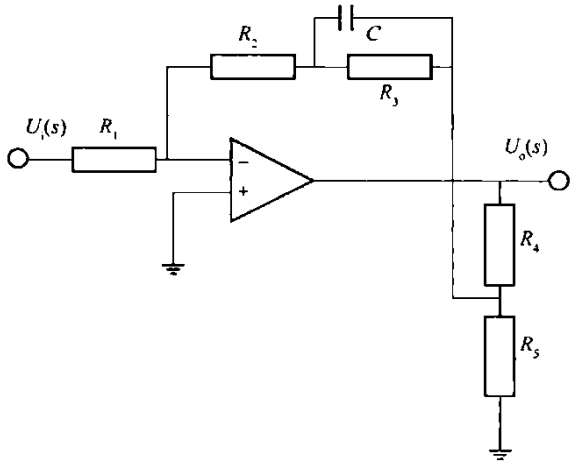
因此

$$K_1=\omega_n^2=2.948,\quad K_1=\frac{2\zeta\omega_n}{K_1}=0.471$$

于是

$$G_c(s)=K_ts=0.471s$$
$$G_n(s)=-s(s+K_1K_t)=-s(s+1.389)$$

6. **写出如图所示网络的传递函数。**



图

【答案】设R_4，R_5之间的电压为 U，通过R_1，R_1，R_5的电路分别为$i_1(s)$，$i_4(s)$，$i_5(s)$，可以得到

以上内容仅为本文档的试下载部分，为可阅读页数的一半内容。如要下载或阅读全文，请访问：https://d.book118.com/838120137001006101