

## 第一章:

1. 自动控制的任务 (背): 是在没有人直接参与下, 利用控制装置操纵被控对象, 使被控量等于给定值。

2. 自动控制基本方式: 一. 按给定值操纵的开环控制 二. 按干扰补偿的开环控制 三. 按偏差调节的闭环控制

3. 性能要求: 稳快准

## 第二章:

4. 微分方程的建立: 课后 2.5

5. 传递函数定义 (背)

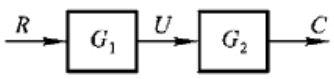
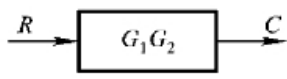
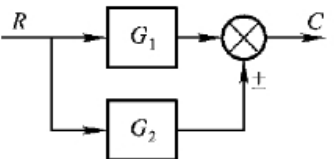
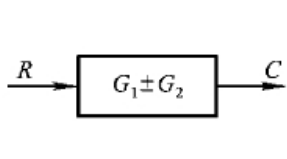
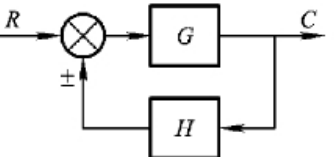
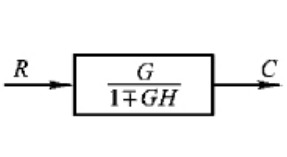
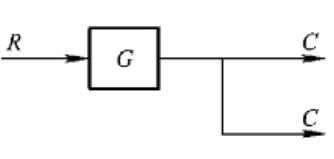
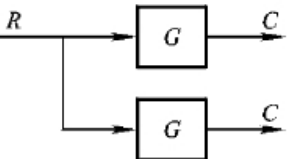
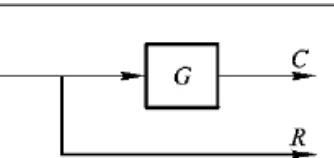
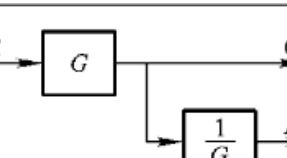
线性定常系统 (或元件) 的传递函数为在零初始条件下, 系统 (或元件) 的输出变量拉氏变换与输入变量拉氏变换之比。

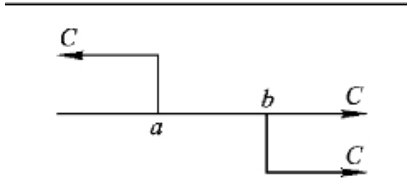
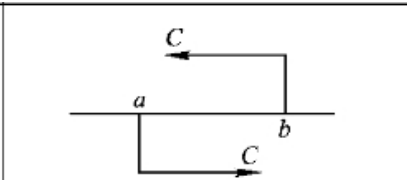
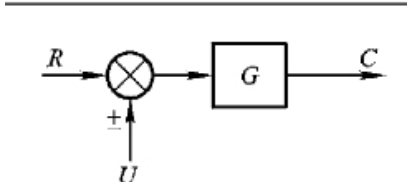
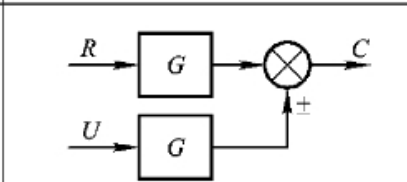
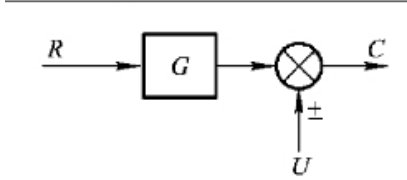
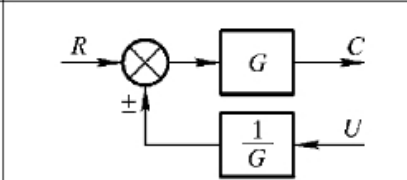
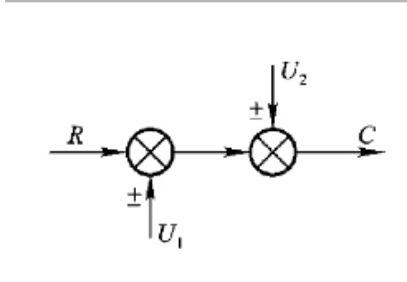
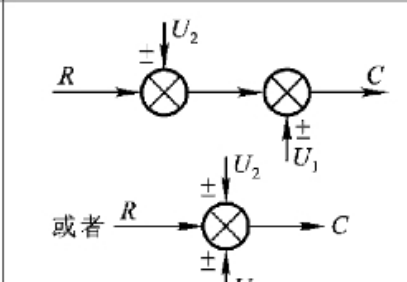
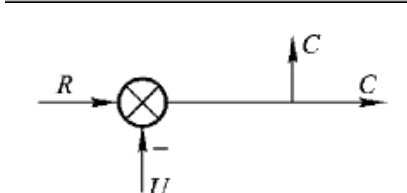
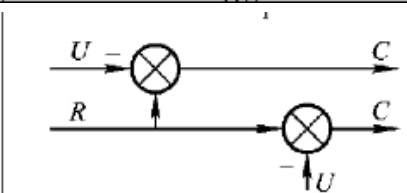
这里的零初始条件包含两方面的意思, 一是指输入作用是在  $t=0$  以后才加于系统, 因此输入量及其各阶导数, 在  $t=0^-$  时的值为零。二是指输入信号作用于系统之前系统是静止的, 即  $t=0^-$  时, 系统的输出量及其各阶导数为零。这是反映控制系统的实际工作情况的, 因为式 (2-38) 表示的是平衡工作点附近的增量方程, 许多情况下传递函数是能完全反映系统的动态性能的。

6. 结构图化简: 课后 2.14 (结构图化简一道大题, 梅森公式化简一道大题)

## 复习要点

表 2-1 结构图等效变换法则

原方框图	等效方框图	变换法则
		串联等效 $C = C_2 \cdot U = G_2 \cdot G_1 \cdot R$
		并联等效 $C = G_1 \cdot R \pm G_2 \cdot R = [G_1 \pm G_2] \cdot R$
		反馈等效 $C = \frac{GR}{1 \pm GH}$
		引出点前移 $C = R \cdot G$
		引出点后移 $R = R \cdot G \cdot \frac{1}{G}$

		相邻引出点之间移动 $C = C$
		综合点后移 $C = G \cdot R \pm G \cdot U$ $G \cdot (R \pm U)$
		综合点前移 $C = G \cdot \left[ R \pm \frac{1}{G} U \right]$ $= G \cdot R \pm U$
		综合点之间移动 $C = R \pm U_1 \pm U_2$
		综合点、引出点之间移动

7.几种传递函数（要求：懂得原理）一.输入信号  $r(t)$  作用下的系统闭环传递函数 二.干扰信号  $n(t)$  作用下的系统闭环传递函数 三.闭环系统的误差传递函数

8.阶跃响应，脉冲响应，传递函数之间的关系

阶跃响应： $H(s) = \frac{1}{s}$  单位斜坡响应： $C_t(s) = \frac{1}{s^2}$  单位脉冲响应： $K(s) = \Phi(s)$

$H(s) = \Phi(s) \cdot \frac{1}{s} = K(s) \cdot \frac{1}{s}$   $C_t(s) = \Phi(s) \cdot \frac{1}{s^2} = H(s) \cdot \frac{1}{s}$  综合可得  $K(s) = sH(s)$   $H(s) = sC_t$

第三章：

9.阶跃响应的性能指标有哪些，各个性能指标的意义是什么。

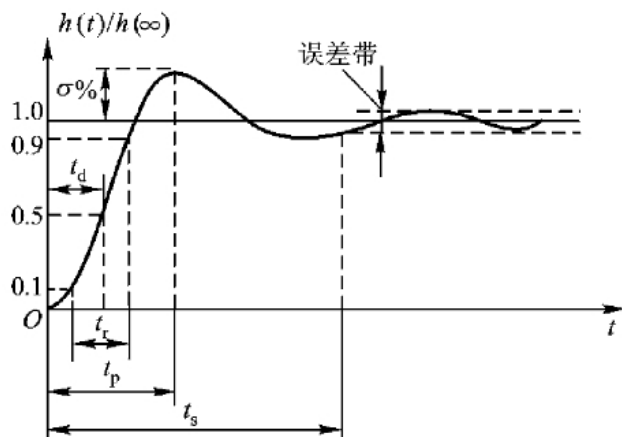


图 3-3 控制系统的典型单位阶跃响应

延迟时间  $t_d$ ：指单位阶跃响应曲线  $h(t)$  上升到其稳态值的 50% 所需要的时间

上升时间  $t_r$ ：指单位阶跃响应曲线  $h(t)$ ，从稳态值的 10% 上升到 90% 所需要的时间（也有指从零上升到稳态值所需要的时间）

峰值时间  $t_p$ ：指单位阶跃响应曲线  $h(t)$ ，超过其稳态值而达到第一个峰值所需要的时间。

超调量  $\sigma\%$ ：指在响应过程中，超出稳态值的最大偏移量与稳态值之比，即

$$\sigma\% = \frac{h(t_p) - h(\infty)}{h(\infty)} \times 100\%, \text{ 式中: } h(t_p) \text{ 是单位阶跃响应的峰值; } h(\infty) \text{ 是单位阶跃响应的稳态值}$$

调节时间  $t_s$ ：在单位阶跃响应曲线的稳态值附近，取  $\pm 5\%$ （有时也取  $\pm 2\%$  作为误差带，响应曲线达到并不再超出该误差带的最小时间，成为调节时间（或过渡过程时间）。调节时间  $t_s$  标志着过渡过程结束，系统的响应进入稳态过程。

稳态误差  $e_{ss}$ ：当时间  $t$  趋于无穷时，系统单位阶跃响应的实际值（即稳态值）与期望值[一般为输入值 1 (t)]之差，一般定义为稳态误差。即  $e_{ss} = 1 - h(\infty)$

延迟时间、上升时间、峰值时间 表征 系统响应初始段的快慢；调节时间，表示系统过渡过程持续的时间，是系统快速性的一个指标，超调量反映系统响应过程的平稳性，稳态误差则反映系统复现输入信号的最终（稳态）精度。

**10. 从平稳性，快速性和稳态精度三个方面，简述典型二阶欠阻尼系统结构参数  $\zeta$ ， $\omega_n$  对阶跃相应的影响。**

由于欠阻尼二阶系统具有一对实部为负的共轭复特征根，时间响应呈衰减振荡特性，故又称为振荡环节。  
系统闭环传递函数的一般形式为

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

由于  $0 < \zeta < 1$ ，所以一对共轭复根为  $s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2} = -\sigma \pm j\omega_d$

式中， $\sigma = \zeta\omega_n$ ，为特征根实部之模值，具有角频率量纲。 $\omega_d = \omega_n\sqrt{1-\zeta^2}$ ，称为阻尼振荡角频率，且  $\omega_d < \omega_n$

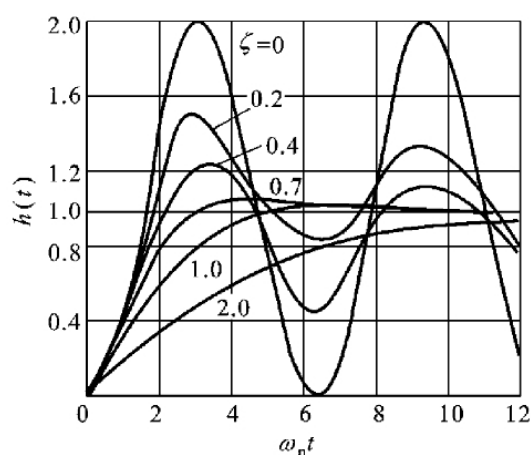


图 3-14 二阶系统单位阶跃响应的通用曲线

**平稳性：**阻尼比  $\zeta \uparrow$ ，超调量  $\downarrow$ ，响应振荡倾向越弱，平稳性越好。

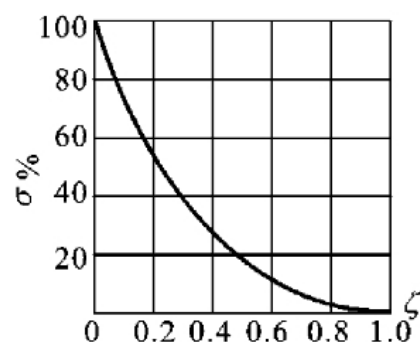
反之，阻尼比  $\zeta \downarrow$ ，超调量  $\uparrow$ ，振荡越强，平稳性越差。

当  $\zeta = 0$  时，零阻尼响应为  $h(t) = 1 - \cos \omega_n t, t \geq 0$ ，具有频率为  $\omega_n$  的不衰减（等幅）振荡。

**超调量与阻尼比的关系：**

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1-\zeta^2}$$

阻尼比  $\zeta$  一定， $\omega_n \uparrow$ ， $\omega_d \uparrow$ ，  
平稳性越差。



**快速性：** $\zeta = 0.707$  时，超调量  $\sigma\% < 5\%$ ，平稳性最好。

稳态精度：由式 3-25 可看出，瞬态分量随时间  $t$  的增长衰减到零，而稳态分量等于 1，因此，上述欠阻尼二阶系统的单位阶跃响应稳态误差为零。

1) 上升时间  $t_r$ ：,  $\beta = \arccos \zeta$

2) 峰值时间  $t_p$ ：  $t_p = \frac{\pi}{\omega_d}$

3) 超调量  $\sigma\%$ ：  $\sigma\% = \frac{h(t_p) - h(\infty)}{h(\infty)} \times 100\% = e^{-\pi\zeta/\sqrt{1-\zeta^2}} \times 100\%$

4) 调节时间  $t_s$ ：  $t_s$  不仅与阻尼比  $\zeta$  有关，而且与自然振荡频率  $\omega_n$  有关。

当  $\zeta < 0.8$  时，  $t_s = \frac{3.5}{\zeta\omega_n}$  (取 5% 误差带)  $t_s = \frac{4.5}{\zeta\omega_n}$  (取 2% 误差带)

## 11. 一阶系统性能指标：ts

单位阶跃响应：  $h(t) = 1 - e^{-\frac{t}{T}} (t \geq 0)$ 。一阶系统没有超调量，性能指标主要是调节时间  $t_s$ ，表征系统过渡过程的快慢。

$t_s = 3T$ ，对应 5% 误差带  $t_s = 4T$ ，对应 2% 误差带

## 12. 二阶性能指标：欠阻尼时定性分析，几个性能指标计算公式：课后 3.6, 3.8

如第 10 点

## 13. 改善二阶系统响应的措施。

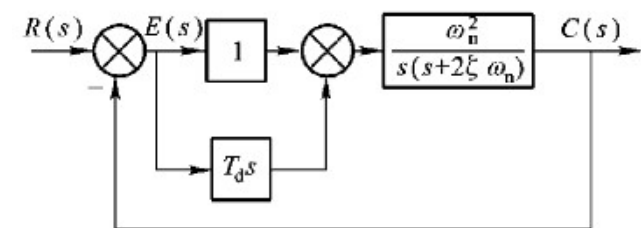


图 3-21 比例-微分控制的二阶系统

### 1. 误差信号的比例-微分控制

$$\text{开环传函: } G(s) = \frac{C(s)}{E(s)} = \frac{\omega_n^2(1 + T_d s)}{s(s + 2\zeta\omega_n)}$$

闭环传函：

$$\Phi(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2(1 + T_d s)}{s^2 + (2\zeta\omega_n + T_d\omega_n^2)s + \omega_n^2}$$

原理：比例-微分控制抑制了振荡，使超调减弱，可以改善系统的平稳性，另外  $\zeta$  和  $\omega_n$  决定了开环增益，微分作用之所以能改善动态性能，因为它产生一种早期控制（或称为超前控制），能在实际超调量出来之前，就产生了一个修正作用。

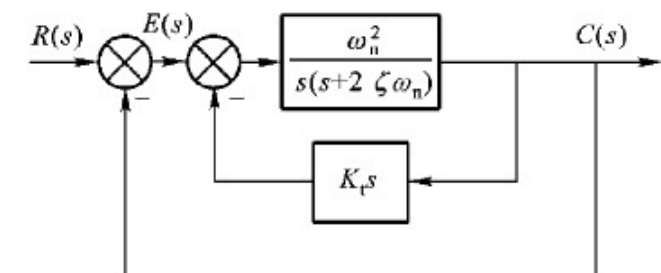


图 3-25 速度反馈控制的二阶系统

### 2. 输出量的速度反馈控制

原理：速度反馈同样可以加大阻尼，改善动态性能。由于速度反馈系统闭环传递函数没有零点，所以其输出响应的平稳性与反馈系数  $K_f$  的关系比较简单，易于调整，但环节  $K_f s$  的加入，会使系统开环放大系数降低，因此在设计速度反馈系统时，一般可适当增大原来系统的开环增益，以补偿速度反馈控制引起的开环增益损失，同时适当选择反馈系数  $K_f$ ，使阻尼比  $\zeta_f$  比较合适。

## 14. 什么是系统稳定性。简述稳定的数学条件。(背)

**定义：**如果系统受到扰动，偏离了原来的平衡状态，产生偏差，而当扰动消失之后，系统又能够逐渐恢复到原来的平衡状态，则称系统是稳定的，或具有稳定性。若扰动消失后，系统不能恢复原来的平衡状态，甚至偏差越来越大，则称系统是不稳定的，或不具有稳定性。稳定性是当扰动消失以后，系统自身的一种恢复能力，是系统的一种固有特性。这种稳定性取决于系统的结构、参数而与初始条件及外作用无关。

**稳定的数学条件：**判断系统是否稳定，可以归结为判别系统特征根实部的符号，所有特征根均具有负实部，即  $\text{Re } s_i < 0$  ( $i=1, 2, 3 \dots n$ ) 系统稳定；只要有一个特征根的实部大于零，系统不稳定；若有实部为零的单根，而其余特征根都具有

负实部，系统处于临界状态，即系统既不发散，也不能恢复原来的状态，这也属于不稳定状态；如果有实部为零的重根，系统也会发散。

15.稳定数学条件，几个稳定判据（重点劳斯）课后 3.14

P90 页 1.赫尔维茨判据  $D(s) = a_0s^n + a_1s^{n-1} + \dots + a_{n-1}s + a_n = 0$ ，规定： $a_0 > 0$

行列式： $D_n = \begin{vmatrix} a_1a_3a_5\dots a_{2n-1} \\ a_0a_2a_4\dots a_{2n-2} \\ 0a_1a_3\dots a_{2n-3} \\ \dots\dots\dots \end{vmatrix}$ ， $D_1 = a_1$ ， $D_2 = \begin{vmatrix} a_1a_3 \\ a_0a_2 \end{vmatrix}$ ， $D_3 = \begin{vmatrix} a_1a_3a_5 \\ a_0a_2a_4 \\ 0a_1a_3 \end{vmatrix}$

2.林纳德-奇帕特判据

条件：1.系统特征方程的各项系数大于零，即 $a_i > 0$  2.奇数阶或偶数阶的赫尔维茨行列式大于零，即 $D_{奇} > 0$ ，或 $D_{偶} > 0$

3.劳斯判据 第一列所有元素符号相同（但不为零）

表 3-1 劳 思 表

$s^n$	$a_0$	$a_2$	$a_4$	$a_6$	...
$s^{n-1}$	$a_1$	$a_3$	$a_5$	$a_7$	...
$s^{n-2}$	$c_{13} = \frac{a_1a_2 - a_0a_3}{a_1}$	$c_{23} = \frac{a_1a_4 - a_0a_5}{a_1}$	$c_{33} = \frac{a_1a_6 - a_0a_7}{a_1}$	$c_{43}$	...
$s^{n-3}$	$c_{14} = \frac{c_{13}a_3 - a_1c_{23}}{c_{13}}$	$c_{24} = \frac{c_{13}a_5 - a_1c_{33}}{c_{13}}$	$c_{34} = \frac{c_{13}a_7 - a_1c_{43}}{c_{13}}$	$c_{44}$	...
$s^{n-4}$	$c_{15} = \frac{c_{14}c_{23} - c_{13}c_{24}}{c_{14}}$	$c_{25} = \frac{c_{14}c_{33} - c_{13}c_{34}}{c_{14}}$	$c_{35} = \frac{c_{14}c_{43} - c_{13}c_{44}}{c_{14}}$	$c_{45}$	...
$s^2$	$c_{1,n-1}$	$c_{2,n-1}$			
$s^1$	$c_{1,n}$				
$s^0$	$c_{1,n+1} = a_n$				

特殊情况：

1.某行的第一列为零，而其余各项不为零，或不全为零：用（s+a）乘以原特征方程，其中 a 可为任意正数。在对新的特征方程应用劳斯判据

2.某行出现全零行：用全零行的上一行的系数构造一个辅助方程，对其求导，用所得方程的系数代替全零行。辅助方程的次数通常为偶数，它表明数值相同，符号相反的根数。

16.误差两种定义，什么是稳态误差。（背）

- 1)  $e(t) = r(t) - c(t)$  期望值-实际值
  - 2)  $e(t) = r(t) - b(t)$  期望值-反馈量
- 定义：稳态系统误差的终值称为稳态误差，当时间 t 趋于无穷时，e(t)的极限存在，则稳态误差为 $e_{ss} = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t)$

17.稳态误差的计算：静态误差系数法 课后 3.19

系统 类型	阶跃输入 $r(t) = r_0 \cdot 1(t)$	斜坡输入 $r(t) = V_0 \cdot t$	加速度输入 $r(t) = \frac{a_0 \cdot t^2}{2}$
	位置误差 $e_{ss} = \frac{r_0}{1+K}$	速度误差 $e_{ss} = \frac{V_0}{K}$	加速度误差 $e_{ss} = \frac{a_0}{K}$
0	$\frac{r_0}{1+K}$	$\infty$	$\infty$
I	0	$\frac{V_0}{K}$	$\infty$
II	0	0	$\frac{a_0}{K}$

零点以及开环根轨迹增益  $K^*$  有关。

20.根轨迹的绘制：并利用绘制的根轨迹进行系统分析 课后 4.3, 4.5

表 4-1 绘制根轨迹的基本法则

序号	内 容	法 则
1	根轨迹的分支数	等于开环特征方程的阶数 n
2	根轨迹的连续性与对称性	根轨迹是连续的曲线，且对称于实轴

简述闭环零、极点分布与阶跃相应的关系。P155（背）

- ①要求系统稳定，则必须使所有的闭环极点 $s_i$ 均位于 s 平面的左半部。
- ②要求系统的快速性好，应使阶跃响应式中每个分量衰减得快，则闭环极点应远离虚轴。要求系统平稳性好，则复数极点最好设置在 s 平面中与负实轴成 $\pm 45^\circ$  夹角线附近。
- ③要求动态过程尽快消失，要求系数 $A_k$  要小，因为 $A_k$  小，对应的暂态分量小。从而看出，闭环极点之间的间距 $(s_k - s_i)$  要大；零点 $z_i$  应靠近极点 $s_k$ 。

3	根轨迹的起点与终点	根轨迹起于开环极点终于开环零点, 若 $n > m$ , 有 $n - m$ 条趋于无穷远
4	实轴上的根轨迹	实轴上某一区域, 若其右边开环零、极点个数为奇数, 则该区域必是根轨迹
5	根轨迹的渐近线	$n - m$ 条渐近线与实轴的交点, 夹角为 $\sigma_a = \frac{\sum_{i=1}^n p_i - \sum_{i=1}^m z_i}{n - m}$ $\varphi_a = \frac{(2k+1)\pi}{n - m}$ $(k = 0, 1, 2, \dots, n - m - 1)$
6	根轨迹的起始角与终止角	起始角与终止角为: $\theta_{p_i} = (2K+1)\pi + \sum_{j=1}^m \varphi_{z_j p_i} - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n \theta_{p_j p_i}$ $\varphi_{z_i} = (2k+1)\pi - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^m \varphi_{z_j z_i} + \sum_{j=1}^n \theta_{p_j z_i}$
7	根轨迹的分离点坐标 $d$	分离点坐标 $d$ 的计算公式 $\sum_{j=1}^m \frac{1}{d - z_j} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{d - p_i}$
8	分离角与会合角	分离角与会合角为: $\theta_d = \frac{1}{l} \left[ (2K+1)\pi + \sum_{i=1}^m \angle(d - z_i) - \sum_{i=l+1}^m \angle(d - s_i) \right]$ $\varphi_d = \frac{1}{l} \left[ (2K+1)\pi + \sum_{i=1}^n \angle(d - p_i) - \sum_{i=l+1}^n \angle(d - s_i) \right]$
9	根轨迹与虚轴的交点	根轨迹与虚轴的交点处 $K^*$ 和 $\omega$ 可用劳斯判据或令 $s = j\omega$ 代入特征方程 $D(s) = 0$ 求出
10	根之和与根之积	根之和: $-\sum_{i=1}^n s_i = a_1$ 根之积: $(-1)^n \prod_{i=1}^n s_i = a_n$

## 21. 什么是主导极点, 什么是偶极子 p155 (背)

主导极点: 离虚轴最近且附近没有闭环极点(复数极点或实数极点)对系统的动态过程性能影响最大, 起着主要的决定的作用的。

偶极子: 将一对靠得很近的闭环零、极点称为偶极子

## 22. 什么是最小相位系统与非最小相位系统 p162 (背)

最小相位系统: 系统的所有开环极点和零点都位于  $s$  平面的左半部

非最小相位系统:  $s$  平面的右半部具有开环极点或零点的系统

## 第五章:

23. 频率特性的定义: (背) 线性定常系统, 在正弦信号作用下, 输出的稳态分量与输入的复数比。

称为系统的频率特性 (即为幅相频率特性, 简称幅相特性)。

## 24. 奈氏曲线

奈奎斯特图是对于一个连续时间的线性非时变系统, 将其频率响应的增益及相位以极座标的方式绘出, 常在控制系统或信号处理中使用, 可以用来判断一个有回授的系统是否稳定。奈奎斯特图上每一点都是对应一特定频率下的频率响应, 该点相对于原点的角度表示相位, 而和原点之间的距离表示增益, 因此

奈奎斯特图将振幅及相位的波德图综合在一张图中。如右图

## 25. 伯德图 (写传递函数) 如下图

## 26. 稳定判据 2 个

1. 奈奎斯特稳定判据

2. 对数频率稳定判据

## 27. 裕度指标计算

相角裕度  $\gamma$ : 在  $G(j\omega)H(j\omega)$  曲线上模值等于 1 的矢量与负实轴的夹角。

在对数频率特性曲线上, 相当于  $L(\omega) = 20\lg|G(j\omega)H(j\omega)| = 0\text{dB}$  处的相频

$\angle G(j\omega)H(j\omega)$  与  $-\pi$  的差角。

$\gamma = \angle G(j\omega_c)H(j\omega_c) - (-180^\circ) = 180^\circ + \angle G(j\omega_c)H(j\omega_c)$

模稳定裕度  $h$ : 是  $G(j\omega)H(j\omega)$  曲线与负实轴相交点处的模值

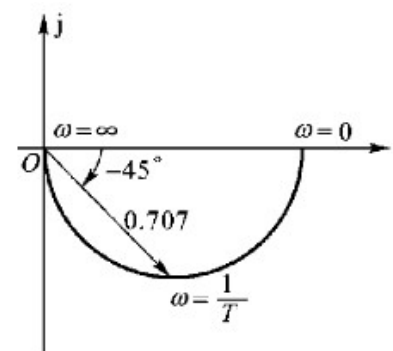


图 5-3 RC 网络的幅相特性曲线

$|G(j\omega_1)H(j\omega_1)|$  的倒数。(仅对  $|G(j\omega_1)H(j\omega_1)| < 1$  的情况)

$$h = \frac{1}{|G(j\omega_1)H(j\omega_1)|}$$

在对数曲线上，相当于  $G(j\omega_1)H(j\omega_1)$  为  $-\pi$  时，对应的对数幅频

$$\text{的绝对值即 } h(dB) = 20\lg h = 20\lg \left| \frac{1}{G(j\omega_1)H(j\omega_1)} \right| =$$

$$-20\lg |G(j\omega_1)H(j\omega_1)|$$

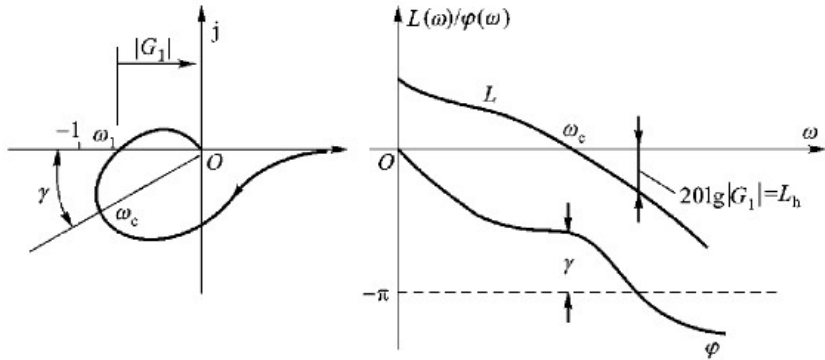


图 5-38 稳定裕度  $\gamma$  及  $h$  的图示

28.三频段理论

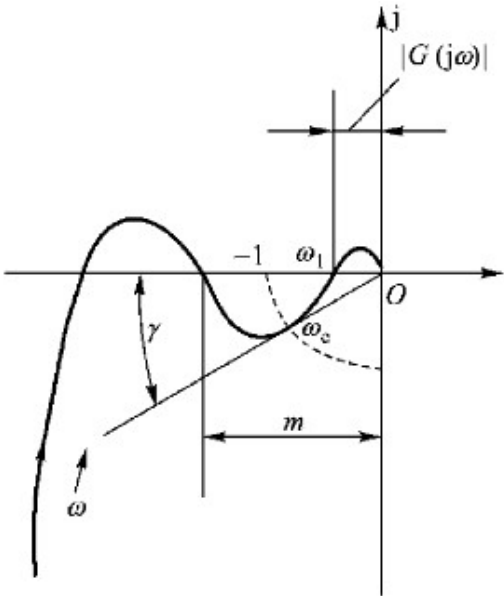
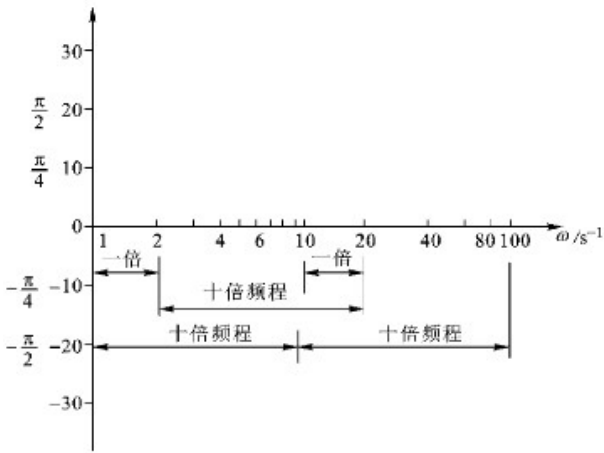


图 5-39 相稳定裕度和模稳定裕度

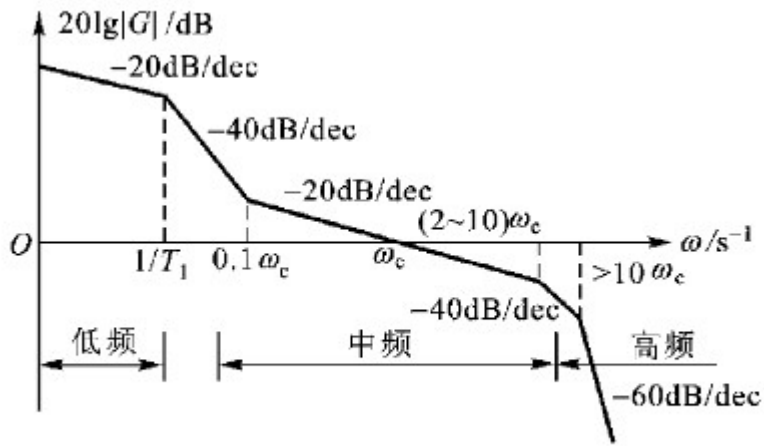


图 5-51 系统开环对数幅频渐近特性曲线

## 29. 闭环幅频特性定性分析系统的性能

### 第六章

## 30. 串联校正：重点超前校正

### 题型：

选择：5 个，10 分

简答题（5 小题，每小题 8 分，共 40 分）

综合计算题（5 小题，8,10,10,10,12,共 50 分）