

# 控制理论笔记

经典控制理论与现代控制理论

学习笔记

2025 年 11 月 5 日

## 目录

I 经典控制理论	2
1 自动控制系统的一般概念	2
1.1 控制系统的基本组成	2
1.2 控制系统的基本要求	2
2 自动控制系统的分类	2
2.1 按输入信号分类	2
2.2 按系统结构分类	2
2.3 按系统特性分类	3
3 拉普拉斯变换及其性质	3
3.1 拉普拉斯变换定义	3
3.2 基本函数的拉普拉斯变换	3
3.3 拉普拉斯变换的性质	3
4 微分方程和传递函数	4
4.1 传递函数定义	4
4.2 传递函数的性质	4
5 结构图与信号流图	4
5.1 结构图的基本元件	4
5.2 结构图的等效变换	5
5.3 信号流图	5
5.4 具体示例	6

<b>6 梅森公式求传递函数</b>	<b>6</b>
6.1 梅森增益公式 . . . . .	6
6.2 特征式的计算 . . . . .	6
<b>7 时域性能指标</b>	<b>7</b>
7.1 典型输入信号 . . . . .	7
7.2 时域性能指标 . . . . .	7
<b>8 一阶系统时域分析</b>	<b>7</b>
8.1 一阶系统的传递函数 . . . . .	7
8.2 一阶系统的单位阶跃响应 . . . . .	7
8.3 一阶系统的性能指标 . . . . .	7
<b>9 二阶系统时域分析</b>	<b>8</b>
9.1 二阶系统的标准形式 . . . . .	8
9.2 二阶系统的特征根 . . . . .	8
9.3 二阶系统的分类 . . . . .	8
9.4 欠阻尼二阶系统的性能指标 . . . . .	8
9.5 欠阻尼二阶系统的 s 平面分析 . . . . .	9
9.5.1 抽象参数表示 . . . . .	9
9.5.2 具体示例: $G(s) = \frac{25}{s^2+5s+25}$ . . . . .	10
<b>10 稳定性分析及劳斯稳定判据</b>	<b>10</b>
10.1 系统稳定性的定义 . . . . .	10
10.2 劳斯稳定判据 . . . . .	10
10.3 特殊情况的处理 . . . . .	11
10.3.1 情况一: 第一列出现零元素 . . . . .	11
10.3.2 情况二: 某一行全为零 . . . . .	11
<b>11 线性定常系统的稳态误差计算</b>	<b>12</b>
11.1 误差信号和误差传递函数 . . . . .	12
11.2 系统类型 . . . . .	12
11.3 稳态误差系数 . . . . .	12
11.4 稳态误差 . . . . .	12
<b>12 根轨迹基本概念及其绘制 (180°)</b>	<b>13</b>
12.1 根轨迹的定义 . . . . .	13
12.2 根轨迹方程 . . . . .	13
12.3 绘制根轨迹的基本法则 . . . . .	13

12.4 绘制根轨迹 . . . . .	14
12.4.1 例 1: 二阶系统的根轨迹 . . . . .	14
12.4.2 例 2: 三阶系统的根轨迹 . . . . .	15
12.5 绘制根轨迹的步骤总结 . . . . .	15
<b>13 0° 根轨迹</b>	<b>16</b>
13.1 0° 根轨迹的相角条件 . . . . .	16
13.2 0° 根轨迹与 180° 根轨迹的区别 . . . . .	16
<b>14 参数根轨迹</b>	<b>16</b>
14.1 参数根轨迹的定义 . . . . .	16
14.2 参数根轨迹的绘制方法 . . . . .	16
<b>15 频率特性基本概念</b>	<b>17</b>
15.1 频率特性的定义 . . . . .	17
15.2 频率特性的物理意义 . . . . .	17
15.3 频率特性的计算 . . . . .	17
15.3.1 计算步骤 . . . . .	17
15.3.2 例题 . . . . .	18
<b>16 奈奎斯特图绘制</b>	<b>19</b>
16.1 奈奎斯特图的基本概念 . . . . .	19
16.1.1 什么是奈奎斯特图 . . . . .	19
16.1.2 奈奎斯特图的对称性 . . . . .	19
16.2 奈奎斯特图的绘制步骤 . . . . .	19
16.2.1 最小相位系统的绘制流程 . . . . .	19
16.2.2 系统类型对起始点的影响 . . . . .	20
16.2.3 I型系统的渐近线计算 . . . . .	20
16.3 典型环节的奈奎斯特图 . . . . .	21
16.3.1 积分环节 . . . . .	21
16.3.2 惯性环节 . . . . .	21
16.3.3 微分环节 . . . . .	21
16.3.4 比例环节 . . . . .	22
16.3.5 二阶振荡环节 . . . . .	22
16.4 0型系统的奈奎斯特图 . . . . .	23
16.4.1 绘制流程 . . . . .	23
16.4.2 例题 . . . . .	23
16.5 I型系统的奈奎斯特图 . . . . .	24
16.5.1 绘制流程 . . . . .	24

16.5.2 例题 . . . . .	24
16.6 非最小相位系统的奈奎斯特图 . . . . .	25
16.6.1 非最小相位系统的特点 . . . . .	25
16.6.2 相角的特殊处理 . . . . .	25
16.6.3 例题 . . . . .	25
16.7 奈奎斯特稳定性判据 . . . . .	26
16.7.1 基本概念 . . . . .	26
16.7.2 奈奎斯特稳定性判据 . . . . .	26
16.7.3 稳定裕度 . . . . .	27
16.7.4 绘制方法 . . . . .	27
<b>17 伯德图绘制</b>	<b>27</b>
17.1 伯德图的定义 . . . . .	27
17.2 伯德图的基本概念 . . . . .	28
17.2.1 对数幅频图的转折频率 . . . . .	28
17.2.2 系统型别的判断 . . . . .	29
17.2.3 低频段渐近线的确定 . . . . .	31
17.2.4 例题：伯德图绘制示例 . . . . .	32
17.3 典型环节的伯德图 . . . . .	32
17.3.1 比例环节 $K$ . . . . .	32
17.3.2 积分环节 $\frac{1}{s}$ . . . . .	33
17.3.3 微分环节 $s$ . . . . .	34
17.3.4 惯性环节 $\frac{1}{1+Ts}$ . . . . .	34
17.3.5 一阶微分环节 $1 + Ts$ . . . . .	35
17.3.6 振荡环节 $\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$ . . . . .	35
17.4 伯德图的绘制方法 . . . . .	38
17.4.1 幅值近似原则（关键技巧） . . . . .	38
17.4.2 伯德图绘制六步法 . . . . .	39
17.4.3 转折频率处的修正 . . . . .	40
17.4.4 六步法综合例题 . . . . .	41
17.4.5 剪切频率的计算 . . . . .	42
17.4.6 绘图示例 . . . . .	43
17.4.7 快速参考 . . . . .	45
17.5 伯德图的应用 . . . . .	47
17.5.1 由伯德图确定传递函数 . . . . .	47
17.5.2 稳定性分析 . . . . .	50
17.5.3 性能指标估算 . . . . .	51

<b>18 控制器设计与校正</b>	<b>53</b>
18.1 概述 . . . . .	53
18.1.1 超前校正 . . . . .	53
18.1.2 滞后校正 . . . . .	55
18.1.3 超前-滞后综合校正 . . . . .	57
<b>II 现代控制理论</b>	<b>59</b>
<b>19 状态空间表达式及其建立</b>	<b>59</b>
19.1 状态空间的基本概念 . . . . .	59
19.2 状态空间表达式 . . . . .	60
19.3 状态空间表达式的建立方法 . . . . .	60
<b>20 状态空间表达式求传递函数</b>	<b>60</b>
20.1 传递函数矩阵 . . . . .	60
20.2 单输入单输出系统 . . . . .	60
<b>21 线性变换</b>	<b>61</b>
21.1 线性变换的定义 . . . . .	61
21.2 变换后的状态方程 . . . . .	61
<b>22 线性控制系统状态空间表达式的求解</b>	<b>61</b>
22.1 齐次状态方程的解 . . . . .	61
22.2 状态转移矩阵的性质 . . . . .	61
22.3 状态转移矩阵的计算方法 . . . . .	62
22.4 非齐次状态方程的解 . . . . .	62
<b>23 线性控制系统的能控性和能观测性</b>	<b>62</b>
23.1 能控性 (Controllability) . . . . .	63
23.1.1 能控性定义 . . . . .	63
23.1.2 能控性判据 . . . . .	64
23.2 能观测性 (Observability) . . . . .	64
23.2.1 能观测性定义 . . . . .	64
23.2.2 能观测性判据 . . . . .	65
23.3 对偶性原理 . . . . .	65
23.4 能控性和能观测性的几何理解 . . . . .	66
23.4.1 能控性的几何意义 . . . . .	66
23.4.2 能观测性的几何意义 . . . . .	66
23.5 实际应用范例 . . . . .	67

23.5.1 范例 1: 能控性和能观测性判断 . . . . .	67
23.5.2 范例 2: 不能控系统的分析 . . . . .	68
<b>24 能控、能观标准型及其实现</b>	<b>71</b>
24.1 能控标准型 . . . . .	71
24.2 能观测标准型 . . . . .	71
<b>25 系统的结构分解——能控、能观性分解</b>	<b>71</b>
25.1 术语问题: 能观/能控 vs 可观/可控 . . . . .	71
25.1.1 术语等价性 . . . . .	71
25.2 系统的结构分解 . . . . .	72
25.3 卡尔曼分解 . . . . .	72
25.4 能观性分解与能控性分解对比 . . . . .	72
25.4.1 统一的解题流程 (以能控分解为例) . . . . .	73
25.5 综合范例 1: 能观性结构分解 . . . . .	75
25.5.1 题目 . . . . .	75
25.5.2 解答 . . . . .	75
25.6 综合范例 2: 能控性结构分解 . . . . .	76
25.6.1 题目 . . . . .	76
25.6.2 解答 . . . . .	77
<b>26 约当型实现</b>	<b>79</b>
26.1 约当标准型 . . . . .	79
<b>27 稳定性与李雅普诺夫方法</b>	<b>79</b>
27.1 李雅普诺夫稳定性定义 . . . . .	80
27.2 李雅普诺夫第一方法 (线性化方法) . . . . .	80
27.2.1 基本原理 . . . . .	80
27.3 李雅普诺夫第二方法 (直接方法) . . . . .	81
27.4 李雅普诺夫方法的核心思想 . . . . .	82
27.4.1 直观理解 . . . . .	82
27.4.2 线性系统的二次型李雅普诺夫函数 . . . . .	82
27.4.3 判据总结 . . . . .	82
27.5 线性系统的李雅普诺夫方程 . . . . .	83
27.6 局部稳定性 vs 全局稳定性 . . . . .	83
27.6.1 核心概念辨析 . . . . .	83
27.6.2 全局稳定性的判断条件 . . . . .	84
27.6.3 判断示例: 为什么局部 全局 . . . . .	84
27.6.4 关键要点总结 . . . . .	85

<b>28 李雅普诺夫稳定性判断——范例</b>	<b>86</b>
28.1 范例 1：临界稳定系统的李雅普诺夫分析 . . . . .	86
28.1.1 题目 . . . . .	86
28.1.2 解答 . . . . .	86
28.1.3 结论汇总 . . . . .	88
28.2 范例 2：非线性系统的线性化分析 . . . . .	88
28.2.1 题目 . . . . .	88
28.2.2 解答思路 . . . . .	88
28.2.3 方法对比与选择 . . . . .	91
<b>29 极点配置——状态反馈</b>	<b>93</b>
29.1 状态反馈 . . . . .	94
29.1.1 状态反馈的基本思想 . . . . .	94
29.1.2 状态反馈控制律 . . . . .	94
29.1.3 闭环系统 . . . . .	95
29.2 极点配置定理 . . . . .	95
29.2.1 定理陈述 . . . . .	96
29.2.2 定理的深刻意义 . . . . .	96
29.2.3 设计步骤概览 . . . . .	97
29.3 极点配置的方法 . . . . .	97
29.3.1 方法概览 . . . . .	97
29.3.2 方法 1：直接方法 . . . . .	98
29.3.3 方法 2：变换方法 . . . . .	98
29.3.4 方法 3：阿克曼公式（Ackermann's Formula） . . . . .	99
29.3.5 三种方法的对比 . . . . .	100
29.4 极点选择的实用准则 . . . . .	100
29.4.1 性能指标与极点位置的关系 . . . . .	100
29.4.2 极点配置的实用原则 . . . . .	101
29.4.3 经验法则 . . . . .	102
29.4.4 极点配置的常见错误 . . . . .	102
29.5 实际应用范例 . . . . .	102
29.5.1 范例：二阶系统的极点配置 . . . . .	103
<b>30 状态观测器</b>	<b>108</b>
30.1 状态观测器的概念 . . . . .	108
30.2 全维状态观测器 . . . . .	108
30.3 观测器的设计 . . . . .	108
30.4 分离定理 . . . . .	108

---

<b>III 高级主题</b>	<b>108</b>
<b>31 非线性系统</b>	<b>109</b>
31.1 非线性系统概述 . . . . .	109
31.1.1 非线性系统的定义 . . . . .	109
31.1.2 非线性系统的特点 . . . . .	110
31.2 相平面法 . . . . .	110
31.2.1 相平面与相轨迹 . . . . .	111
31.2.2 等倾线法 . . . . .	111
31.3 描述函数法 . . . . .	112
31.3.1 描述函数的定义 . . . . .	112
31.3.2 稳定性分析 . . . . .	113
31.4 Lyapunov 稳定性理论（非线性系统） . . . . .	114
31.4.1 Lyapunov 稳定性定义 . . . . .	115
31.4.2 Lyapunov 定理 . . . . .	115
31.4.3 范例 2：含高阶非线性项的李雅普诺夫分析 . . . . .	116
31.5 总结 . . . . .	118
<b>32 离散系统</b>	<b>118</b>
32.1 离散系统概述 . . . . .	118
32.1.1 离散系统的定义 . . . . .	118
32.2 Z 变换 . . . . .	120
32.2.1 Z 变换的定义 . . . . .	120
32.2.2 Z 变换与拉氏变换的关系 . . . . .	120
32.2.3 常用序列的 Z 变换 . . . . .	121
32.2.4 Z 变换的性质 . . . . .	121
32.3 脉冲传递函数 . . . . .	121
32.3.1 定义 . . . . .	121
32.3.2 零阶保持器（ZOH） . . . . .	121
32.4 离散系统的稳定性 . . . . .	123
32.4.1 稳定性判据 . . . . .	123
32.4.2 劳斯判据的应用（双线性变换） . . . . .	123
32.4.3 Jury 稳定性判据 . . . . .	124
32.5 离散系统的动态性能 . . . . .	124
32.5.1 稳态误差 . . . . .	124
32.5.2 瞬态性能指标 . . . . .	124
32.6 数字 PID 控制 . . . . .	125
32.6.1 连续 PID 的离散化 . . . . .	125

32.6.2 数字 PID 的改进 . . . . .	125
32.7 离散系统设计 . . . . .	126
32.7.1 最少拍控制 . . . . .	126
32.7.2 数字控制器的实现 . . . . .	126
32.8 总结 . . . . .	126

# Part I

## 经典控制理论

### 1 自动控制系统的一般概念

#### 1.1 控制系统的基本组成

控制系统一般由以下几个基本组成部分构成：

- 被控对象（控制对象）：需要被控制的系统或装置
- 控制器：对输入信号进行处理，产生控制信号
- 传感器：检测被控量的实际值
- 执行器：接收控制信号，对被控对象施加控制作用

#### 1.2 控制系统的基本要求

1. 稳定性：系统在扰动作用下能够恢复到平衡状态
2. 准确性：系统的稳态误差要小
3. 快速性：系统的动态响应要快

### 2 自动控制系统的分类

#### 2.1 按输入信号分类

- 恒值控制系统：输入信号为常值
- 随动控制系统：输入信号为时变信号
- 程序控制系统：输入信号按预定程序变化

#### 2.2 按系统结构分类

- 开环控制系统：控制装置与被控对象之间没有反馈回路
- 闭环控制系统：控制装置与被控对象之间存在反馈回路

### 2.3 按系统特性分类

- 线性系统与非线性系统
- 定常系统与时变系统
- 连续系统与离散系统
- 单变量系统与多变量系统

## 3 拉普拉斯变换及其性质

### 3.1 拉普拉斯变换定义

函数  $f(t)$  的拉普拉斯变换定义为:

$$F(s) = \mathcal{L}[f(t)] = \int_0^{\infty} f(t)e^{-st}dt$$

其中  $s = \sigma + j\omega$  为复变量。

### 3.2 基本函数的拉普拉斯变换

$$\mathcal{L}[\delta(t)] = 1 \quad (1)$$

$$\mathcal{L}[1(t)] = \frac{1}{s} \quad (2)$$

$$\mathcal{L}[t] = \frac{1}{s^2} \quad (3)$$

$$\mathcal{L}[e^{-at}] = \frac{1}{s+a} \quad (4)$$

$$\mathcal{L}[\sin(\omega t)] = \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \quad (5)$$

$$\mathcal{L}[\cos(\omega t)] = \frac{s}{s^2 + \omega^2} \quad (6)$$

### 3.3 拉普拉斯变换的性质

- 线性性质:  $\mathcal{L}[af_1(t) + bf_2(t)] = aF_1(s) + bF_2(s)$
- 时移性质:  $\mathcal{L}[f(t - \tau)] = e^{-s\tau}F(s)$
- 频移性质:  $\mathcal{L}[e^{-at}f(t)] = F(s + a)$
- 微分性质:  $\mathcal{L}[f'(t)] = sF(s) - f(0^-)$

- 积分性质:  $\mathcal{L}[\int_0^t f(\tau)d\tau] = \frac{F(s)}{s}$
- 初值定理:  $f(0^+) = \lim_{s \rightarrow \infty} sF(s)$
- 终值定理:  $f(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} sF(s)$  (当极限存在时)

## 4 微分方程和传递函数

### 4.1 传递函数定义

在零初始条件下, 线性定常系统输出量的拉普拉斯变换与输入量的拉普拉斯变换之比称为传递函数:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \cdots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \cdots + a_1 s + a_0}$$

### 4.2 传递函数的性质

- 传递函数是复变量  $s$  的有理真分式
- 传递函数的系数完全由系统的结构和参数决定
- 传递函数与输入信号无关
- 传递函数可以表征系统的动态特性

## 5 结构图与信号流图

### 5.1 结构图的基本元件

- 方块: 表示系统或环节的传递函数
- 信号线: 表示信号的传输方向
- 相加点: 表示信号的相加或相减
- 分支点: 表示信号的分叉

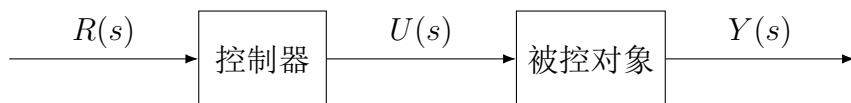


图 1: 开环控制系统示例

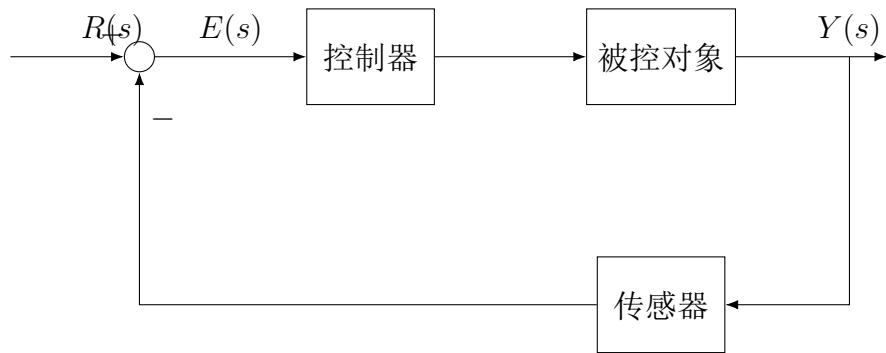


图 2: 闭环（反馈）控制系统示例

## 5.2 结构图的等效变换

- 串联:  $G(s) = G_1(s)G_2(s)$
- 并联:  $G(s) = G_1(s) + G_2(s)$
- 反馈:  $G(s) = \frac{G_1(s)}{1 \pm G_1(s)H(s)}$

## 5.3 信号流图

信号流图是用有向线段和节点组成的图形，用来表示系统各变量之间的关系。

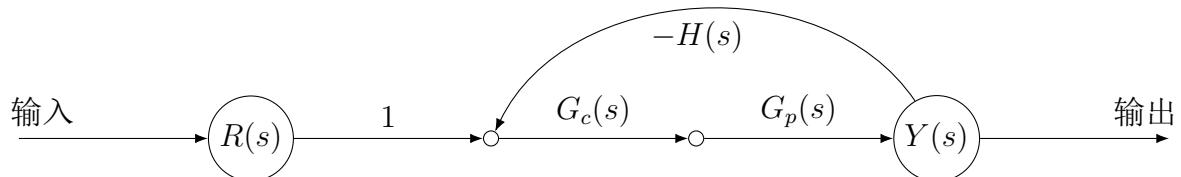


图 3: 包含控制器和传感器的信号流图示例

## 5.4 具体示例

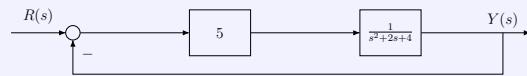
### 具体示例

#### 结构图示例

系统开环传递函数为：

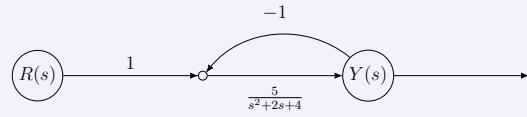
$$G(s) = \frac{5}{s^2 + 2s + 4}$$

反馈为单位负反馈  $H(s) = 1$ 。



#### 信号流图示例

与上方系统等效的信号流图。前向通路增益为  $G(s)$ , 反馈回路增益为  $-H(s)$ 。



$$G(s) = \frac{5}{s^2 + 2s + 4} \quad H(s) = 1$$

## 6 梅森公式求传递函数

### 6.1 梅森增益公式

$$G(s) = \frac{1}{\Delta} \sum_{k=1}^N P_k \Delta_k$$

其中：

- $P_k$ : 第  $k$  条前向通路的增益
- $\Delta$ : 信号流图的特征式
- $\Delta_k$ : 在信号流图中划去第  $k$  条前向通路后的特征式

### 6.2 特征式的计算

$$\Delta = 1 - \sum L_i + \sum L_i L_j - \sum L_i L_j L_k + \dots$$

其中  $L_i$  为各个回路的增益，相互接触的回路不能同时出现在同一项中。

## 7 时域性能指标

### 7.1 典型输入信号

- 阶跃输入:  $r(t) = A \cdot 1(t)$
- 斜坡输入:  $r(t) = At$
- 抛物线输入:  $r(t) = \frac{1}{2}At^2$
- 脉冲输入:  $r(t) = A\delta(t)$

### 7.2 时域性能指标

对于单位阶跃响应，主要性能指标包括：

- 上升时间  $t_r$ : 响应从终值的 10%
- 峰值时间  $t_p$ : 响应达到第一个峰值的时间
- 调节时间  $t_s$ : 响应进入并保持在终值  $\pm 2\%$
- 超调量  $\sigma\% = \frac{h(t_p) - h(\infty)}{h(\infty)} \times 100\%$

## 8 一阶系统时域分析

### 8.1 一阶系统的传递函数

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

其中  $K$  为增益， $T$  为时间常数。

### 8.2 一阶系统的单位阶跃响应

$$h(t) = K(1 - e^{-t/T})$$

### 8.3 一阶系统的性能指标

- 调节时间:  $t_s = 3T$  (2%误差带) 或  $t_s = 4T$  (5%误差带)
- 无超调
- 上升时间:  $t_r = 2.2T$

## 9 二阶系统时域分析

### 9.1 二阶系统的标准形式

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

其中：

- $\omega_n$ : 无阻尼自然频率
- $\zeta$ : 阻尼比

### 9.2 二阶系统的特征根

特征方程:  $s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = 0$

特征根:  $s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1}$

### 9.3 二阶系统的分类

- $\zeta > 1$ : 过阻尼系统
- $\zeta = 1$ : 临界阻尼系统
- $0 < \zeta < 1$ : 欠阻尼系统
- $\zeta = 0$ : 无阻尼系统
- $\zeta < 0$ : 负阻尼系统 (不稳定)

### 9.4 欠阻尼二阶系统的性能指标

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}} \quad (7)$$

$$\sigma \% = e^{-\frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \times 100\% \quad (8)$$

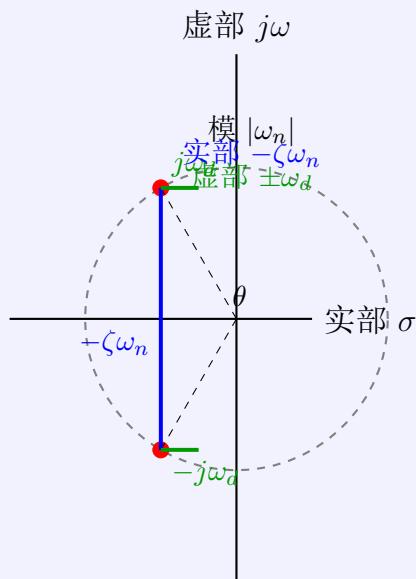
$$t_s = \frac{3}{\zeta\omega_n} (2\% \text{误差带}) \quad (9)$$

## 9.5 欠阻尼二阶系统的 s 平面分析

### 9.5.1 抽象参数表示

特征根为  $s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}$ , 在 s 平面上的几何意义如下:

欠阻尼二阶系统的特征根分布



参数几何意义:

- 模  $|\omega_n| \Rightarrow$  原点到特征根距离  $\Rightarrow$  自然频率大小
- 实部  $-\zeta\omega_n \Rightarrow$  衰减系数  $\Rightarrow$  衰减快慢
- 虚部  $\pm\omega_d \Rightarrow$  震荡频率  $\Rightarrow$  震荡速度
- 角度  $\theta \Rightarrow \cos \theta = \zeta \Rightarrow$  由阻尼比确定

### 9.5.2 具体示例: $G(s) = \frac{25}{s^2 + 5s + 25}$

具体例: 欠阻尼二阶系统  $G(s) = \frac{25}{s^2 + 5s + 25}$

参数识别:

$$\omega_n = 5 \text{ rad/s} \quad (\text{自然频率})$$

$$\zeta = 0.5 \quad (\text{阻尼比})$$

$$\omega_d = 4.33 \text{ rad/s} \quad (\text{震荡频率})$$

性能指标:

$$t_p = 0.725 \text{ s} \quad (\text{峰值时刻})$$

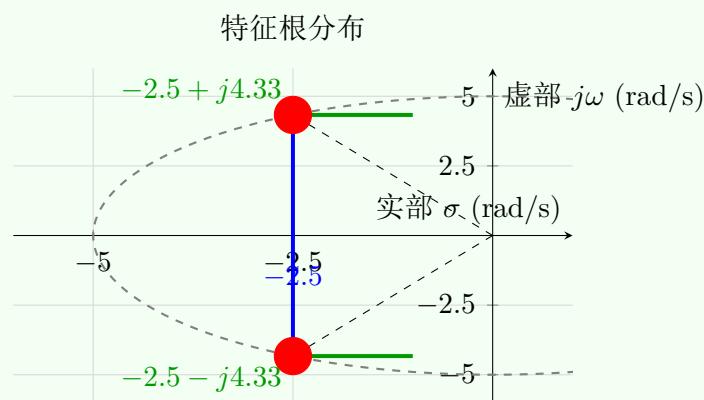
$$\sigma\% = 16.3\% \quad (\text{超调量})$$

$$t_s = 1.2 \text{ s} \quad (\text{稳定时间})$$

特征根位置:

$$s_{1,2} = -2.5 \pm j4.33$$

-2.5: 衰减速率 4.33: 震荡速度



## 10 稳定性分析及劳斯稳定判据

### 10.1 系统稳定性的定义

线性系统稳定的充分必要条件是: 系统特征方程的所有根都具有负实部, 即所有特征根都位于  $s$  平面的左半部分。

### 10.2 劳斯稳定判据

对于特征方程:

$$a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \cdots + a_1 s + a_0 = 0$$

构造劳斯表:

$s^n$	$a_n$	$a_{n-2}$	$a_{n-4}$	$\cdots$
$s^{n-1}$	$a_{n-1}$	$a_{n-3}$	$a_{n-5}$	$\cdots$
$s^{n-2}$	$b_1$	$b_2$	$b_3$	$\cdots$
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\ddots$

$$\text{其中: } b_1 = \frac{a_{n-1}a_{n-2} - a_n a_{n-3}}{a_{n-1}}$$

劳斯稳定判据: 系统稳定的充分必要条件是劳斯表第一列的元素全部为正。

### 10.3 特殊情况的处理

- 第一列出现零元素：用小正数  $\varepsilon$  代替
- 某一行全为零：用前一行的辅助方程的导数代替

#### 10.3.1 情况一：第一列出现零元素

当劳斯表第一列的某个元素为零，但该行其他元素不全为零时，用一个很小的正数  $\varepsilon$  代替该零元素，然后继续计算。最后根据  $\varepsilon \rightarrow 0^+$  的趋势来判断符号。

示例：系统的特征方程为  $s^4 + s^3 + 2s^2 + 2s + 3 = 0$ 。

劳斯表：

$s^4$	1	2	3
$s^3$	1	2	
$s^2$	0 → $\varepsilon$	3	
$s^1$	$\frac{2\varepsilon-3}{\varepsilon}$		
$s^0$	3		

当  $\varepsilon \rightarrow 0^+$  时，第一列的元素为  $1, 1, \varepsilon, \frac{2\varepsilon-3}{\varepsilon} (\approx -\infty), 3$ 。

由于第一列出现了两次符号变化（从  $\varepsilon$  到负无穷，再从负无穷到 3），因此系统不稳定，且在右半  $s$  平面有两个根。

#### 10.3.2 情况二：某一行全为零

当劳斯表中出现某一行所有元素都为零时，表明系统存在关于原点对称的根（如纯虚根、大小相等符号相反的实根等）。

处理方法是：

1. 利用全零行的上一行构造辅助多项式  $A(s)$ 。
2. 对辅助多项式求导， $\frac{dA(s)}{ds}$ 。
3. 用求导后多项式的系数替换全零行，继续计算。

示例：系统的特征方程为  $s^3 + s^2 + s + 1 = 0$ 。

劳斯表：

$s^3$	1	1
$s^2$	1	1
$s^1$	0	0

$s^1$  行为全零行。利用其上一行 ( $s^2$  行) 构造辅助多项式：

$$A(s) = 1 \cdot s^2 + 1 \cdot s^0 = s^2 + 1$$

求导:

$$\frac{dA(s)}{ds} = 2s$$

用导数的系数 [2, 0] 替换  $s^1$  行, 得到新的劳斯表:

$s^3$	1	1
$s^2$	1	1
$s^1$	2	0
$s^0$	1	

第一列元素 [1, 1, 2, 1] 全部为正, 说明在劳斯表剩下的部分没有符号变化, 系统没有位于右半平面的根。全零行的出现说明系统存在关于原点对称的根, 这些根由辅助方程  $A(s) = s^2 + 1 = 0$  给出, 即  $s = \pm j$ 。因此, 系统是临界稳定的。

## 11 线性定常系统的稳态误差计算

### 11.1 误差信号和误差传递函数

误差信号:  $E(s) = R(s) - H(s)Y(s)$

误差传递函数:  $\Phi_e(s) = \frac{E(s)}{R(s)} = \frac{1}{1+G(s)H(s)}$

### 11.2 系统类型

根据开环传递函数  $G(s)H(s)$  在原点处的极点个数确定系统类型:

$$G(s)H(s) = \frac{K \prod_{i=1}^m (s - z_i)}{s^\nu \prod_{j=1}^n (s - p_j)}$$

$\nu$  为系统的型别。

### 11.3 稳态误差系数

- 位置误差系数:  $K_p = \lim_{s \rightarrow 0} G(s)H(s)$
- 速度误差系数:  $K_v = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot G(s)H(s)$
- 加速度误差系数:  $K_a = \lim_{s \rightarrow 0} s^2 \cdot G(s)H(s)$

### 11.4 稳态误差

- 单位阶跃输入:  $e_{ss} = \frac{1}{1+K_p}$
- 单位斜坡输入:  $e_{ss} = \frac{1}{K_v}$
- 单位抛物线输入:  $e_{ss} = \frac{1}{K_a}$

## 12 根轨迹基本概念及其绘制 (180°)

### 12.1 根轨迹的定义

当系统中某一参数从零变化到无穷大时, 闭环系统特征方程的根在  $s$  平面上的运动轨迹称为根轨迹。

### 12.2 根轨迹方程

闭环特征方程:  $1 + KG(s)H(s) = 0$

根轨迹方程的两个条件:

- 幅值条件:  $|G(s)H(s)| = \frac{1}{K}$
- 相角条件:  $\angle G(s)H(s) = \pm 180^\circ(2k + 1), k = 0, 1, 2, \dots$

### 12.3 绘制根轨迹的基本法则

1. 根轨迹的分支数等于开环极点数  $n$  和开环零点数  $m$  中的较大者
2. 根轨迹起始于开环极点, 终止于开环零点 (有限零点或无限远零点)
3. 根轨迹关于实轴对称
4. 实轴上的根轨迹: 实轴上某点右侧开环实零点和实极点总数为奇数
5. 根轨迹的渐近线:

$$\sigma_a = \frac{\sum_{i=1}^n p_i - \sum_{j=1}^m z_j}{n - m} \quad (10)$$

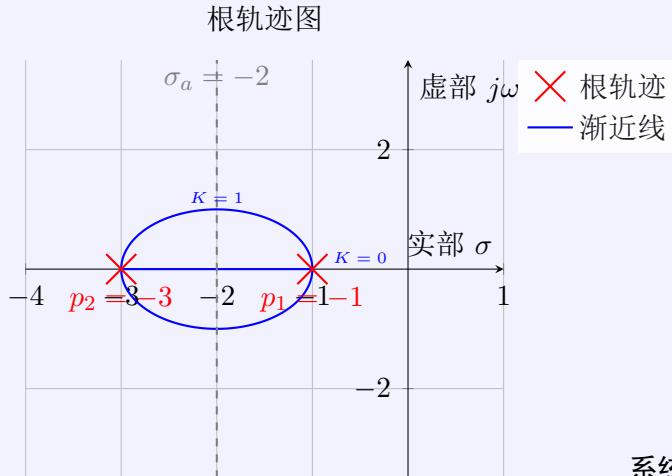
$$\phi_a = \frac{(2k + 1)180^\circ}{n - m}, \quad k = 0, 1, \dots, n - m - 1 \quad (11)$$

6. 分离点的计算:  $\frac{d}{ds}[G(s)H(s)] = 0$
7. 与虚轴的交点: 利用劳斯判据

## 12.4 绘制根轨迹

### 12.4.1 例 1：二阶系统的根轨迹

例 1：二阶系统



系统信息：

- 开环传递函数： $G(s)H(s) = \frac{K}{(s+1)(s+3)}$
- 极点： $p_1 = -1, p_2 = -3$
- 零点：无

根轨迹特征：

- 渐近线中心： $\sigma_a = \frac{-1 + (-3)}{2} = -2$
- 根轨迹类型：实轴线段 + 圆形轨迹
- 分支数：2

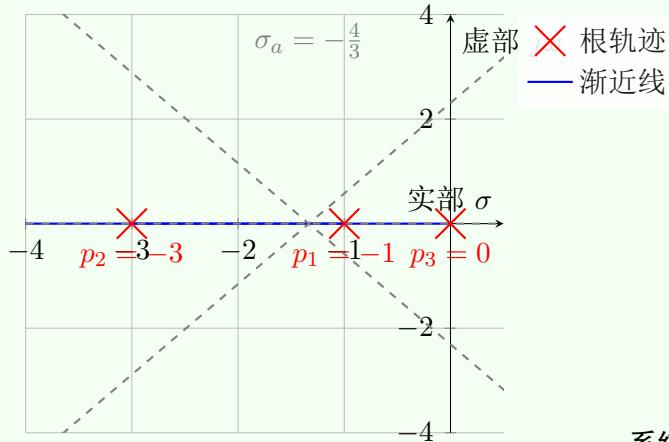
分析：

- $K = 0$  时，根在开环极点处
- 实轴部分： $[-3, -1]$  区间
- 复平面部分形成圆形
- 系统始终稳定

### 12.4.2 例 2：三阶系统的根轨迹

#### 例 2：三阶系统

根轨迹图



系统信息：

- 开环传递函数： $G(s)H(s) = \frac{K}{s(s+1)(s+3)}$
- 极点： $p_1 = -1, p_2 = -3, p_3 = 0$
- 零点：无

根轨迹特征：

- 极点数  $n = 3$ , 零点数  $m = 0$
- 分支数：3
- 渐近线中心： $\sigma_a = -\frac{4}{3}$

渐近线角度：

$$\phi_a = \frac{(2k+1) \times 180^\circ}{3}$$

- $60^\circ, 180^\circ, 300^\circ$

稳定性：

- 存在从虚轴穿过的点
- 系统有临界增益

## 12.5 绘制根轨迹的步骤总结

- 确定开环极点和零点：在复平面上标记（极点用  $\times$  表示，零点用  $\circ$  表示）

2. 绘制实轴部分：满足相角条件的实轴线段

- 实轴上某点右侧的开环零点和极点总数为奇数时，该点在根轨迹上

3. 绘制渐近线：

$$\sigma_a = \frac{\sum p_i - \sum z_j}{n-m}$$

$$\phi_a = \frac{(2k+1) \times 180^\circ}{n-m}, \quad k = 0, 1, \dots, n-m-1$$

4. 计算分离点和汇合点：解方程  $\frac{d}{ds}[G(s)H(s)] = 0$

5. 确定与虚轴的交点：使用劳斯判据或代入  $s = j\omega$

6. 绘制完整轨迹：连接各部分形成光滑曲线

## 13 0° 根轨迹

### 13.1 0° 根轨迹的相角条件

$$\angle G(s)H(s) = \pm 360^\circ k, \quad k = 0, 1, 2, \dots$$

### 13.2 0° 根轨迹与 180° 根轨迹的区别

- 实轴上的根轨迹：实轴上某点右侧开环实零点和实极点总数为偶数
- 渐近线角度： $\phi_a = \frac{360^\circ k}{n-m}$

## 14 参数根轨迹

### 14.1 参数根轨迹的定义

当系统中某一参数变化时，系统特征方程根的变化轨迹。

### 14.2 参数根轨迹的绘制方法

1. 将特征方程整理成  $1 + K_h H(s) = 0$  的形式
2. 将参数  $K_h$  视为可变增益
3. 按照常规根轨迹绘制方法进行

## 15 频率特性基本概念

### 15.1 频率特性的定义

对于一个稳定的线性时不变系统，当输入一个正弦信号  $r(t) = A_{\text{in}} \sin(\omega t)$  时，其稳态输出  $y_{\text{ss}}(t)$  必然是同频率的正弦信号，形式为：

$$y_{\text{ss}}(t) = A_{\text{out}} \sin(\omega t + \phi)$$

线性定常系统的频率特性是指系统稳态输出与输入的复数比：

$$G(j\omega) = G(s)|_{s=j\omega} = |G(j\omega)|e^{j\phi(\omega)}$$

其中：

- **幅频特性  $A(\omega)$** : 输出响应的稳态分量幅值与输入信号幅值之比。

$$A(\omega) = \frac{A_{\text{out}}}{A_{\text{in}}} = |G(j\omega)|$$

- **相频特性  $\phi(\omega)$** : 输出响应的稳态分量与输入信号的相位之差。

$$\phi(\omega) = \angle G(j\omega)$$

幅频特性  $A(\omega)$  和相频特性  $\phi(\omega)$  统称为频率特性。

### 15.2 频率特性的物理意义

- 幅频特性表示不同频率正弦输入信号通过系统后幅值的变化
- 相频特性表示不同频率正弦输入信号通过系统后相位的变化

### 15.3 频率特性的计算

#### 15.3.1 计算步骤

1. 将传递函数  $G(s)$  中的  $s$  替换为  $j\omega$ ，得到  $G(j\omega)$
2. 计算幅频特性：  $A(\omega) = |G(j\omega)|$
3. 计算相频特性：  $\phi(\omega) = \angle G(j\omega)$

### 15.3.2 例题

**例 1:** 已知传递函数为  $G(s) = \frac{4(s+1)}{s(s+2)}$ , 写出该传递函数的频率特性。

解：

1. 将  $s$  替换为  $j\omega$ :

$$G(j\omega) = \frac{4(j\omega + 1)}{j\omega(j\omega + 2)}$$

2. 计算幅频特性  $A(\omega)$ :

$$A(\omega) = |G(j\omega)| = \frac{|4(1 + j\omega)|}{|j\omega||2 + j\omega|} = \frac{4\sqrt{1^2 + \omega^2}}{\omega\sqrt{2^2 + \omega^2}} = \frac{4\sqrt{1 + \omega^2}}{\omega\sqrt{4 + \omega^2}}$$

3. 计算相频特性  $\phi(\omega)$ :

$$\begin{aligned}\phi(\omega) &= \angle G(j\omega) = \angle 4 + \angle(1 + j\omega) - \angle(j\omega) - \angle(2 + j\omega) \\ &= 0^\circ + \arctan(\omega) - 90^\circ - \arctan\left(\frac{\omega}{2}\right) \\ &= \arctan(\omega) - \arctan\left(\frac{\omega}{2}\right) - 90^\circ\end{aligned}$$

**例 2:** 某单位负反馈的开环传递函数为  $G(s) = \frac{4}{s(s+2)}$ 。若输入信号  $r(t) = 2 \sin(2t)$ , 试求系统的稳态输出。

解：

1. 求闭环传递函数  $\Phi(s)$ :

$$\Phi(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)} = \frac{\frac{4}{s(s+2)}}{1 + \frac{4}{s(s+2)}} = \frac{4}{s^2 + 2s + 4}$$

2. 分析输入信号: 幅值  $A = 2$ , 角频率  $\omega = 2 \text{ rad/s}$

3. 计算闭环系统在  $\omega = 2$  处的频率响应  $\Phi(j2)$ :

$$\Phi(j2) = \frac{4}{(j2)^2 + 2(j2) + 4} = \frac{4}{-4 + j4 + 4} = \frac{4}{j4} = -j$$

4. 计算幅值和相角:

$$\begin{aligned}|\Phi(j2)| &= |-j| = 1 \\ \angle\Phi(j2) &= \angle(-j) = -90^\circ\end{aligned}$$

5. 写出稳态输出  $c_{ss}(t)$ :

$$\begin{aligned}c_{ss}(t) &= A \cdot |\Phi(j2)| \cdot \sin(\omega t + \angle\Phi(j2)) \\ &= 2 \cdot 1 \cdot \sin(2t - 90^\circ) \\ &= 2 \sin(2t - 90^\circ) = -2 \cos(2t)\end{aligned}$$

## 16 奈奎斯特图绘制

### 16.1 奈奎斯特图的基本概念

#### 16.1.1 什么是奈奎斯特图

奈奎斯特图 (Nyquist Plot) 是开环频率响应  $G(j\omega)$  在复平面上的图形表示。

- **定义:** 以  $G(j\omega)$  的实部为横坐标, 虚部为纵坐标, 当  $\omega$  从  $-\infty$  到  $+\infty$  变化时  $G(j\omega)$  在复平面上的轨迹
- **向量形式:**  $G(j\omega) = A(\omega)\angle\phi(\omega)$ , 其中  $A(\omega)$  是幅值,  $\phi(\omega)$  是相角
- **复数形式:**  $G(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega)$ , 其中  $P(\omega)$  是实部,  $Q(\omega)$  是虚部

#### 16.1.2 奈奎斯特图的对称性

- 当  $\omega$  从 0 变化到  $+\infty$  时, 得到的曲线为**实线部分**
- 当  $\omega$  从 0 变化到  $-\infty$  时, 对应的轨迹与实线部分**关于实轴对称**
- 通常只需绘制  $\omega : 0 \rightarrow +\infty$  的部分, 然后关于实轴做镜像

## 16.2 奈奎斯特图的绘制步骤

### 16.2.1 最小相位系统的绘制流程

最小相位系统是指开环传递函数在 s 平面右半部分没有零点和极点的系统。

**通用绘制步骤:**

1. 将  $G(s)$  中的  $s$  全部替换为  $j\omega$ , 得到  $G(j\omega)$
2. 写出幅值表达式  $A(\omega) = |G(j\omega)|$  和相角表达式  $\phi(\omega) = \angle G(j\omega)$
3. 分析关键频率点:
  - $\omega = 0$ : 起点幅值和相角
  - $\omega \rightarrow \infty$ : 终点幅值和相角
4. 计算坐标轴交点 (可选但有助于精确绘图):
  - 令虚部  $\text{Im}[G(j\omega)] = 0$ , 求与实轴交点
  - 令实部  $\text{Re}[G(j\omega)] = 0$ , 求与虚轴交点
  - 或用相角法:  $\phi(\omega) = k \cdot 90^\circ$  ( $k$  为整数)

5. 根据幅值和相角的变化趋势，绘制曲线
6. 对于 I 型及更高型系统，补全虚线部分（无穷大圆弧）
7. 最后做实轴对称，得到完整的奈奎斯特图

### 16.2.2 系统类型对起始点的影响

- 0 型系统：
  - 起点：  $(K, 0)$  (正实轴)
  - 终点： 原点  $(0, 0)$
  - 无渐近线
- I 型系统：
  - $\omega = 0$ : 幅值  $\infty$ , 相角  $0^\circ$  (仅看非积分项)
  - $\omega = 0^+$ : 幅值  $\infty$ , 相角  $-90^\circ$
  - 有垂直的低频渐近线
  - 终点： 原点  $(0, 0)$
- II 型系统：
  - 起点： 负实轴无穷远处，相角  $-180^\circ$
  - 终点： 原点  $(0, 0)$
  - 有无穷大圆弧补全虚线部分

### 16.2.3 I 型系统的渐近线计算

对于标准形式  $G(s) = K \frac{\prod(T_{zi}s+1)}{\prod(T_{pi}s+1)\cdot s}$ , 当  $\omega \rightarrow 0^+$  时，对应的垂直渐近线为：

$$x = K \left( \sum T_{zi} - \sum T_{pi} \right)$$

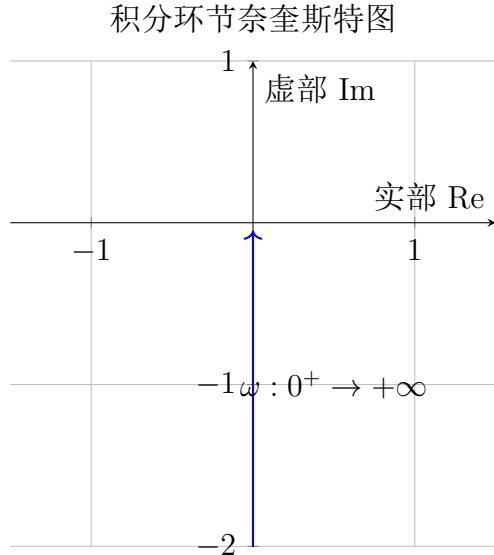
其中：

- $\sum T_{zi}$ : 分子所有一阶项的时间常数之和
- $\sum T_{pi}$ : 分母所有一阶项的时间常数之和 (不含积分项)

### 16.3 典型环节的奈奎斯特图

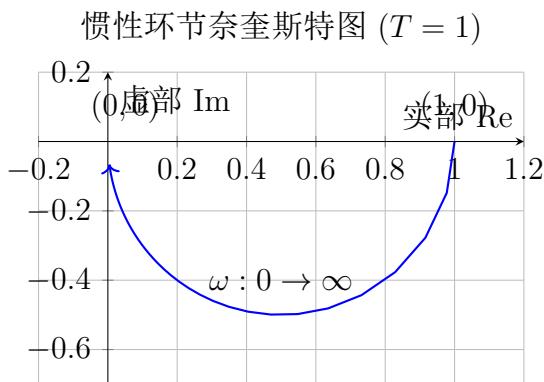
#### 16.3.1 积分环节

积分环节的传递函数为  $G(s) = \frac{1}{s}$ , 其频率特性为  $G(j\omega) = \frac{1}{j\omega} = -\frac{j}{\omega}$ 。当  $\omega$  从  $0^+$  变化到  $+\infty$  时, 奈奎斯特图是沿着负虚轴从  $-\infty$  到原点的一条直线。



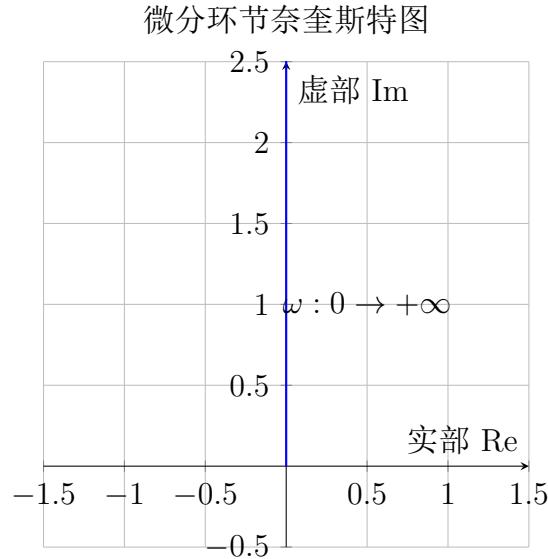
#### 16.3.2 惯性环节

惯性环节的传递函数为  $G(s) = \frac{1}{Ts+1}$ , 其频率特性为  $G(j\omega) = \frac{1}{1+j\omega T}$ 。奈奎斯特图是一个起点为  $(1, 0)$  ( $\omega = 0$ ), 终点为原点 ( $\omega = \infty$ ) 的半圆。



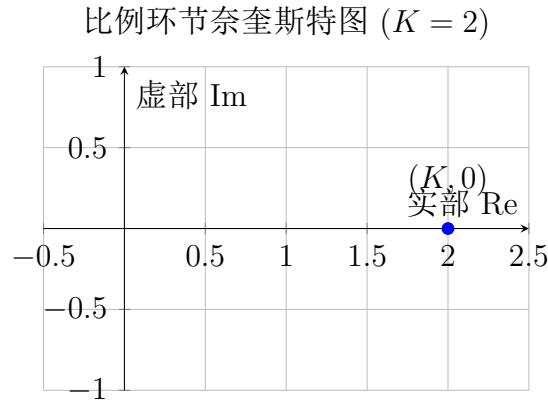
#### 16.3.3 微分环节

微分环节的传递函数为  $G(s) = s$ , 其频率特性为  $G(j\omega) = j\omega$ 。奈奎斯特图是沿着正虚轴从原点到  $+\infty$  的一条直线。



#### 16.3.4 比例环节

比例环节的传递函数为  $G(s) = K$  ( $K > 0$ )，其频率特性为  $G(j\omega) = K$ 。奈奎斯特图是实轴上从原点到  $K$  的一个点。

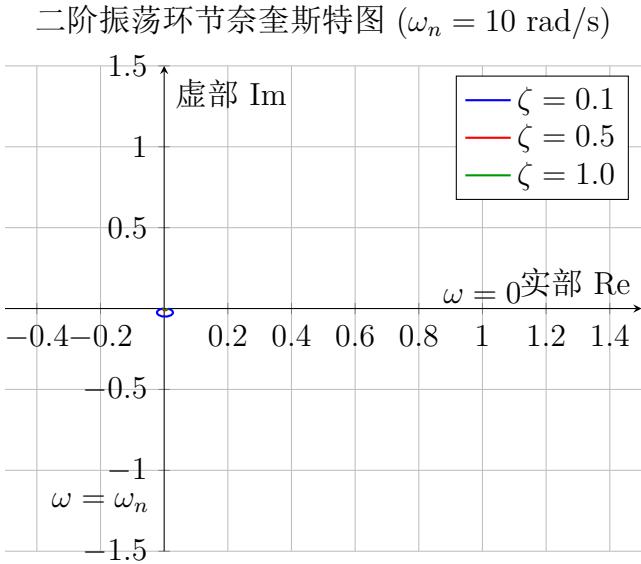


#### 16.3.5 二阶振荡环节

二阶振荡环节的传递函数为  $G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$ ，其频率特性为：

$$G(j\omega) = \frac{\omega_n^2}{\omega_n^2 - \omega^2 + 2j\omega\zeta\omega_n\omega}$$

奈奎斯特图为一条圆弧或更复杂的曲线，形状随阻尼比  $\zeta$  变化。



## 16.4 0型系统的奈奎斯特图

### 16.4.1 绘制流程

1. 将  $G(s)$  中的  $s$  换成  $j\omega$
2. 写出幅值  $A(\omega)$  和相角  $\phi(\omega)$  表达式
3. 分析起点 ( $\omega = 0$ ) 和终点 ( $\omega = \infty$ )
4. 根据相角变化趋势绘制曲线

### 16.4.2 例题

例：绘制  $G(s)H(s) = \frac{6}{s^2+3s+2}$  的幅相特性曲线。

解：

1. 变换与分解：

$$G(s)H(s) = \frac{6}{(s+1)(s+2)} \implies G(j\omega)H(j\omega) = \frac{6}{(1+j\omega)(2+j\omega)}$$

2. 幅相表达式：

$$A(\omega) = \frac{6}{\sqrt{1+\omega^2}\sqrt{4+\omega^2}}$$

$$\phi(\omega) = -\arctan(\omega) - \arctan\left(\frac{\omega}{2}\right)$$

3. 起点/终点分析：

$$\text{起点 } (\omega = 0) : A(0) = \frac{6}{1 \cdot 2} = 3, \quad \phi(0) = 0^\circ$$

$$\text{终点 } (\omega = \infty) : A(\infty) = 0, \quad \phi(\infty) = -90^\circ - 90^\circ = -180^\circ$$

#### 4. 趋势与绘制:

- 起点为  $(3, 0)$ , 终点为原点  $(0, 0)$
- 相角从  $0^\circ$  单调减小到  $-180^\circ$
- 曲线从起点出发, 顺时针旋转, 经第四象限, 从负实轴方向趋近于原点

### 16.5 I型系统的奈奎斯特图

#### 16.5.1 绘制流程

1. 将  $G(s)$  中的  $s$  替换为  $j\omega$
2. 写出幅值  $A(\omega)$  和相角  $\phi(\omega)$  表达式
3. 【特殊】分析  $\omega = 0$  和  $\omega = 0^+$  时的幅值和相角
4. 【特殊】计算垂直渐近线 (仅 I 型系统有)
5. 根据趋势绘制实线部分
6. 补全虚线部分 (从  $\omega = 0$  的方向经过无穷大圆弧连到  $\omega = 0^+$  的方向)

#### 16.5.2 例题

例: 绘制  $G(s)H(s) = \frac{250}{s(s+5)(s+15)}$  的幅相特性曲线。

解:

1. 变换:

$$G(j\omega)H(j\omega) = \frac{250}{j\omega(j\omega + 5)(j\omega + 15)}$$

2. 幅相表达式:

$$\begin{aligned} A(\omega) &= \frac{250}{\omega\sqrt{\omega^2 + 25}\sqrt{\omega^2 + 225}} \\ \phi(\omega) &= -90^\circ - \arctan\left(\frac{\omega}{5}\right) - \arctan\left(\frac{\omega}{15}\right) \end{aligned}$$

3. 关键频率点:

$$\omega = 0: \quad A(0) = \infty, \quad \phi(0) = 0^\circ \text{ (虚线用)}$$

$$\omega = 0^+: \quad A(0^+) = \infty, \quad \phi(0^+) = -90^\circ \text{ (实线起点)}$$

$$\omega = \infty: \quad A(\infty) = 0, \quad \phi(\infty) = -270^\circ \text{ (或 } +90^\circ\text{)}$$

4. 渐近线计算:

- 化为标准型:  $G(s) = \frac{250}{s \cdot 5(0.2s+1) \cdot 15(s/15+1)}$
- 提取参数:  $K = \frac{10}{3}$ ,  $\sum T_z = 0$ ,  $\sum T_p = 0.2 + \frac{1}{15}$
- 渐近线位置:  $x = \frac{10}{3}(0 - 0.2 - 1/15) = -\frac{8}{9} \approx -0.89$

### 5. 趋势与绘制:

- 实线部分从负虚轴无穷远处开始 ( $\phi = -90^\circ$ )
- 逼近左侧垂直渐近线  $x \approx -0.89$
- 相角持续减小至  $-270^\circ$ , 因此会穿越负实轴
- 终点为原点
- 虚线部分是从  $\phi = 0^\circ$  到  $\phi = -90^\circ$  的无穷大顺时针圆弧, 连接  $\omega = 0$  和  $\omega = 0^+$

## 16.6 非最小相位系统的奈奎斯特图

### 16.6.1 非最小相位系统的特点

非最小相位系统在右半平面有零点或极点 (如  $(s - a)$  或  $(T_z s - 1)$  的项), 这会深刻影响相角计算。

### 16.6.2 相角的特殊处理

对于右半平面的项, 例如  $(s - a)$  ( $a > 0$ ), 其相角为:

$$\angle(j\omega - a) = \angle(-a + j\omega) = 180^\circ - \arctan\left(\frac{\omega}{a}\right)$$

结论:

- 传递函数中每出现一个分母的非最小相位项, 总相角就要减去  $(180^\circ - \arctan(...))$
- 每出现一个分子的非最小相位项, 总相角就要加上  $(180^\circ - \arctan(...))$

### 16.6.3 例题

例: 绘制非最小相位 I 型系统  $G(s)H(s) = \frac{10}{s(s-1)}$  的幅相特性曲线。

解:

#### 1. 变换:

$$G(j\omega)H(j\omega) = \frac{10}{j\omega(j\omega - 1)}$$

## 2. 幅相表达式:

$$\begin{aligned} A(\omega) &= \frac{10}{\omega\sqrt{\omega^2 + 1}} \\ \phi(\omega) &= -\angle(j\omega) - \angle(j\omega - 1) \\ &= -90^\circ - (180^\circ - \arctan(\omega)) \\ &= \arctan(\omega) - 270^\circ \end{aligned}$$

## 3. 关键频率点:

$$\begin{aligned} \omega = 0: \quad A(0) &= \infty, \quad \phi(0) = -180^\circ \text{ (分母 } s(s-1) \rightarrow s(-1)) \\ \omega = 0^+: \quad A(0^+) &= \infty, \quad \phi(0^+) = \arctan(0) - 270^\circ = -270^\circ \text{ (或 } +90^\circ) \\ \omega = \infty: \quad A(\infty) &= 0, \quad \phi(\infty) = 90^\circ - 270^\circ = -180^\circ \end{aligned}$$

## 4. 漐近线计算:

- $G(s) = \frac{-10}{s(1-s)}$ , 参数为  $K = -10$ ,  $T_p = -1$
- 漉近线:  $x = (-10)(0 - (-1)) = -10$

## 5. 趋势与绘制:

- 实线起点在正虚轴无穷远处 ( $\phi = -270^\circ$ ), 不同于最小相位系统
- 相角从  $-270^\circ$  增大到  $-180^\circ$
- 终点为原点
- 虚线部分是从  $\phi = -180^\circ$  到  $\phi = -270^\circ$  的无穷大顺时针圆弧

# 16.7 奈奎斯特稳定性判据

## 16.7.1 基本概念

对于开环传递函数  $G(s)H(s)$ , 其中  $H(s)$  通常为反馈传感器传递函数:

- 临界点: 奈奎斯特图中的点  $(-1, 0)$
- 包围: 奈奎斯特曲线绕临界点的圈数

## 16.7.2 奈奎斯特稳定性判据

对于闭环系统, 设开环传递函数为  $G(s)H(s)$ , 其:

- 右半平面极点数为  $P$
- 奈奎斯特曲线逆时针绕  $(-1, 0)$  点的圈数为  $N$

则闭环系统右半平面极点数为:

$$Z = P + N$$

**稳定条件:** 系统稳定  $\Leftrightarrow Z = 0$ , 即  $N = -P$

特别地, 当开环系统稳定 ( $P = 0$ ) 时:

- 稳定条件:  $N = 0$ , 即奈奎斯特曲线不包围  $(-1, 0)$  点
- 边界稳定: 曲线经过  $(-1, 0)$  点
- 不稳定: 曲线包围  $(-1, 0)$  点

### 16.7.3 稳定裕度

**增益裕度 (Gain Margin, GM)** 从  $(-1, 0)$  点到奈奎斯特曲线与负实轴的交点距离的倒数。若交点坐标为  $(-a, 0)$ , 则  $GM = \frac{1}{a}$  或  $GM(\text{dB}) = 20 \lg \frac{1}{a}$

**相位裕度 (Phase Margin, PM)** 奈奎斯特曲线与单位圆的交点对应的相位角与  $-180^\circ$  的夹角。

### 16.7.4 绘制方法

1. 建立  $G(j\omega)$  的实部和虚部表达式
2. 选择足够多的频率点  $\omega$  (从 0 到  $+\infty$ )
3. 计算每个频率点对应的  $\text{Re}[G(j\omega)]$  和  $\text{Im}[G(j\omega)]$
4. 在复平面上绘制这些点形成的轨迹
5. 检查轨迹是否包围  $(-1, 0)$  点

## 17 伯德图绘制

### 17.1 伯德图的定义

伯德图 (Bode Plot) 是由亨德里克·韦德·伯德 (Hendrik Wade Bode) 提出的频率响应图示方法, 由两个图组成:

- 幅频特性图 (Magnitude Plot):  $L(\omega) = 20 \lg |G(j\omega)|$  dB vs  $\lg \omega$  典型伯德图示例:

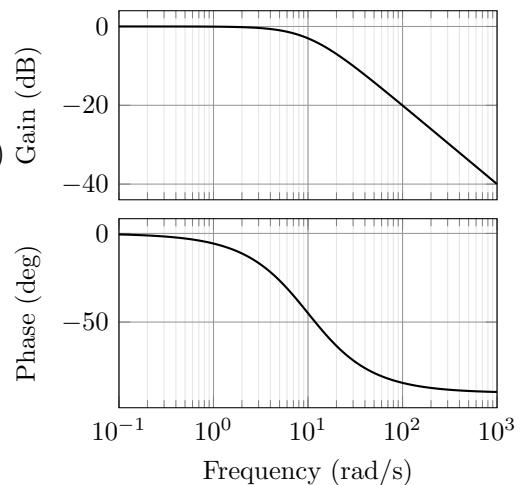
- 纵轴: 对数幅值 (dB)
- 横轴: 对数频率 ( $\lg \omega$ )

- 相频特性图(Phase Plot):  $\phi(\omega) = \angle G(j\omega)$  vs  $\lg \omega$

- 纵轴: 相位角 (度或弧度)
- 横轴: 对数频率 ( $\lg \omega$ )

伯德图的优点:

1. 频率范围广, 可表示从极低频到极高频的特性
2. 不同环节的伯德图可以直接相加 (叠加原理)
3. 可用渐近线逼近, 绘制简便
4. 便于分析系统的稳定性和性能指标



图示:  $G(s) = \frac{1}{1+0.1s}$  的伯德图

## 17.2 伯德图的基本概念

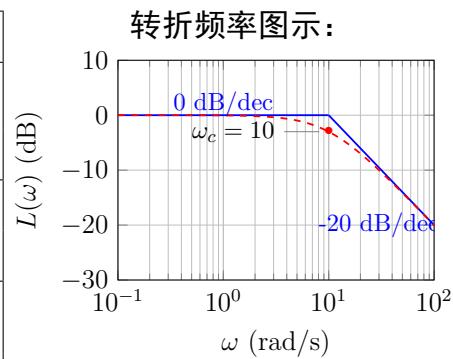
伯德图由两个图组成, 横坐标都是对数刻度的频率  $\omega$ :

- 对数幅频图: 纵坐标是系统幅值的对数  $L(\omega) = 20 \log_{10} A(\omega)$ , 单位为分贝 (dB)
- 对数相频图: 纵坐标是系统相角  $\phi(\omega)$ , 单位为度 ( $^\circ$ )

### 17.2.1 对数幅频图的转折频率

转折频率 (Corner Frequency / Break Frequency) 是渐近线斜率发生变化的频率点。

典型环节	传递函数	转折频率与斜率
一阶环节	$\frac{1}{Ts + 1}$	$\omega_c = \frac{1}{T}$ 斜率 $-20 \text{ dB/dec}$
	$Ts + 1$	$\omega_c = \frac{1}{T}$ 斜率 $+20 \text{ dB/dec}$
二阶环节	$\frac{1}{(s/\omega_n)^2 + \dots}$	$\omega_c = \omega_n$ 斜率 $-40 \text{ dB/dec}$
	$(s/\omega_n)^2 + \dots$	$\omega_c = \omega_n$ 斜率 $+40 \text{ dB/dec}$



一阶极点  $G(s) = \frac{1}{1+0.1s}$  的转折频率

### 关键概念：

- 渐近线（蓝色实线）：在转折频率处改变斜率
- 精确曲线（红色虚线）：在转折频率处与渐近线有偏差
- 修正值：一阶环节在  $\omega_c$  处偏差  $-3 \text{ dB}$ ，二阶环节偏差  $\pm 6 \text{ dB}$

#### 17.2.2 系统型别的判断

系统型别  $v$  是指系统开环传递函数中积分环节  $\frac{1}{s^v}$  的阶数，即分母中因子  $s$  的幂次。

**定义:**

对于开环传递函数:

$$G(s) = K \frac{s^m(T_1 s + 1)(T_2 s + 1) \cdots}{s^v(T_a s + 1)(T_b s + 1) \cdots}$$

其中  $v$  称为系统型别 (Type Number),  $v$  的值为:

- $v = 0$ : **0 型系统** (无积分环节)
- $v = 1$ : **I 型系统** (1 个积分环节)
- $v = 2$ : **II 型系统** (2 个积分环节)
- $v \geq 3$ : 高阶系统 (较少见)

**判断示例:**

传递函数	型别
$\frac{10}{(s+1)(2s+1)}$	$v = 0$
$\frac{5}{s(s+2)}$	$v = 1$
$\frac{20(s+1)}{s^2(s+5)}$	$v = 2$
$\frac{100}{s^3(s+1)}$	$v = 3$

**注意:**

- 只计算分母中的  $s$
- 分子中的  $s$  不影响型别
- $(Ts + 1)$  中的  $s$  不计入  $v$

**判断方法:**

1. 将传递函数化为尾 1 标准型
2. 统计分母中独立因子  $s$  的个数
3. 该个数即为系统型别  $v$

**例题: 判断以下系统的型别**

例 1:  $G(s) = \frac{5(2s+1)}{s(0.1s+1)(0.5s+1)}$

解:

- 分母中独立因子  $s$  的个数: 1 个
- 系统型别:  $v = 1$  (I 型系统)

例 2:  $G(s) = \frac{100s}{s^2(s+1)(s+10)}$

解:

- 分母中独立因子  $s$  的个数: 2 个
- 系统型别:  $v = 2$  (II 型系统)
- 注意: 分子的  $s$  不影响型别

例 3:  $G(s) = \frac{10}{(s+2)(s+5)}$

需要先化为标准型 (尾 1 形式):

$$G(s) = \frac{10}{(s+2)(s+5)} = \frac{10/10}{(s/2+1)(s/5+1)} = \frac{G(s)}{(0.5s+1)(0.2s^2+2s+10)}$$

解:

- 分母中独立因子  $s$  的个数: 0 个

- 系统型别:  $v = 0$  (0 型系统)

例 4:  $G(s) = \frac{K}{s(s^2 + 2s + 10)}$

先分解二阶项 (虽然不能分解为实根):

$$G(s) = \frac{1}{(0.5s+1)(0.2s^2+2s+10)}$$

解:

- 分母中独立因子  $s$  的个数: 1 个

- $(s^2 + 2s + 10)$  是二阶振荡环节, 不计入  $v$

- 系统型别:  $v = 1$  (I 型系统)

### 17.2.3 低频段渐近线的确定

低频段渐近线是伯德图绘制的起点, 由系统型别和增益唯一确定。

对于标准型  $G(s) = K \frac{\prod(1+T_i s)}{s^v \prod(1+T_j s)}$ :

- 斜率: 由系统型别  $v$  (积分环节  $s^v$  的个数) 决定

–  $v = 0$  (0 型系统): 斜率 0 dB/dec

–  $v = 1$  (I 型系统): 斜率  $-20$  dB/dec

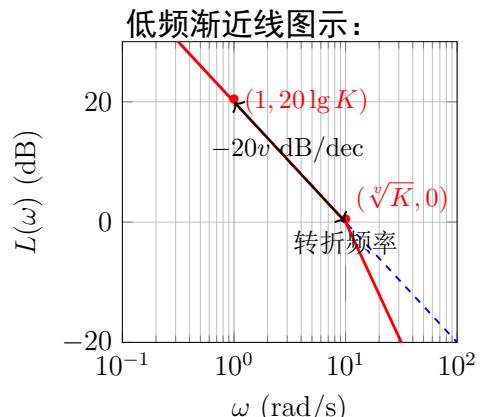
–  $v = 2$  (II 型系统): 斜率  $-40$  dB/dec

- 定位点 1: 渐近线 (或其延长线) 必过点  $(1, 20 \lg K)$

- 定位点 2 ( $v \geq 1$  时): 与 0dB 线交于  $(\sqrt{K}, 0)$

例如:  $G(s) = \frac{10}{s(1+0.1s)}$

- $K = 10$ ,  $v = 1$  (I 型系统)
- 低频斜率:  $-20$  dB/dec
- 定位点 1:  $(1, 20 \lg 10) = (1, 20)$  dB
- 定位点 2:  $(\sqrt{10}, 0) = (10, 0)$  dB



$G(s) = \frac{10}{s(1+0.1s)}$  的低频渐近线

### 17.2.4 例题：伯德图绘制示例

例 1：绘制  $G(s) = \frac{2}{(2s+1)(8s+1)}$  的开环对数幅频特性曲线。

解：

1. 标准型： $G(s) = \frac{2}{(2s+1)(8s+1)}$ 。开环增益  $K = 2$ ，系统为 0 型 ( $v = 0$ )

2. 转折频率：

$$T_1 = 2 \implies \omega_1 = \frac{1}{2} = 0.5 \text{ rad/s}$$

$$T_2 = 8 \implies \omega_2 = \frac{1}{8} = 0.125 \text{ rad/s}$$

按从小到大排列： $\omega_1 = 0.125 \text{ rad/s}$ ,  $\omega_2 = 0.5 \text{ rad/s}$

3. 低频段 ( $\omega < 0.125$ )：

- 斜率为  $-20 \times 0 = 0 \text{ dB/dec}$  (水平线)
- 幅值为  $L(\omega) = 20 \lg(2) \approx 6 \text{ dB}$

4. 中频段 1 ( $0.125 < \omega < 0.5$ )：

- 经过第一个转折频率  $\omega_1 = 0.125$  (一阶极点)
- 斜率变为  $0 - 20 = -20 \text{ dB/dec}$

5. 高频段 ( $\omega > 0.5$ )：

- 经过第二个转折频率  $\omega_2 = 0.5$  (一阶极点)
- 斜率变为  $-20 - 20 = -40 \text{ dB/dec}$

## 17.3 典型环节的伯德图

### 17.3.1 比例环节 $K$

传递函数： $G(s) = K$

频率响应： $G(j\omega) = K$

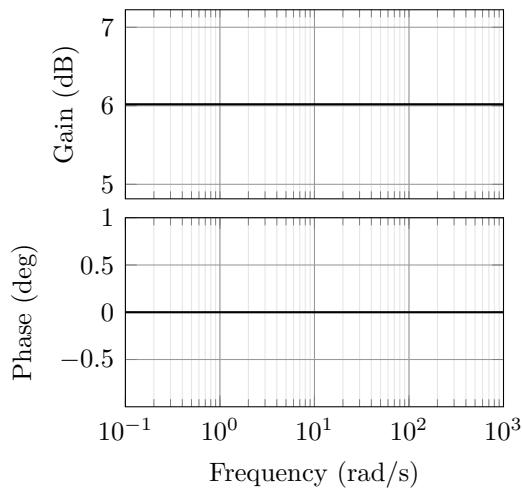
幅频特性：

$$L(\omega) = 20 \lg K \text{ dB} \quad (\text{水平线})$$

相频特性：

$$\phi(\omega) = \begin{cases} 0^\circ & K > 0 \\ 180^\circ & K < 0 \end{cases}$$

伯德图示例： $G(s) = 2$



### 17.3.2 积分环节 $\frac{1}{s}$

传递函数:  $G(s) = \frac{1}{s}$

频率响应:  $G(j\omega) = \frac{1}{j\omega}$

幅频特性:

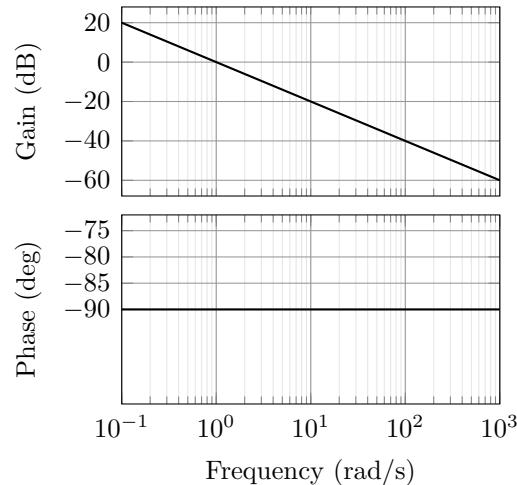
$$L(\omega) = 20 \lg \frac{1}{\omega} = -20 \lg \omega \text{ dB}$$

- 斜率:  $-20 \text{ dB/十倍频 (decade)}$
- 当  $\omega = 1 \text{ rad/s}$  时,  $L(\omega) = 0 \text{ dB}$
- 当  $\omega$  增大 10 倍时,  $L(\omega)$  下降 20 dB

相频特性:

$$\phi(\omega) = -90^\circ (\text{恒定})$$

伯德图示例:  $G(s) = \frac{1}{s}$

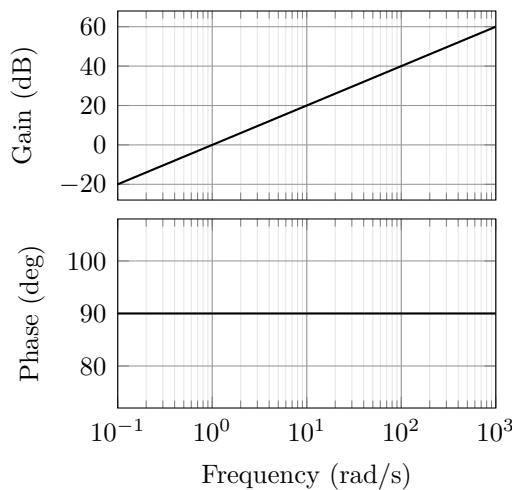


### 17.3.3 微分环节 $s$

与积分环节对称:

- $L(\omega) = 20 \lg \omega$  dB (斜率 +20 dB/十倍频)
- $\phi(\omega) = 90^\circ$

伯德图示例:  $G(s) = s$



### 17.3.4 惯性环节 $\frac{1}{1+Ts}$

传递函数:  $G(s) = \frac{1}{1+Ts}$

频率响应:  $G(j\omega) = \frac{1}{1+j\omega T}$

转折频率 (Corner Frequency):  $\omega_c = \frac{1}{T}$  rad/s

幅频特性:

$$L(\omega) = 20 \lg |G(j\omega)| = -20 \lg \sqrt{1 + \omega^2 T^2}$$

渐近线:

- 当  $\omega \ll \omega_c$ :  $L(\omega) \approx 0$  dB
- 当  $\omega \gg \omega_c$ :  $L(\omega) \approx -20 \lg(\omega T)$  dB (斜率 -20 dB/十倍频)
- 转折点  $\omega = \omega_c$ : 精确值  $L(\omega_c) = -3$  dB

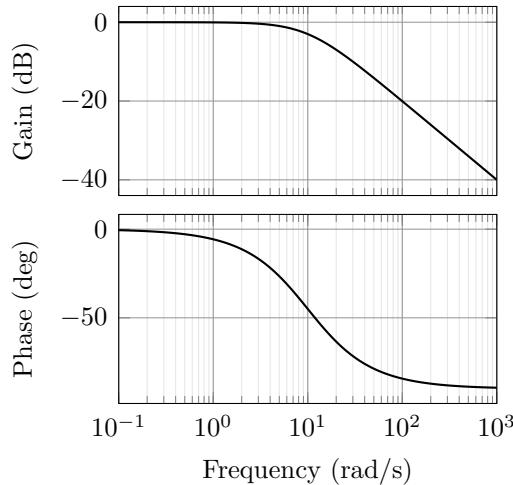
相频特性:

$$\phi(\omega) = -\arctan(\omega T)$$

- $\omega = 0.1\omega_c$ :  $\phi \approx -6^\circ$
- $\omega = \omega_c$ :  $\phi = -45^\circ$

- $\omega = 10\omega_c$ :  $\phi \approx -84^\circ$
- $\omega \rightarrow \infty$ :  $\phi \rightarrow -90^\circ$

伯德图示例:  $G(s) = \frac{1}{1+0.1s}$  ( $\omega_c = 10$  rad/s)

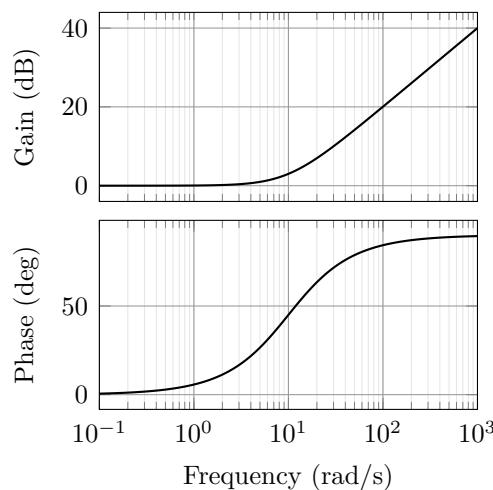


### 17.3.5 一阶微分环节 $1 + Ts$

与惯性环节对称:

- 幅频特性: 低频 0 dB, 高频斜率 +20 dB/十倍频
- 相频特性:  $\phi(\omega) = \arctan(\omega T)$ ,  $\phi(\omega_c) = 45^\circ$

伯德图示例:  $G(s) = 1 + 0.1s$  ( $\omega_c = 10$  rad/s)



### 17.3.6 振荡环节 $\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$

传递函数标准形式:

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

其中：

- $\omega_n$ : 无阻尼自然频率
- $\zeta$ : 阻尼比 ( $0 < \zeta < 1$ )

频率响应：

$$G(j\omega) = \frac{\omega_n^2}{\omega_n^2 - \omega^2 + 2j\omega\zeta\omega_n}$$

幅频特性：

$$L(\omega) = 20 \lg \frac{\omega_n^2}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega^2)^2 + (2\zeta\omega_n\omega)^2}}$$

渐近线：

- 当  $\omega \ll \omega_n$ :  $L(\omega) \approx 0$  dB
- 当  $\omega \gg \omega_n$ :  $L(\omega) \approx -40 \lg(\omega/\omega_n)$  dB (斜率  $-40$  dB/十倍频)
- 转折频率:  $\omega_c = \omega_n$

谐振峰值 (仅当  $\zeta < 0.707$  时)：

- 谐振频率:  $\omega_r = \omega_n \sqrt{1 - 2\zeta^2}$
- 谐振峰值:  $M_r = \frac{1}{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}}$
- 当  $\zeta$  很小时, 谐振峰值很大

转折频率处的精确值：

- $L(\omega_n) = -20 \lg(2\zeta)$  dB
- 当  $\zeta = 0.707$  时,  $L(\omega_n) = -3$  dB (无谐振)
- 当  $\zeta < 0.707$  时,  $L(\omega_n) > -3$  dB (有谐振)
- 当  $\zeta > 0.707$  时,  $L(\omega_n) < -3$  dB (过阻尼)

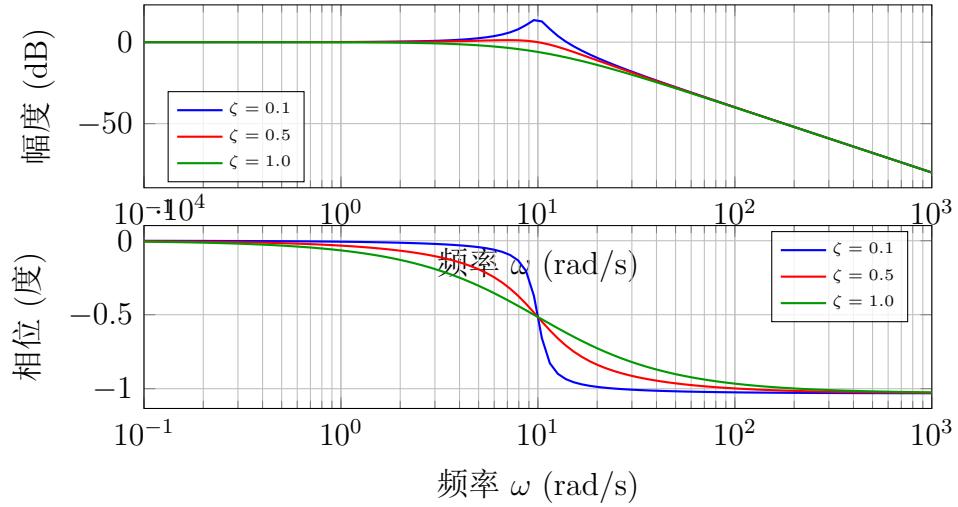
相频特性：

$$\phi(\omega) = -\arctan \frac{2\zeta\omega_n\omega}{\omega_n^2 - \omega^2}$$

- $\omega = \omega_n$ :  $\phi = -90^\circ$  (与  $\zeta$  无关)
- $\omega \rightarrow 0$ :  $\phi \rightarrow 0^\circ$

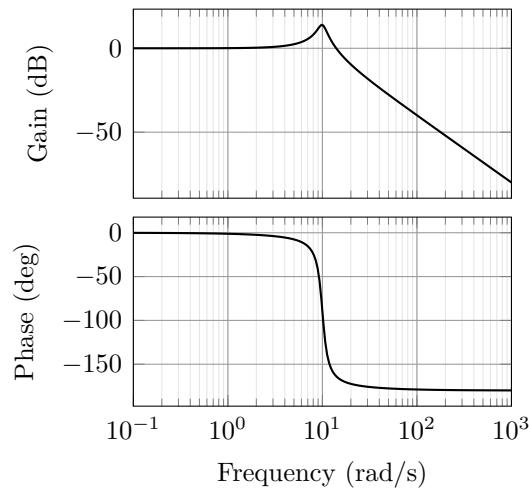
- $\omega \rightarrow \infty: \phi \rightarrow -180^\circ$
- $\zeta$  越小，相位变化越快

不同阻尼比的伯德图对比：

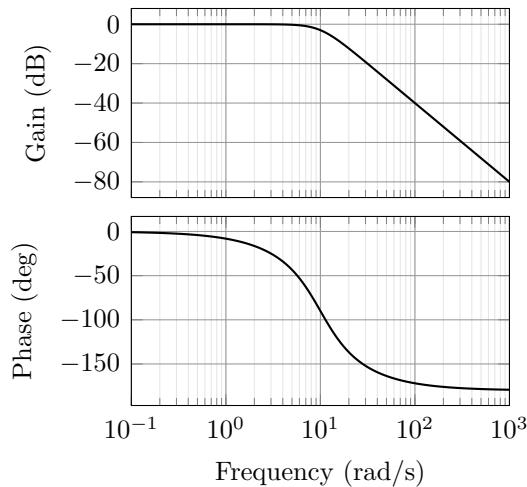


图中所有曲线对应  $\omega_n = 10$  rad/s, 不同阻尼比  $\zeta$ 。

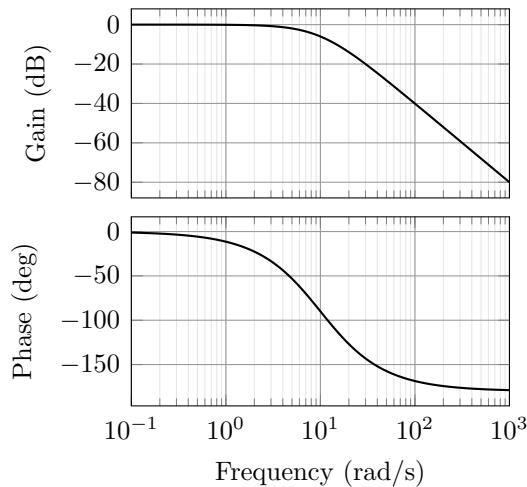
伯德图示例（欠阻尼，有谐振）： $G(s) = \frac{100}{s^2 + 2s + 100}$  ( $\omega_n = 10$  rad/s,  $\zeta = 0.1$ )



伯德图示例（临界阻尼）： $G(s) = \frac{100}{s^2 + 14.14s + 100}$  ( $\omega_n = 10$  rad/s,  $\zeta = 0.707$ )



伯德图示例（过阻尼）:  $G(s) = \frac{100}{s^2 + 20s + 100}$  ( $\omega_n = 10$  rad/s,  $\zeta = 1.0$ )



## 17.4 伯德图的绘制方法

### 17.4.1 幅值近似原则（关键技巧）

在手绘伯德图和计算剪切频率时，使用的是近似幅值而非精确值。这是加快计算的关键：

**一阶环节 ( $Ts + 1$ ) 的近似：**

- 在转折频率前 ( $\omega < 1/T$ ): 虚部  $T\omega < 1$ , 保留常数项 1。环节幅值近似为 1
- 在转折频率后 ( $\omega > 1/T$ ): 虚部  $T\omega > 1$ , 保留虚部项  $T\omega$ 。环节幅值近似为  $T\omega$

**二阶环节 ( $(s/\omega_n)^2 + \dots$ ) 的近似：**

- 在转折频率前 ( $\omega < \omega_n$ ): 保留常数项 1。环节幅值近似为 1
- 在转折频率后 ( $\omega > \omega_n$ ): 保留平方项  $(s/\omega_n)^2$ 。环节幅值近似为  $(\omega/\omega_n)^2$

### 17.4.2 伯德图绘制六步法

这是一套标准化、模板化的绘制流程，特别适合考试手绘：

#### 第一步：化为「尾 1」标准型

将传递函数中所有的一阶和二阶环节都化为  $(Ts + 1)$  或  $((s/\omega_n)^2 + 2\zeta(s/\omega_n) + 1)$  的形式。这样可以方便地读出开环增益  $K$  和各转折频率。

标准形式为：

$$G(s) = K \frac{\prod(1 + T_{zi}s) \prod((s/\omega_{ni})^2 + 2\zeta_i(s/\omega_{ni}) + 1)}{s^v \prod(1 + T_{pi}s) \prod((s/\omega_{nj})^2 + 2\zeta_j(s/\omega_{nj}) + 1)}$$

#### 第二步：列出系统的转折频率

转折频率（交接频率）是渐近线斜率发生改变的点：

- 一阶环节  $(Ts \pm 1)$ : 转折频率为  $\omega_c = \frac{1}{T}$
- 二阶环节  $((s/\omega_n)^2 + \dots)$ : 转折频率为  $\omega_c = \omega_n$

将所有转折频率从小到大排列。

#### 第三步：确定开环增益 $K$

从「尾 1」标准型中直接读出比例项  $K$ 。

#### 第四步：求与横轴的交点（剪切频率 $\omega_{gc}$ ）

横轴（0dB 线）代表  $|G(j\omega)| = 1$ 。需要求解方程  $|G(j\omega_{gc})| = 1$ ，利用下面的「幅值近似原则」。

#### 第五步：绘制低频段渐近线

低频段渐近线由以下三个性质唯一确定：

1. 斜率：由系统型别  $v$ （积分环节  $s^v$  的个数）决定，斜率为  $-20v$  dB/dec
2. 定位点 1：低频段渐近线（或其延长线）必过点  $(\omega = 1, 20 \log_{10} K)$
3. 定位点 2 ( $v \geq 1$  时)：低频段渐近线（或其延长线）与 0dB 横轴相交于点  $(\omega = \sqrt[v]{K}, 0$  dB)

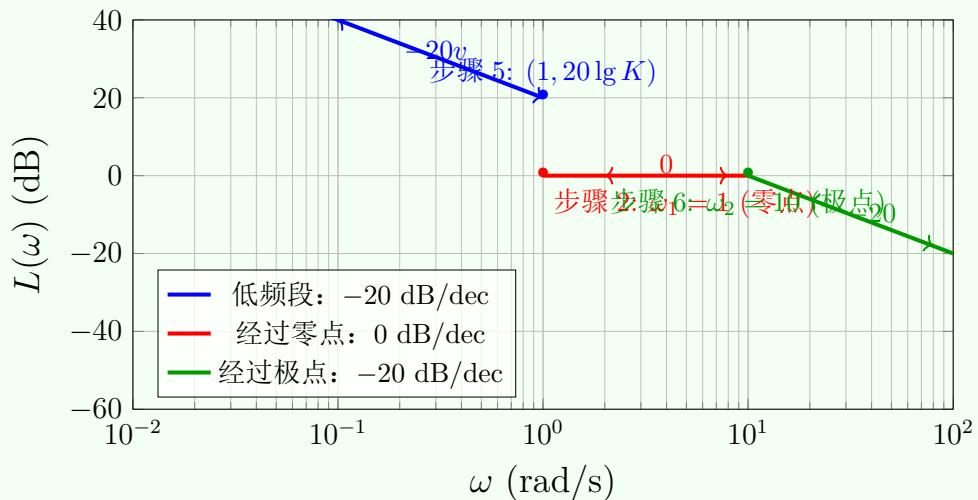
#### 第六步：依次绘制后续曲线

从最低的转折频率开始，每经过一个转折频率，渐近线的斜率发生一次改变：

典型环节	位置	斜率变化
一阶环节	分母	$-20$ dB/dec
	分子	$+20$ dB/dec
二阶环节	分母	$-40$ dB/dec
	分子	$+40$ dB/dec

**【最终验证】:** 绘制完成后, 检查最后一个频段的斜率是否等于  $-20(n - m)$  dB/dec, 其中  $n$  是分母阶次,  $m$  是分子阶次。

### 六步法绘制流程图示



示例:  $G(s) = \frac{10(s+1)}{s(s+10)}$  的绘制过程: 步骤 1-3:  $K = 10, v = 1$ ; 步骤 2:  $\omega_1 = 1$  (零点),  $\omega_2 = 10$  (极点); 步骤 5: 从  $(1, 20)$  dB 开始, 斜率  $-20$  dB/dec; 步骤 6: 在  $\omega_1 = 1$  处斜率  $+20$ , 变为  $0$  dB/dec; 在  $\omega_2 = 10$  处斜率  $-20$ , 变为  $-20$  dB/dec

#### 17.4.3 转折频率处的修正

渐近线在转折频率附近与精确曲线存在偏差, 需要修正以提高精度。

一阶环节  $\frac{1}{1+Ts}$  的修正:

频率	渐近线误差	精确值修正
$0.5\omega_c$	0 dB	-1 dB
$\omega_c$	0 dB	<b>-3 dB</b>
$2\omega_c$	0 dB	-1 dB

### 二阶环节的修正

取决于阻尼比  $\zeta$ , 在  $\omega = \omega_n$  处:

- $\zeta = 0.1$ : 谐振峰值约 +14 dB
- $\zeta = 0.2$ : 谐振峰值约 +7 dB
- $\zeta = 0.3$ : 谐振峰值约 +3 dB
- $\zeta = 0.5$ : 误差约 -1 dB
- $\zeta = 0.707$ : 误差 **-3 dB** (临界阻尼)
- $\zeta = 1.0$ : 误差 -6 dB (过阻尼)

#### 17.4.4 六步法综合例题

例 1: 绘制  $G(s) = \frac{8(\frac{s}{0.1}+1)}{s(s^2+s+1)(\frac{s}{2}+1)}$  的开环对数幅频特性曲线。

解:

##### 1. 化为标准型:

$$G(s) = \frac{8(10s+1)}{s(s^2+s+1)(0.5s+1)}$$

##### 2. 转折频率:

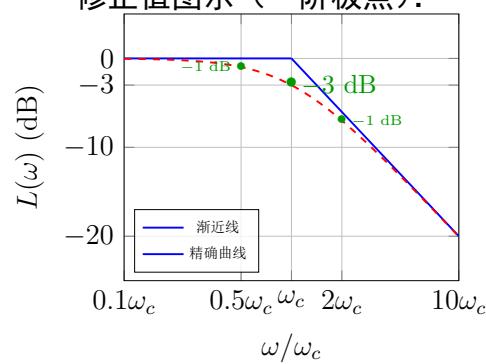
- 分子一阶:  $T_z = 10 \Rightarrow \omega_1 = \frac{1}{10} = 0.1 \text{ rad/s}$  (零点, +20 dB/dec)
- 分母二阶: 由  $s^2+s+1=0$  得  $2\zeta\omega_n = 1, \omega_n^2 = 1$ , 所以  $\omega_n = 1 \text{ rad/s}$  (极点, -40 dB/dec)
- 分母一阶:  $T_p = 0.5 \Rightarrow \omega_3 = \frac{1}{0.5} = 2 \text{ rad/s}$  (极点, -20 dB/dec)
- 排序: 0.1, 1, 2

##### 3. 开环增益: $K = 8$

##### 4. 低频段 ( $\omega < 0.1$ ):

- 系统为 I 型 ( $v = 1$ ), 斜率为 -20 dB/dec

修正值图示 (一阶极点):



一阶环节的渐近线与精确曲线对比

- 与 0dB 轴交于  $\omega = \sqrt{K} = 8 \text{ rad/s}$
- 但  $8 > 0.1$ , 说明交点不在低频段
- 可用定位点: 在  $\omega = 1$  处, 幅值为  $L(1) = 20 \lg 8 - 20 \times 1 = 18.06 \text{ dB}$

### 5. 各频段渐近线:

- $0.1 < \omega < 1$ : 经过  $\omega_1 = 0.1$  (分子一阶零点), 斜率变为  $-20 + 20 = 0 \text{ dB/dec}$
- $1 < \omega < 2$ : 经过  $\omega_2 = 1$  (分母二阶极点), 斜率变为  $0 - 40 = -40 \text{ dB/dec}$
- $\omega > 2$ : 经过  $\omega_3 = 2$  (分母一阶极点), 斜率变为  $-40 - 20 = -60 \text{ dB/dec}$

### 6. 最终验证:

- 分子阶次  $m = 1$  (一阶零点)
- 分母阶次  $n = 4$  (1 个一阶 + 1 个二阶 + 1 个积分 = 4)
- 最终斜率应为  $-20(n - m) = -20(4 - 1) = -60 \text{ dB/dec}$ , 正确

#### 17.4.5 剪切频率的计算

剪切频率 (增益穿越频率  $\omega_{gc}$ ) 是幅值等于 1 (0 dB) 的频率, 通过求解  $|G(j\omega_{gc})| = 1$  得到。

**计算方法:** 利用幅值近似原则

1. 在不同频段, 根据主导环节使用近似幅值
2. 在所有转折频率处分别计算幅值, 判断穿越点在哪一段
3. 在该频段内使用简化的近似幅值公式求解

**典型例子:**  $G(s) = \frac{2}{(2s+1)(8s+1)}$

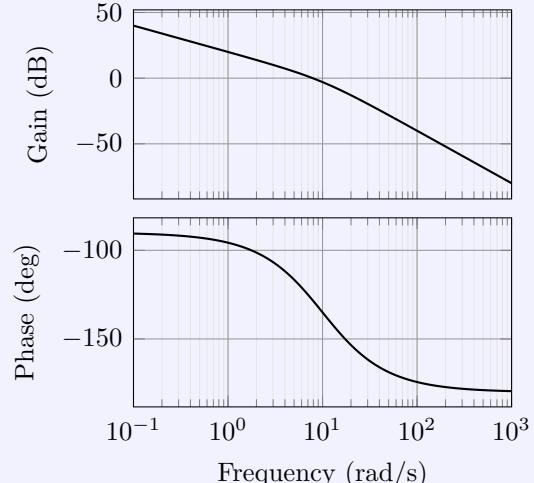
设  $\omega_1 = 0.125, \omega_2 = 0.5$ , 则:

- 低频  $\omega < 0.125$ :  $|G(j\omega)| \approx 2 (> 1)$ , 不包含穿越点
- 中频  $0.125 < \omega < 0.5$ :  $|G(j\omega)| \approx \frac{2}{8\omega}$ 
  - 令  $\frac{2}{8\omega} = 1 \implies \omega = 0.25$
  - 由于  $0.125 < 0.25 < 0.5$ , 假设成立, 所以  $\omega_{gc} = 0.25$
- 高频验证: 若需更精确, 可用精确公式验证

### 17.4.6 绘图示例

例 1: 绘制  $G(s) = \frac{10}{s(1+0.1s)}$  的伯德图

例 1 求解过程与伯德图



解:

1. 标准形式:  $G(s) = \frac{10}{s(1+0.1s)}$ ,  $K = 10$

2. 环节识别:

- 积分环节:  $\frac{1}{s}$  ( $v = 1$ )
- 惯性环节:  $\frac{1}{1+0.1s}$ ,  $T = 0.1$

3. 转折频率:  $\omega_c = \frac{1}{T} = 10$  rad/s

4. 幅频特性:

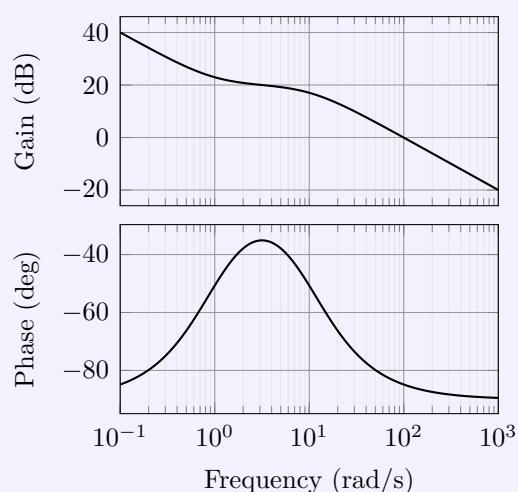
- 起点:  $L(1) = 20$  dB
- $\omega < 10$ :  $-20$  dB/十倍频
- $\omega > 10$ :  $-40$  dB/十倍频
- 修正:  $-3$  dB @  $\omega = 10$

5. 相频特性:

- $\phi(\omega) = -90^\circ - \arctan(0.1\omega)$
- @  $\omega = 10$ :  $\phi = -135^\circ$

例 2: 绘制  $G(s) = \frac{100(s+1)}{s(s+10)}$  的伯德图

## 例 2 求解过程与伯德图



解：

1. 标准形式:  $G(s) = \frac{10(1+s)}{s(1+0.1s)}$ ,  $K = 10$

2. 环节识别:

- 积分环节:  $\frac{1}{s}$
- 一阶零点:  $(1 + s)$
- $\omega_{c1} = 1 \text{ rad/s}$
- 一阶极点:  $\frac{1}{1+0.1s}$
- $\omega_{c2} = 10 \text{ rad/s}$

3. 转折频率: 1 rad/s (零点), 10 rad/s (极点)

4. 幅频特性:

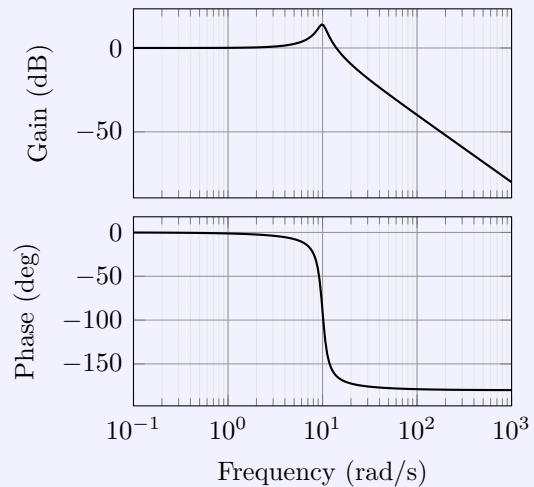
- 低频  $\omega < 1$ :  $-20 \text{ dB/十倍频}$
- 中频  $1 < \omega < 10$ :  $0 \text{ dB/十倍频}$
- 高频  $\omega > 10$ :  $-20 \text{ dB/十倍频}$

5. 相频特性:

- $\phi(\omega) = -90^\circ + \arctan(\omega)$
- $- \arctan(0.1\omega)$

**例 3:** 二阶系统  $G(s) = \frac{100}{s^2 + 2s + 100}$

### 例 3 求解过程与伯德图



解：

#### 1. 标准形式：

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

#### 2. 参数识别：

- $\omega_n = 10 \text{ rad/s}$
- $\zeta = 0.1$
- 极点： $-1 \pm 9.95j$

#### 3. 特性分析：

- 转折频率：10 rad/s
- $\zeta < 0.707$ , 有谐振
- 谐振频率： $\approx 9.9 \text{ rad/s}$
- 谐振峰值： $\approx 5.03$  (14 dB)

### 17.4.7 快速参考

以下表格是伯德图绘制中各种典型环节的快速参考，可在考试或实际绘图时查阅。

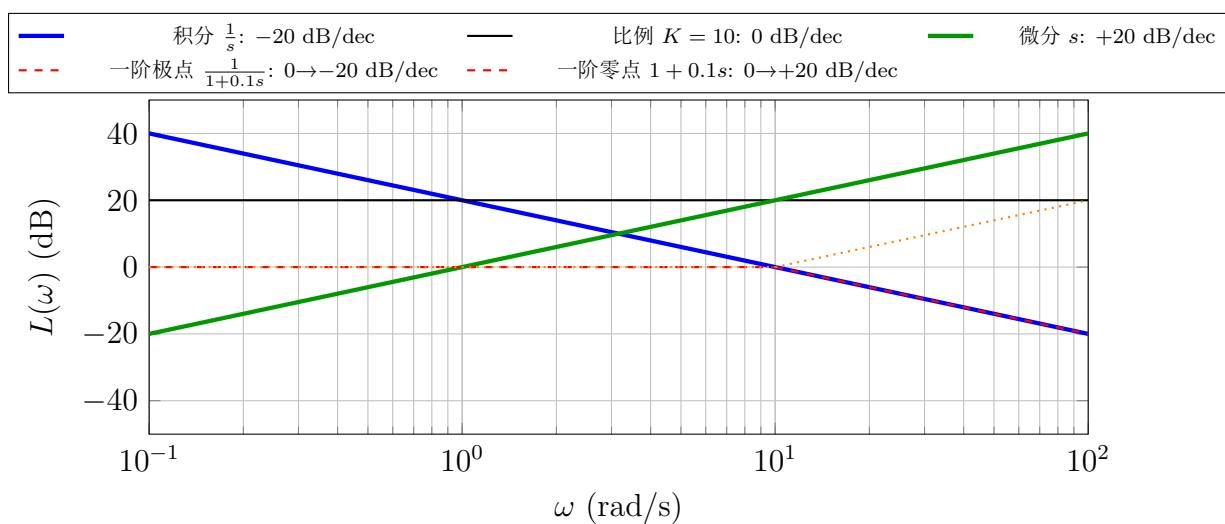
#### 1. 伯德图绘制规则速查表

伯德图典型环节速查表				
环节	传递函数	转折频率	幅频斜率	相频
比例	$K$	—	0 dB/dec	$0^\circ/180^\circ$
积分	$\frac{1}{s}$	—	-20 dB/dec	$-90^\circ$
微分	$s$	—	+20 dB/dec	$+90^\circ$
一阶极点	$\frac{1}{1+Ts}$	$\omega_c = \frac{1}{T}$	低频: 0; 高频: -20 dB/dec	$-45^\circ @ \omega_c$
一阶零点	$1+Ts$	$\omega_c = \frac{1}{T}$	低频: 0; 高频: +20 dB/dec	$+45^\circ @ \omega_c$
二阶极点	$\frac{\omega_n^2}{(s/\omega_n)^2+2\zeta(s/\omega_n)+1}$	$\omega_c = \omega_n$	低频: 0; 高频: -40 dB/dec	$-90^\circ @ \omega_n$
二阶零点	$(s/\omega_n)^2+2\zeta(s/\omega_n)+1$	$\omega_c = \omega_n$	低频: 0; 高频: +40 dB/dec	$+90^\circ @ \omega_n$

快速参考提示:

- 转折点修正: 一阶环节修正  $\pm 3$  dB, 二阶环节修正  $\pm 6$  dB
- 极点: 幅频向下 (负斜率), 相频向下 (变负)
- 零点: 幅频向上 (正斜率), 相频向上 (变正)
- 积分/微分: 无转折频率, 斜率固定

典型环节斜率可视化对比:



## 2. 修正值详表

极点与零点总是「互为镜像」的，掌握以下规律能加快绘图速度。

特征	一阶/二阶极点	一阶/二阶零点
斜率变化	负值（衰减）	正值（增强）
相位变化方向	向下（越来越负）	向上（越来越正）
在转折点修正	减少 $\pm 3 \text{ dB} / \pm 6 \text{ dB}$	增加 $\pm 3 \text{ dB} / \pm 6 \text{ dB}$
谐振特征	可能出现谐振峰	可能出现谷值

### 一阶环节（极点和零点）修正值参考

环节	频率点	修正值	说明
$\frac{1}{1+Ts}$ 一阶极点	$0.5\omega_c$	-1 dB	稍低于渐近线
	$\omega_c$	-3 dB	精确值
	$2\omega_c$	-1 dB	稍低于渐近线
$1+Ts$ 一阶零点	$0.5\omega_c$	+1 dB	稍高于渐近线
	$\omega_c$	+3 dB	精确值
	$2\omega_c$	+1 dB	稍高于渐近线

### 二阶极点 — 不同阻尼比下的谐振特性

阻尼比 $\zeta$	在 $\omega = \omega_n$ 处	幅值 (dB)	特征分类
0.1 ~ 0.3	明显谐振峰	+3 到 +14 dB	强谐振
0.5	轻微谐振	$\approx -1 \text{ dB}$	中等阻尼
0.707	临界点	-3 dB	临界阻尼
1.0 以上	过阻尼	-6 dB 以下	无谐振

提示：当  $\zeta > 0.707$  时，二阶极点的行为接近两个一阶极点，可用叠加法求解。

## 17.5 伯德图的应用

### 17.5.1 由伯德图确定传递函数

根据伯德图的幅频特性，可以反推传递函数。这是伯德图绘制的逆过程。

基本步骤：

#### 1. 从低频渐近线确定系统型别 $v$ 和增益 $K$

- 低频渐近线斜率 =  $-20v \text{ dB/dec}$ ，确定积分环节数  $v$
- 低频渐近线（或其延长线）过点  $(1, 20 \lg K)$ ，确定增益  $K$

## 2. 从转折频率确定各环节的时间常数

- 一阶环节:  $\omega_c = \frac{1}{T} \implies T = \frac{1}{\omega_c}$
- 二阶环节:  $\omega_c = \omega_n$

## 3. 从斜率变化确定零极点类型

- 斜率增加 +20 dB/dec: 分子一阶 (零点)
- 斜率减少 -20 dB/dec: 分母一阶 (极点)
- 斜率增加 +40 dB/dec: 分子二阶 (零点)
- 斜率减少 -40 dB/dec: 分母二阶 (极点)

## 4. 组合得到传递函数

- 将所有环节相乘得到标准型传递函数

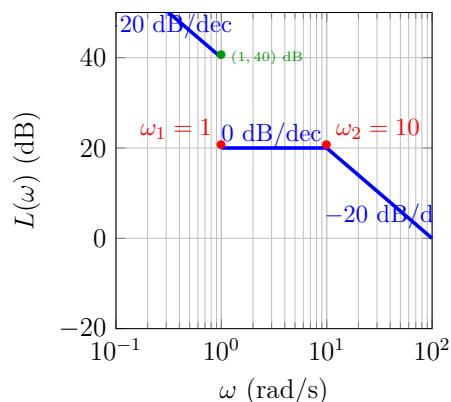
例题: 已知系统的伯德图如下, 求其传递函数。

**解题分析：**

从给定的伯德图观察：

**步骤 1：确定型别和增益**

- 低频段斜率： $-20 \text{ dB/dec}$
- 系统型别： $v = 1$  (I 型系统)
- 延长低频线过点  $(1, 40) \text{ dB}$
- 增益： $K = 10^{40/20} = 100$

**伯德图 (已知)：****步骤 2-3：识别转折频率和环节**

- $\omega_1 = 1 \text{ rad/s}$ : 斜率从  $-20$  变为  $0$ 
  - 变化： $+20 \text{ dB/dec}$
  - 环节：分子一阶零点  $(1 + s)$
- $\omega_2 = 10 \text{ rad/s}$ : 斜率从  $0$  变为  $-20$ 
  - 变化： $-20 \text{ dB/dec}$
  - 环节：分母一阶极点  $\frac{1}{1+0.1s}$

**步骤 4：组合传递函数**

$$\begin{aligned} G(s) &= \frac{K(1+s)}{s(1+0.1s)} \\ &= \frac{100(s+1)}{s(s+10)} \end{aligned}$$

**验证：**

- 低频段： $L(1) = 20 \lg 100 - 20 = 40 \text{ dB}$
- 转折频率： $1, 10 \text{ rad/s}$
- 最终斜率： $-20(2-1) = -20 \text{ dB/dec}$

**关键技巧总结：**

- 低频段是关键：从低频渐近线可以确定  $K$  和  $v$
- 转折频率即环节参数：直接读出时间常数或自然频率

- 斜率变化即环节类型:  $\pm 20$  是一阶,  $\pm 40$  是二阶; 正号是零点, 负号是极点
- 最终验证很重要: 检查分子分母阶次与最终斜率是否匹配

### 17.5.2 稳定性分析

伯德图可以直观地分析闭环系统的稳定性, 通过增益裕度和相位裕度来量化稳定裕量。

增益裕度 (Gain Margin, GM):

裕度图示:

$$GM = -L(\omega_g) \text{ dB}$$

其中  $\omega_g$  为相位穿越频率 ( $\phi(\omega_g) = -180^\circ$ )

物理意义: 系统增益可以增加多少倍而不失稳

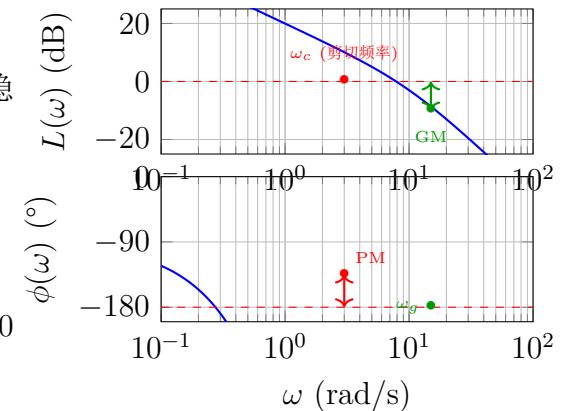
相位裕度 (Phase Margin, PM):

$$PM = 180^\circ + \phi(\omega_c)$$

其中  $\omega_c$  为剪切频率(增益穿越频率,  $L(\omega_c) = 0$  dB)

物理意义: 相位可以再滞后多少度而不失稳

稳定性判据:



示例:  $G(s) = \frac{10}{s(1+0.1s)}$  的裕度标注

- 稳定条件:  $GM > 0$  dB 且  $PM > 0^\circ$
- 一般要求:  $GM \geq 6$  dB,  $PM \geq 30^\circ$
- 良好性能:  $GM \geq 10$  dB,  $PM \geq 45^\circ$

裕度与性能的关系:

- $PM \approx 45^\circ$ : 超调量  $\sigma\% \approx 20\%$
- $PM \approx 60^\circ$ : 超调量  $\sigma\% \approx 10\%$
- $PM$  越大, 系统越稳定, 但响应越慢
- $GM$  和  $PM$  越大, 系统对参数变化越不敏感

例题: 求系统  $G(s) = \frac{10}{s(1+0.1s)}$  的增益裕度和相位裕度。

解:

### 1. 求剪切频率 $\omega_c$ ( $L(\omega_c) = 0 \text{ dB}$ )

$$L(\omega) = 20 \lg 10 - 20 \lg \omega - 20 \lg \sqrt{1 + 0.01\omega^2} = 0$$

近似:  $\omega < 10$  时,  $L(\omega) \approx 20 - 20 \lg \omega = 0$

$$\Rightarrow \omega_c \approx 10 \text{ rad/s}$$

### 2. 计算相位裕度

$$\phi(\omega_c) = -90^\circ - \arctan(0.1 \times 10) = -90^\circ - 45^\circ = -135^\circ$$

$$\text{PM} = 180^\circ + \phi(\omega_c) = 180^\circ - 135^\circ = 45^\circ$$

### 3. 求相位穿越频率 $\omega_g$ ( $\phi(\omega_g) = -180^\circ$ )

$$\phi(\omega_g) = -90^\circ - \arctan(0.1\omega_g) = -180^\circ$$

$$\arctan(0.1\omega_g) = 90^\circ \Rightarrow \omega_g \rightarrow \infty$$

该系统相位永远不会达到  $-180^\circ$ , 所以  $\text{GM} = \infty \text{ dB}$

**结论:**  $\text{PM} = 45^\circ$  (良好),  $\text{GM} = \infty$  (极稳定)。系统稳定, 性能良好。

### 17.5.3 性能指标估算

频域性能指标与时域性能指标有密切关系, 可从伯德图直接估算系统的动态性能。

### 1. 带宽频率 $\omega_b$

闭环幅频特性  $|M(\omega)|$  下降到  $-3$  dB (即  $0.707$ ) 时对应的频率。

物理意义：

- 系统能够有效跟踪输入信号的最高频率
- 带宽越大，系统响应越快
- 近似关系：上升时间  $t_r \approx \frac{1.8}{\omega_b}$

估算方法：

- 开环  $\omega_c$  近似等于闭环  $\omega_b$
- 精确计算需用闭环频率响应

### 2. 谐振峰值 $M_r$

闭环幅频特性的最大值  $M_r = \max |M(\omega)|$ 。

物理意义：

- 反映系统的相对稳定性
- $M_r$  越大，系统阻尼越小，超调越大
- 典型关系：

–  $M_r = 1.0 (0 \text{ dB}) : \sigma\% = 0\% (\zeta = 1)$

–  $M_r = 1.3 (2.3 \text{ dB}) : \sigma\% \approx 30\% (\zeta = 0.4)$

–  $M_r = 1.6 (4 \text{ dB}) : \sigma\% \approx 50\% (\zeta = 0.3)$

- 设计要求：一般要求  $M_r \leq 1.3$  (即  $\leq 2.3$  dB)

### 3. 相位裕度与超调量

经验公式（适用于二阶主导极点系统）：

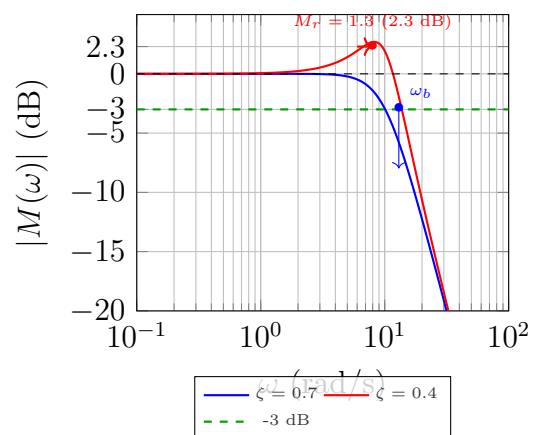
$$\sigma\% \approx 100 \cdot e^{-\frac{\pi \text{PM}}{180^\circ \sqrt{1+(\text{PM}/180^\circ)^2}}}$$

$$\zeta \approx \frac{\text{PM}}{100^\circ}$$

常用对应关系：

- $\text{PM} = 30^\circ \implies \sigma\% \approx 40\%$
- $\text{PM} = 45^\circ \implies \sigma\% \approx 20\%$

性能指标图示：



闭环幅频特性示例 ( $\omega_n = 10 \text{ rad/s}$ )

### 4. 低频增益与稳态精度

低频段幅值反映系统的稳态性能：

- **0 型系统**：低频增益有限，位置误差有限
- **I 型系统**：低频段斜率  $-20 \text{ dB/dec}$ ，位置误差为 0
- **II 型系统**：低频段斜率  $-40 \text{ dB/dec}$ ，速度误差为 0

### 5. 中频段特性与稳定性

- 斜率  $-20 \text{ dB/dec}$ ：系统一般稳定
- 斜率  $-40 \text{ dB/dec}$ ：需检查相位裕度
- 斜率  $-60 \text{ dB/dec}$ ：通常不稳定

理想中频段特性：

- 斜率： $-20 \text{ dB/dec}$
- 跨度：1.5-2 个十倍频
- 剪切频率  $\omega_c$  选择合适（满足带宽和稳定性要求）

**例题：**根据开环伯德图估算闭环系统性能指标。

已知单位反馈系统开环传递函数  $G(s) = \frac{100}{s(1+0.1s)}$ , 从伯德图估算闭环性能。

解：

### 1. 求剪切频率（开环）

$$L(\omega) = 40 - 20 \lg \omega - 20 \lg \sqrt{1 + 0.01\omega^2} = 0$$

近似求解:  $\omega_c \approx 10 \text{ rad/s}$

### 2. 估算带宽（闭环）

$$\omega_b \approx \omega_c = 10 \text{ rad/s} \implies \text{上升时间 } t_r \approx \frac{1.8}{10} = 0.18 \text{ s}$$

### 3. 计算相位裕度

$$\phi(\omega_c) = -90^\circ - \arctan(1) = -135^\circ \implies \text{PM} = 45^\circ$$

### 4. 估算超调量

由  $\text{PM} = 45^\circ$  查表或用公式:  $\sigma\% \approx 20\%$

等效阻尼比:  $\zeta \approx 0.45$

### 5. 估算谐振峰值

$$M_r \approx \frac{1}{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}} = \frac{1}{2 \times 0.45 \times 0.89} \approx 1.25 \implies 1.9 \text{ dB}$$

结论:  $\omega_b = 10 \text{ rad/s}$ ,  $t_r \approx 0.18 \text{ s}$ ,  $\sigma\% \approx 20\%$ ,  $M_r \approx 1.25$  (性能良好)

## 18 控制器设计与校正

### 18.1 概述

控制器设计（或称系统校正）是指通过设计合适的补偿器（校正器），使闭环系统满足性能指标要求。常见的性能指标包括相位裕度（PM）、增益裕度（GM）、稳态误差、响应速度等。

#### 18.1.1 超前校正

超前校正用于提高系统的相位裕度，改善稳定性和快速性，但不改善稳态精度。

超前校正器传递函数：

$$G_c(s) = K_c \frac{1 + \alpha Ts}{1 + Ts}, \quad \alpha > 1$$

其中:  $K_c$  为补偿增益,  $\alpha$  为超前比,  $T$  为时间常数。

### 频率特性：

#### 1. 转折频率：

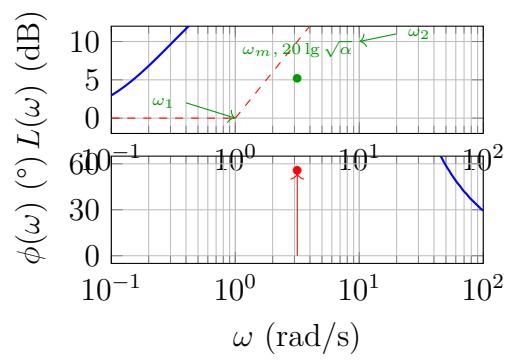
- 低频转折点:  $\omega_1 = \frac{1}{\alpha T}$  (零点)
- 高频转折点:  $\omega_2 = \frac{1}{T}$  (极点)
- 关系:  $\omega_2 = \alpha\omega_1$

#### 2. 最大相位超前角:

$$\phi_m = \arcsin \frac{\alpha - 1}{\alpha + 1}$$

对应频率:  $\omega_m = \frac{1}{T\sqrt{\alpha}} = \sqrt{\omega_1\omega_2}$

### 超前校正器伯德图：



示例:  $\alpha = 10$ ,  $T = 0.316$ ,  $\phi_m \approx 55^\circ$

#### 3. 幅值特性:

- 在  $\omega_m$  处增益:  $20 \lg \sqrt{\alpha}$  dB
- 高频增益:  $20 \lg(\alpha K_c)$  dB

### 超前校正的作用:

- 增加相位裕度: 提高稳定性
- 提高剪切频率: 加快响应速度
- 减小超调量: 改善动态性能
- 不改善稳态精度: 低频增益不变

### 设计步骤:

#### 步骤 1: 确定所需相位超前量

$$\phi_m = PM_d - PM_0 + (5^\circ \sim 15^\circ)$$

其中  $PM_d$  为期望相位裕度,  $PM_0$  为原系统相位裕度,  $5^\circ$ - $15^\circ$  为补偿量。

#### 步骤 2: 计算超前比

$$\alpha = \frac{1 + \sin \phi_m}{1 - \sin \phi_m}$$

### 注意事项:

- 通常  $\alpha < 20$  ( $\phi_m < 65^\circ$ )
- $\alpha$  过大会导致高频噪声放大
- 需在  $\omega_m$  处补偿增益损失

#### 步骤 3: 确定新剪切频率 $\omega'_c$

使原系统在  $\omega'_c$  处的增益为  $-20 \lg \sqrt{\alpha}$  dB。

#### 步骤 4: 计算时间常数

$$T = \frac{1}{\omega'_c \sqrt{\alpha}}$$

#### 步骤 5: 选择补偿增益 $K_c$ 使低频增益满足要求。

例题: 系统  $G(s) = \frac{4}{s(s+1)(0.5s+1)}$ , 要求  $PM \geq 45^\circ$ , 设计超前校正器。

解:

#### 1. 分析原系统

开环截止频率  $\omega_c \approx 1.6 \text{ rad/s}$ , 相位裕度  $\text{PM}_0 = 180^\circ - 90^\circ - 58^\circ - 38^\circ \approx -6^\circ$  (不稳定)

## 2. 确定所需相位超前量

$$\phi_m = 45^\circ - (-6^\circ) + 10^\circ = 61^\circ \text{ (取补偿量 } 10^\circ)$$

## 3. 计算超前比

$$\alpha = \frac{1+\sin 61^\circ}{1-\sin 61^\circ} = \frac{1.875}{0.125} = 15$$

## 4. 确定新剪切频率

原系统在  $\omega'_c$  处增益应为  $-20 \lg \sqrt{15} \approx -11.8 \text{ dB}$

从伯德图找到:  $\omega'_c \approx 2.5 \text{ rad/s}$

## 5. 计算时间常数

$$T = \frac{1}{\omega'_c \sqrt{\alpha}} = \frac{1}{2.5 \times \sqrt{15}} \approx 0.103$$

## 6. 校正器传递函数

$$G_c(s) = \frac{1+1.545s}{1+0.103s} \text{ (取 } K_c = 1)$$

验证: 校正后  $\text{PM} \approx 45^\circ$ , 满足要求。

### 18.1.2 滞后校正

滞后校正用于提高系统的稳态精度, 同时保持或略微改善稳定性, 但会降低响应速度。

滞后校正器传递函数:

$$G_c(s) = K_c \frac{1 + Ts}{1 + \beta Ts}, \quad \beta > 1$$

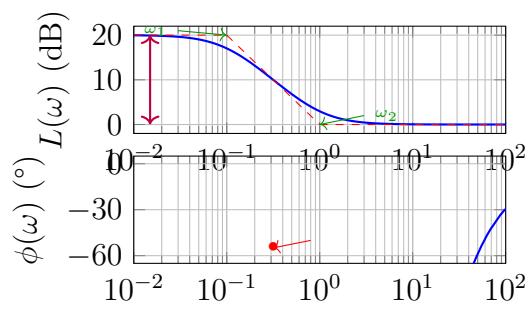
其中:  $K_c$  为补偿增益,  $\beta$  为滞后比,  $T$  为时间常数。

**频率特性：****1. 转折频率：**

- 低频转折点:  $\omega_1 = \frac{1}{\beta T}$  (极点)
- 高频转折点:  $\omega_2 = \frac{1}{T}$  (零点)
- 关系:  $\omega_2 = \beta\omega_1$

**2. 相位滞后角：**

- 最大滞后角:  $\phi_{\min} = -\arcsin \frac{\beta-1}{\beta+1}$  (负值)
- 对应频率:  $\omega_m = \frac{1}{T\sqrt{\beta}} = \sqrt{\omega_1\omega_2}$
- 特点: 相位滞后, 但幅值低频增加

**滞后校正器伯德图：****滞后校正的作用：****3. 幅值特性：**

- 低频增益:  $20 \lg(K_c) \text{ dB}$  (通常取  $K_c = \beta$ )
- 高频增益:  $20 \lg(K_c/\beta) \text{ dB}$
- 低频段提升:  $20 \lg \beta \text{ dB}$

**提高低频增益:** 改善稳态精度

- 保持稳定性:** 相位裕度基本不变或略增
- 降低响应速度:** 剪切频率降低
- 抑制高频噪声:** 高频衰减特性

**设计步骤:****步骤 1:** 确定所需低频增益提升量根据稳态误差要求确定  $\beta$ :

$$20 \lg \beta = \text{所需低频增益提升 (dB)}$$

**注意事项:**

- $\omega_2$  应远小于  $\omega'_c$  (通常  $\omega_2 \leq \omega'_c/5$ )
- 避免在中频段引入过多相位滞后
- 适用于原系统相位裕度已满足要求的情况

**步骤 2:** 确定新剪切频率  $\omega'_c$ 使新剪切频率满足相位裕度要求 (通常比原  $\omega_c$  小)。**步骤 3:** 选择转折频率使滞后环节在  $\omega'_c$  处影响很小:

$$\omega_2 = \frac{1}{T} = \frac{\omega'_c}{5 \sim 10}$$

**步骤 4:** 计算时间常数

$$T = \frac{5 \sim 10}{\omega'_c}, \quad \beta = \text{由步骤 1 确定}$$

**步骤 5:** 通常取  $K_c = \beta$  以保持原剪切频率附近增益。

**例题：**系统  $G(s) = \frac{K}{s(s+1)(0.2s+1)}$ ,  $K = 5$  时  $\text{PM} = 50^\circ$ , 要求稳态速度误差系数  $K_v = 50 \text{ s}^{-1}$ , 设计滞后校正器。

解：

### 1. 确定所需增益提升

原系统:  $K_v = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot G(s) = 5$

所需提升:  $\beta = \frac{50}{5} = 10 \implies 20 \lg \beta = 20 \text{ dB}$

### 2. 分析原系统

$K = 5$  时,  $\omega_c \approx 1.5 \text{ rad/s}$ ,  $\text{PM} = 50^\circ$  (满足要求)

### 3. 选择新剪切频率

为保持  $\text{PM} \approx 50^\circ$ , 希望滞后环节对  $\omega_c$  影响小, 选择  $\omega'_c \approx \omega_c = 1.5 \text{ rad/s}$

### 4. 确定转折频率

$$\omega_2 = \frac{\omega'_c}{10} = 0.15 \text{ rad/s} \implies T = \frac{1}{\omega_2} = 6.67 \text{ s}$$

$$\omega_1 = \frac{\omega_2}{\beta} = 0.015 \text{ rad/s}$$

### 5. 滞后校正器

$$G_c(s) = 10 \cdot \frac{1+6.67s}{1+66.7s}$$

### 6. 校正后系统

$$G_c(s)G(s) = \frac{50(1+6.67s)}{s(s+1)(0.2s+1)(1+66.7s)}, K_v = 50 \text{ s}^{-1}, \text{PM} \approx 48^\circ \text{ (满足)}$$

验证：稳态精度提高 10 倍，稳定性基本保持。

## 18.1.3 超前-滞后综合校正

当系统既需要改善稳态精度, 又需要提高稳定性和快速性时, 采用超前-滞后综合校正。

综合校正器传递函数:

$$G_c(s) = K_c \cdot \frac{(1 + \alpha T_1 s)(1 + T_2 s)}{(1 + T_1 s)(1 + \beta T_2 s)}, \quad \alpha > 1, \beta > 1$$

### 结构分析:

综合校正器 = 超前部分 × 滞后部分

$$1. \text{ 超前部分: } \frac{1+\alpha T_1 s}{1+T_1 s}$$

- 转折频率:  $\omega'_1 = \frac{1}{\alpha T_1}$ ,  $\omega'_2 = \frac{1}{T_1}$
- 作用: 提供相位超前, 提高 PM

$$2. \text{ 滞后部分: } K_c \frac{1+T_2 s}{1+\beta T_2 s}$$

- 转折频率:  $\omega''_1 = \frac{1}{\beta T_2}$ ,  $\omega''_2 = \frac{1}{T_2}$
- 作用: 提高低频增益, 改善稳态精度

### 3. 频段分离:

- 滞后部分在低频段起作用 ( $\omega < \omega_c/10$ )
- 超前部分在中频段起作用 ( $\omega \approx \omega_c$ )
- 两部分互不干扰:  $\omega''_2 \ll \omega'_1$

### 设计步骤:

步骤 1: 根据稳态误差要求确定  $\beta$

步骤 2: 根据动态性能要求确定  $\alpha$  和超前角  $\phi_m$

步骤 3: 设计滞后部分

- 确定新剪切频率  $\omega'_c$  (考虑  $\beta$  引起的增益提升)
- 选择  $\omega''_2 = \omega'_c/10$ , 计算  $T_2$

步骤 4: 设计超前部分

- 在  $\omega'_c$  处提供所需相位超前  $\phi_m$
- 计算  $\alpha$  和  $T_1$

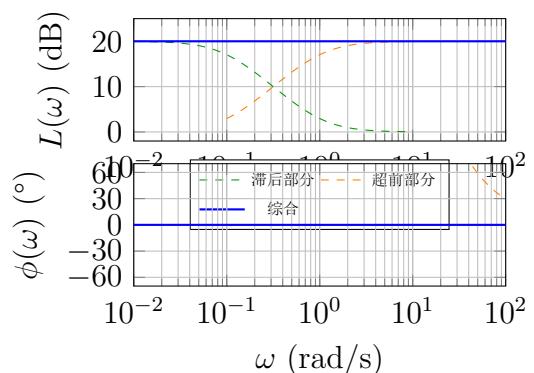
步骤 5: 选择  $K_c$  调整总增益

步骤 6: 验证校正后系统性能

例题: 系统  $G(s) = \frac{K}{s(s+1)(0.5s+1)}$ ,  $K = 4$ , 要求  $K_v = 20 \text{ s}^{-1}$ ,  $\text{PM} \geq 45^\circ$ 。原系统  $\text{PM} \approx 17^\circ$ 。设计综合校正器。

解:

### 综合校正器伯德图:



滞后  $\beta = 10$ , 超前  $\alpha = 10$

### 综合校正的特点:

- 兼顾稳态和动态: 同时改善精度和稳定性
- 设计灵活: 可独立调整两部分参数
- 应用广泛: 适用于性能要求全面的系统
- 参数较多: 需要仔细设计和调试

### 三种校正方式比较:

校正方式	稳态精度	动态性能	适用场合
超前	不变	改善	PM 不足, 精度满
滞后	提高	略降	PM 满足, 精度不
超前-滞后	提高	改善	精度和 PM 均不足

**1. 确定所需增益提升 (滞后部分)**

$$\beta = \frac{20}{4} = 5 \implies 20 \lg \beta = 14 \text{ dB}$$

**2. 确定所需相位超前 (超前部分)**

$$\text{所需: } \phi_m = 45^\circ - 17^\circ + 10^\circ = 38^\circ \implies \alpha = \frac{1+\sin 38^\circ}{1-\sin 38^\circ} \approx 4.2$$

**3. 设计滞后部分**

原  $\omega_c \approx 1.5 \text{ rad/s}$ , 增益提升后新  $\omega'_c \approx 3 \text{ rad/s}$

选择:  $\omega''_2 = 0.3 \text{ rad/s} \implies T_2 = 3.33 \text{ s}$

$$\omega''_1 = \omega''_2 / \beta = 0.06 \text{ rad/s}$$

$$\text{滞后部分: } G_{c1}(s) = 5 \cdot \frac{1+3.33s}{1+16.65s}$$

**4. 设计超前部分**

在  $\omega'_c = 3 \text{ rad/s}$  处提供  $38^\circ$  相位超前

$$T_1 = \frac{1}{\omega'_c \sqrt{\alpha}} = \frac{1}{3 \times 2.05} \approx 0.163 \text{ s}$$

$$\omega'_1 = \frac{1}{\alpha T_1} = 1.46 \text{ rad/s}, \quad \omega'_2 = \frac{1}{T_1} = 6.13 \text{ rad/s}$$

$$\text{超前部分: } G_{c2}(s) = \frac{1+0.68s}{1+0.163s}$$

**5. 综合校正器**

$$G_c(s) = 5 \cdot \frac{(1+0.68s)(1+3.33s)}{(1+0.163s)(1+16.65s)}$$

验证: 校正后  $K_v = 20 \text{ s}^{-1}$ , PM  $\approx 45^\circ$ , 满足要求。

## Part II

# 现代控制理论

## 19 状态空间表达式及其建立

### 19.1 状态空间的基本概念

- **状态:** 系统在某一时刻的状态是指确定系统该时刻以后行为所必需的最少信息
- **状态变量:** 描述系统状态的一组变量
- **状态向量:** 由状态变量组成的向量
- **状态空间:** 以状态变量为坐标的 n 维空间

## 19.2 状态空间表达式

线性定常系统的状态空间表达式:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (12)$$

$$\dot{y}(t) = Cx(t) + Du(t) \quad (13)$$

其中:

- $x(t) \in \mathbb{R}^n$ : 状态向量
- $u(t) \in \mathbb{R}^p$ : 输入向量
- $y(t) \in \mathbb{R}^q$ : 输出向量
- $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$ : 系统矩阵
- $B \in \mathbb{R}^{n \times p}$ : 输入矩阵
- $C \in \mathbb{R}^{q \times n}$ : 输出矩阵
- $D \in \mathbb{R}^{q \times p}$ : 前馈矩阵

## 19.3 状态空间表达式的建立方法

1. 根据物理规律建立微分方程组
2. 选择状态变量（通常选择能量存储元件的变量）
3. 将高阶微分方程化为一阶微分方程组
4. 写出输出方程

# 20 状态空间表达式求传递函数

## 20.1 传递函数矩阵

从状态空间表达式求传递函数矩阵:

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D$$

## 20.2 单输入单输出系统

对于单输入单输出系统:

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D$$

其中  $(sI - A)^{-1}$  称为系统的解析矩阵。

## 21 线性变换

### 21.1 线性变换的定义

设  $x$  和  $z$  是两组状态变量, 如果存在非奇异矩阵  $P$ , 使得:

$$x = Pz$$

则称此变换为线性变换或坐标变换。

### 21.2 变换后的状态方程

原系统:

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (14)$$

$$y = Cx + Du \quad (15)$$

变换后的系统:

$$\dot{z} = \bar{A}z + \bar{B}u \quad (16)$$

$$y = \bar{C}z + Du \quad (17)$$

其中:

$$\bar{A} = P^{-1}AP \quad (18)$$

$$\bar{B} = P^{-1}B \quad (19)$$

$$\bar{C} = CP \quad (20)$$

## 22 线性控制系统状态空间表达式的求解

### 22.1 齐次状态方程的解

齐次状态方程  $\dot{x} = Ax$  的解为:

$$x(t) = e^{At}x(0)$$

其中  $e^{At}$  称为状态转移矩阵, 记为  $\Phi(t)$ 。

### 22.2 状态转移矩阵的性质

1.  $\Phi(0) = I$
2.  $\Phi(t_1 + t_2) = \Phi(t_1)\Phi(t_2)$
3.  $\Phi^{-1}(t) = \Phi(-t)$
4.  $\frac{d\Phi(t)}{dt} = A\Phi(t) = \Phi(t)A$

### 22.3 状态转移矩阵的计算方法

1. 级数展开法:  $e^{At} = I + At + \frac{A^2t^2}{2!} + \dots$
2. 拉普拉斯变换法:  $e^{At} = \mathcal{L}^{-1}[(sI - A)^{-1}]$
3. 对角化方法: 当  $A$  可对角化时
4. 约当标准形方法: 当  $A$  不可对角化时

### 22.4 非齐次状态方程的解

非齐次状态方程的完全解:

$$x(t) = e^{At}x(0) + \int_0^t e^{A(t-\tau)}Bu(\tau)d\tau$$

## 23 线性控制系统的能控性和能观测性

### 引言：控制系统设计的两个基本问题

想象你正在设计一个火箭姿态控制系统。你面临两个最基本的问题：

**问题 1：我能控制它吗？**如果火箭的某些状态（如角速度）完全不受控制输入影响，那么无论你设计多么精妙的控制算法，都无法让火箭按预期运动。这就是**能控性**（Controllability）问题。

**问题 2：我能观测它吗？**如果火箭的某些状态（如姿态角）无法从传感器输出中推断出来，那么你根本不知道当前状态，又如何实施状态反馈控制？这就是**能观测性**（Observability）问题。

这两个概念是现代控制理论的基石，由匈牙利数学家卡尔曼（Kalman）在 1960 年提出。它们回答了控制系统设计中最根本的问题：

- **能控性：**系统的哪些状态可以通过控制输入改变？
- **能观测性：**系统的哪些状态可以从输出测量中推断？

为什么这些概念重要？

- **控制器设计的前提：**只有完全能控的系统，才能任意配置极点（后续章节）
- **观测器设计的前提：**只有完全能观的系统，才能设计状态观测器
- **最小实现：**判断系统描述是否冗余，能否简化
- **系统分析：**识别系统中不可控或不可观的死角

**实际应用场景：**

- **航天器姿态控制：** 判断推进器配置能否控制所有姿态自由度
- **电力系统：** 判断传感器布置能否观测到所有关键状态
- **机器人控制：** 设计执行器和传感器的最优配置
- **化工过程：** 判断测量点能否监测整个反应过程

本章将系统介绍：

- 能控性和能观测性的严格定义
- 简单实用的判据（秩判据）
- 直观理解：几何意义和物理意义
- 两者之间的对偶关系
- 实际应用范例

## 23.1 能控性 (Controllability)

本节目的

回答问题：给定控制输入，我们能把系统状态驱动到任意期望位置吗？

### 23.1.1 能控性定义

**直观理解：** 想象一辆只能前进不能后退的汽车。虽然你可以通过转弯到达很多位置，但有些位置（如正后方）永远无法到达。这辆车的位置就不是完全能控的。

**严格定义：**

系统  $(A, B)$  在时刻  $t_0$  是状态能控的，如果存在有限时间  $t_1 > t_0$  和控制输入  $u(t)$ ，使得系统能从任意初态  $x(t_0)$  转移到任意终态  $x(t_1)$ 。

**数学表述：** 对于系统  $\dot{x} = Ax + Bu$ ，如果

$$\forall x(t_0), x(t_1) \in \mathbb{R}^n, \exists u(t), t \in [t_0, t_1] \text{ 使得 } x(t_1) = e^{A(t_1-t_0)}x(t_0) + \int_{t_0}^{t_1} e^{A(t_1-\tau)}Bu(\tau)d\tau$$

则称系统完全能控。

**通俗解释：**

- **完全能控：** 控制输入能影响所有状态变量，状态空间中任何点都可达
- **不完全能控：** 存在某些状态分量，无论如何施加控制都无法改变
- **物理意义：** 执行器（控制输入）的配置能否覆盖所有自由度

### 23.1.2 能控性判据

**好消息：**虽然定义涉及复杂的积分，但判断能控性非常简单！

**卡尔曼秩判据：**

系统  $(A, B)$  完全能控的充要条件是**能控性矩阵**：

$$W_c = [B \quad AB \quad A^2B \quad \cdots \quad A^{n-1}B]$$

满足  $\text{rank}(W_c) = n$ 。

**判据解读：**

- $W_c$  的列数为  $n \times p$  ( $p$  为输入个数)
- 如果  $\text{rank}(W_c) = n$ , 说明这些列张成整个  $n$  维状态空间
- 物理意义:  $B$  是输入的直接作用,  $AB$  是经过一步传递的作用,  $A^2B$  是两步传递...
- 如果这些作用能覆盖整个状态空间, 系统就完全能控

**为什么只需要  $n$  项?** 根据凯莱-哈密顿定理,  $A^n$  可以表示为  $A^0, A^1, \dots, A^{n-1}$  的线性组合, 所以更高次项不提供新信息。

**计算步骤:**

1. 构造能控性矩阵  $W_c$  (计算  $B, AB, A^2B, \dots$ )
2. 计算  $W_c$  的秩 (用行阶梯形或行列式)
3. 判断:  $\text{rank}(W_c) = n \Rightarrow$  完全能控; 否则不完全能控

## 23.2 能观测性 (Observability)

**本节目的**

回答问题: 通过观测输出, 我们能推断出所有内部状态吗?

### 23.2.1 能观测性定义

**直观理解:** 想象一个黑盒子里有三个齿轮, 但你只能看到最外层齿轮的转动。如果三个齿轮通过固定传动比连接, 你可以从外层推断内层的状态——这是**能观的**。但如果某个内层齿轮是独立的 (不传动到外层), 你永远无法知道它的状态——这个状态就**不能观**。

**严格定义:**

系统  $(A, C)$  在时刻  $t_0$  是**状态能观测的**, 如果能够根据有限时间区间  $[t_0, t_1]$  内的输出  $y(t)$  和输入  $u(t)$  唯一地确定初始状态  $x(t_0)$ 。

**通俗解释:**

- 完全能观：所有状态变量都能从输出中推断出来
- 不完全能观：存在某些隐藏状态，无论观测多久都无法确定
- 物理意义：传感器（输出测量）的配置能否看到所有内部状态

### 23.2.2 能观测性判据

**对偶判据：**

系统  $(A, C)$  完全能观测的充要条件是能观测性矩阵：

$$W_o = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix}$$

满足  $\text{rank}(W_o) = n$ 。

**判据解读：**

- $W_o$  的行数为  $n \times q$  ( $q$  为输出个数)
- 如果  $\text{rank}(W_o) = n$ , 说明这些行能区分所有状态
- 物理意义： $C$  是输出对状态的直接观测， $CA$  是观测经过一步传递的效果， $CA^2$  是两步传递...
- 如果这些观测能覆盖整个状态空间，系统就完全能观

**计算步骤：**

1. 构造能观测性矩阵  $W_o$  (计算  $C, CA, CA^2, \dots$ )
2. 计算  $W_o$  的秩
3. 判断： $\text{rank}(W_o) = n \Rightarrow$  完全能观；否则不完全能观

### 23.3 对偶性原理

**本节目的**

能控性和能观测性不是孤立的概念，它们之间存在深刻的对偶关系 (Duality)。这个关系不仅优美，而且实用——关于能控性的结论可以翻译成能观测性的结论。

**对偶定理：**

系统  $(A, B, C)$  能控  $\Leftrightarrow$  对偶系统  $(A^T, C^T, B^T)$  能观

**数学表达：**

- 原系统的能控性矩阵:  $W_c = [B \ AB \ \dots \ A^{n-1}B]$
- 对偶系统的能可观测性矩阵:  $W_o^T = [C^T \ A^T C^T \ \dots \ (A^T)^{n-1} C^T]$
- 注意:  $W_o^T$  与  $W_c$  具有相同的秩 (只是  $A \rightarrow A^T, B \rightarrow C^T$ )

**实用价值:**

- 能控性的定理、算法可直接用于能可观测性 (只需转置矩阵)
- 简化证明: 证明一个性质即可, 另一个由对偶性自动得到
- 对称美: 输入和输出在数学上是对称的

## 23.4 能控性和能可观测性的几何理解

### 23.4.1 能控性的几何意义

**可达子空间:** 能控性矩阵  $W_c$  的列空间称为**可达子空间** (Reachable Subspace), 记为  $\mathcal{R}$ 。

$$\mathcal{R} = \text{span}\{B, AB, A^2B, \dots, A^{n-1}B\}$$

**物理意义:**

- $\mathcal{R}$  中的任意状态都可以从原点通过适当的控制输入到达
- $\dim(\mathcal{R}) = \text{rank}(W_c)$  是可控状态的维数
- 如果  $\dim(\mathcal{R}) = n$ , 则整个状态空间可达, 系统完全能控
- 如果  $\dim(\mathcal{R}) < n$ , 存在不可达的禁区

**例子:** 对于二阶系统, 如果  $\text{rank}(W_c) = 1$ , 可达子空间是一条直线——你只能在这条线上移动, 无法到达平面上的其他点。

### 23.4.2 能可观测性的几何意义

**不可观子空间:** 能可观测性矩阵  $W_o$  的零空间称为**不可观子空间** (Unobservable Subspace), 记为  $\mathcal{N}$ 。

$$\mathcal{N} = \ker(W_o) = \{x : W_o x = 0\}$$

**物理意义:**

- $\mathcal{N}$  中的状态对输出没有任何影响 ( $Cx = 0, CAx = 0, \dots$ )

- 这些状态是隐藏的，无法从输出中观测到
- $\dim(\mathcal{N}) = n - \text{rank}(W_o)$  是不可观状态的维数
- 如果  $\dim(\mathcal{N}) = 0$ , 没有隐藏状态，系统完全能观

**例子：**对于二阶系统，如果  $\text{rank}(W_o) = 1$ , 不可观子空间是一条直线——沿着这条直线的任何状态变化，输出都看不到。

## 23.5 实际应用范例

### 范例说明

以下两个范例展示：

- **范例 1：**判断系统的能控性和能观测性
- **范例 2：**不能控/不能观对系统的影响

### 23.5.1 范例 1：能控性和能观测性判断

**题目：**判断以下系统的能控性和能观测性

$$\begin{aligned}\dot{x} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -2 & -3 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u \\ y &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} x\end{aligned}$$

**解答：**

1. 判断能控性 构造能控性矩阵：

$$W_c = [B \quad AB]$$

计算  $AB$ :

$$AB = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -2 & -3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ -3 \end{bmatrix}$$

因此：

$$W_c = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & -3 \end{bmatrix}$$

计算行列式：

$$\det(W_c) = 0 \times (-3) - 1 \times 1 = -1 \neq 0$$

$\text{rank}(W_c) = 2 = n$ , 系统完全能控。

2. 判断能观测性 构造能观测性矩阵:

$$W_o = \begin{bmatrix} C \\ CA \end{bmatrix}$$

计算  $CA$ :

$$CA = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -2 & -3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}$$

因此:

$$W_o = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

显然  $\text{rank}(W_o) = 2 = n$ , 系统完全能观。

结论 这是一个完全能控且完全能观的系统, 可以:

- 通过控制输入任意配置闭环极点
- 设计状态观测器估计所有状态
- 实现基于观测器的状态反馈控制

### 23.5.2 范例 2: 不能控系统的分析

题目: 分析系统

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 2 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} u \\ y &= \begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix} x \end{aligned}$$

解答:

#### 1. 能控性判断

$$W_c = [B \quad AB] = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$\text{rank}(W_c) = 1 < 2$ , 系统不完全能控。

#### 2. 物理解释 系统方程可以写成:

$$\dot{x}_1 = x_1 + u$$

$$\dot{x}_2 = 2x_2$$

关键观察:

- $x_1$  受控制输入  $u$  影响——能控
- $x_2$  完全独立于  $u$ , 自己演化 ( $\dot{x}_2 = 2x_2$ ) ——不能控
- $x_2$  会指数发散 ( $x_2(t) = e^{2t}x_2(0)$ ), 无法通过控制阻止!

### 3. 能观测性判断

$$W_o = \begin{bmatrix} C \\ CA \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix}$$

$\det(W_o) = 2 - 1 = 1 \neq 0$ ,  $\text{rank}(W_o) = 2$ , 系统完全能观。

### 4. 实际意义

- 虽然能观测到所有状态 (包括  $x_2$ ), 但无法控制  $x_2$
- 这个系统是不稳定且不能稳定化的
- 在实际设计中, 必须重新配置执行器 (修改  $B$  矩阵)

## 范例总结

范例 1 的启示:

- 完全能控+完全能观 = 理想情况, 可以实现任何控制目标
- 实际系统设计应尽量满足这两个条件

范例 2 的警示:

- 不能控意味着存在失控的状态分量
- 即使能观测到问题, 也无法通过控制解决
- 系统设计阶段必须保证能控性 (合理配置执行器)

## 本章总结

### 核心要点回顾

#### 1. 两个基本概念

- **能控性:** 控制输入能否驱动所有状态? (执行器够不够?)
- **能观测性:** 输出测量能否推断所有状态? (传感器够不够?)

#### 2. 判据 (最重要)

- 能控性:  $\text{rank}[B \ AB \ \cdots \ A^{n-1}B] = n$

- 能观测性:  $\text{rank} \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix} = n$

### 3. 对偶性

- $(A, B)$  能控  $\Leftrightarrow (A^T, C^T)$  能观 ( $B \leftrightarrow C^T$ )
- 能控性和能观测性在数学上是对称的

### 4. 实际意义

- 能控性是极点配置的前提条件
- 能观测性是状态观测器的前提条件
- 两者都满足才能实现完整的状态反馈控制

## 学习建议

### 判断流程:

1. 写出系统矩阵  $A, B, C$
2. 构造  $W_c$  和  $W_o$  矩阵 (计算  $AB, A^2B, \dots$  和  $CA, CA^2, \dots$ )
3. 计算秩 (行阶梯形或行列式)
4. 根据秩判断能控性和能观测性

### 物理直觉:

- 看到对角化的  $A$  矩阵: 检查  $B$  的哪些行非零 (对应能控的模态)
- 看到对角化的  $A$  矩阵: 检查  $C$  的哪些列非零 (对应能观的模态)
- 如果某个特征值对应的模态既不能控也不能观, 可以简化系统 (最小实现)

### 常见误区:

- 认为能控就一定能观 (两者独立, 需分别判断)
- 只计算  $\text{rank}(B)$  而不是  $\text{rank}(W_c)$
- 忘记能控性和能观测性是系统固有性质, 与控制器无关

- 在设计阶段就考虑能控性和能观测性（执行器和传感器配置）

后续章节预告：

- **结构分解：**将系统分解为能控/不能控、能观/不能观部分
- **极点配置：**利用能控性任意配置闭环极点
- **状态观测器：**利用能观测性估计不可测状态

能控性和能观测性是现代控制理论的门槛概念——只有真正理解它们，才能深入理解后续的控制器设计方法。它们回答了最基本但最关键的问题：我能控制吗？我能观测吗？

## 24 能控、能观标准型及其实现

### 24.1 能控标准型

对于单输入系统，能控标准型为：

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 & \cdots & -a_{n-1} \end{bmatrix}, \quad \bar{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

### 24.2 能观测标准型

对于单输出系统，能观测标准型为：

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & -a_0 \\ 1 & 0 & \cdots & 0 & -a_1 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 & -a_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & -a_{n-1} \end{bmatrix}, \quad \bar{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

## 25 系统的结构分解——能控、能观性分解

### 25.1 术语问题：能观/能控 vs 可观/可控

#### 25.1.1 术语等价性

能控性 (Controllability) 和 可控性 是同义词；能观性 (Observability) 和 可观性 是同义词。在国内的控制理论教材和学术文献中，这两种说法都在广泛使用，可以互换。在严谨的定义和数学意义上，它们没有任何区别。

## 25.2 系统的结构分解

一般线性系统可分解为四个子系统：

- 能控且能观测部分
- 能控但不能观测部分
- 不能控但能观测部分
- 不能控且不能观测部分

## 25.3 卡尔曼分解

通过适当的线性变换，可将系统分解为：

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & 0 & A_{13} & 0 \\ A_{21} & A_{22} & A_{23} & A_{24} \\ 0 & 0 & A_{33} & 0 \\ 0 & 0 & A_{43} & A_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u$$

$$y = \begin{bmatrix} C_1 & C_2 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}$$

## 25.4 能观性分解与能控性分解对比

两大分解题型在思想上是对偶的，解题步骤高度相似，但目标和细节有所不同。下表进行并排对比：

对比维度	能控性分解	能观性分解
核心目的	将状态空间分为「能被输入影响」和「完全不受输入影响」两部分	将状态空间分为「能从输出观测」和「完全无法观测」两部分
前提条件	$\text{rank}(Q_c) < n$ (不完全能控)	$\text{rank}(Q_o) < n$ (不完全能观)
关键矩阵	能控性矩阵 $Q_c = \begin{bmatrix} B & AB & \dots & A^{n-1}B \end{bmatrix}$	能观性矩阵 $Q_o = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix}$
子空间	能控: $Q_c$ 的列空间 不能控: $Q_c^T$ 的零空间	能观: $Q_o^T$ 的列空间 不能观: $Q_o$ 的零空间
变换矩阵 $P^{-1}$	列向量顺序: [能控基向量... 不能控基向量]	列向量顺序: [能观基向量... 不能观基向量]
分解标准形	$\bar{A} = \begin{bmatrix} A_c & A_{12} \\ \mathbf{0} & A_{uc} \end{bmatrix}$ $\bar{B} = \begin{bmatrix} B_c \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}$ $\bar{C} = \begin{bmatrix} C_c & C_{uc} \end{bmatrix}$	$\bar{A} = \begin{bmatrix} A_o & \mathbf{0} \\ A_{21} & A_{uo} \end{bmatrix}$ $\bar{B} = \begin{bmatrix} B_o \\ B_{uo} \end{bmatrix}$ $\bar{C} = \begin{bmatrix} C_o & \mathbf{0} \end{bmatrix}$
零块含义	$\bar{B}$ 零块: 输入无法作用于不能控状态 $\bar{A}$ 零块: 不能控动态不受能控状态影响	$\bar{C}$ 零块: 不能观状态对输出无贡献 $\bar{A}$ 零块: 能观动态不受不能观状态影响

#### 25.4.1 统一的解题流程 (以能控分解为例)

##### 1. 判断性质:

- 计算能控性矩阵  $Q_c$

- 计算  $Q_c$  的秩  $r_c = \text{rank}(Q_c)$
- 若  $r_c < n$ , 则系统不完全能控, 需要进行分解

2. 寻找基向量:

- 能控子空间: 求出  $Q_c$  的列空间的一组基 (通常取  $Q_c$  中  $r_c$  个线性无关的列向量)
- 不能控子空间: 求出  $Q_c^T$  的零空间 (解方程  $Q_c^T v = 0$ ) 的一组基 (共  $n - r_c$  个向量)

3. 构造变换矩阵:

- 构造  $P^{-1}$  矩阵, 将上一步求出的基向量作为其列向量
- 顺序至关重要: 必须把能控子空间的基放在前面, 不能控子空间的基放在后面
- 通过求逆得到  $P = (P^{-1})^{-1}$

4. 进行坐标变换:

- $\bar{A} = PAP^{-1}$
- $\bar{B} = PB$
- $\bar{C} = CP^{-1}$

5. 验证与解读:

- 检查变换后的  $(\bar{A}, \bar{B}, \bar{C})$  是否呈现出标准分解形式 (特别是关键的零块位置)
- 根据分解后的形式, 写出能控子系统和不能控子系统的状态方程, 并进行解释

**核心记忆点:**

- 能控分解看  $Q_c$ , 能观分解看  $Q_o$
- 构造变换矩阵  $P^{-1}$  时, 列向量的顺序是「好的」部分在前 (能控/能观), 「坏的」部分在后 (不能控/不能观)
- 记住分解后的标准形式, 特别是零块的位置, 这是最终的检验标准

## 25.5 综合范例 1：能观性结构分解

### 25.5.1 题目

已知系统：

$$\begin{aligned}\dot{x} &= \begin{bmatrix} -4 & 2 \\ 2 & -4 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 12 \\ 0 \end{bmatrix} u \\ y &= \begin{bmatrix} 2 & 2 \end{bmatrix} x\end{aligned}$$

求：

1. 判断系统的能观性
2. 进行能观性分解

### 25.5.2 解答

#### (1) 判断系统的能观性

1. 识别矩阵：

$$A = \begin{bmatrix} -4 & 2 \\ 2 & -4 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 2 & 2 \end{bmatrix}$$

系统阶数  $n = 2$ 。

2. 构造能观性矩阵  $Q_o$ ：

$$Q_o = \begin{bmatrix} C \\ CA \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & 2 \\ -4 & -4 \end{bmatrix}$$

3. 判断秩：第二行为第一行的  $-2$  倍，故  $\text{rank}(Q_o) = 1$ 。

4. 结论：由于  $\text{rank}(Q_o) = 1 < n = 2$ ，该系统不是完全能观的。

#### (2) 进行能观性分解

1. 寻找能观与不能观子空间：

- 不能观子空间 ( $N_o$ )：求解  $Q_o v = 0$

$$\begin{bmatrix} 2 & 2 \\ -4 & -4 \end{bmatrix} v = 0 \implies 2v_1 + 2v_2 = 0 \implies v_1 = -v_2$$

$$\text{基向量: } q_{uo} = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$$

- 能观子空间 ( $R_o$ ):  $Q_o^T$  的列空间

$$Q_o^T = \begin{bmatrix} 2 & -4 \\ 2 & -4 \end{bmatrix}$$

基向量:  $q_o = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$

2. 构造变换矩阵: 将能观基向量放前面, 不能观基向量放后面:

$$P^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$$

求逆得:

$$P = \begin{bmatrix} 1/2 & 1/2 \\ 1/2 & -1/2 \end{bmatrix}$$

3. 应用坐标变换:

$$\bar{A} = PAP^{-1} = \begin{bmatrix} -2 & 0 \\ 0 & -6 \end{bmatrix}$$

$$\bar{B} = PB = \begin{bmatrix} 6 \\ 6 \end{bmatrix}$$

$$\bar{C} = CP^{-1} = \begin{bmatrix} 4 & 0 \end{bmatrix}$$

4. 分解结果: 系统的能观性分解为:

$$\begin{aligned} \dot{\bar{x}} &= \begin{bmatrix} -2 & 0 \\ 0 & -6 \end{bmatrix} \bar{x} + \begin{bmatrix} 6 \\ 6 \end{bmatrix} u \\ y &= \begin{bmatrix} 4 & 0 \end{bmatrix} \bar{x} \end{aligned}$$

其中  $\bar{x} = \begin{bmatrix} \bar{x}_o \\ \bar{x}_{uo} \end{bmatrix}$ 。 $\bar{x}_o$  是能观状态,  $\bar{x}_{uo}$  是不能观状态。 $\bar{C}$  矩阵中对应  $\bar{x}_{uo}$  的元素为 0, 表明该状态对输出没有贡献, 故不可见。

## 25.6 综合范例 2: 能控性结构分解

### 25.6.1 题目

已知系统状态方程:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 3 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} u \\ y &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} x \end{aligned}$$

求: 判断能控性, 进行能控性分解。

### 25.6.2 解答

#### (1) 判断系统的能控性

1. 识别矩阵:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 3 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

系统阶数  $n = 3$ 。

2. 构造能控性矩阵  $Q_c$ : 计算  $AB$  和  $A^2B$ :

$$AB = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 3 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$A^2B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 3 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 3 \\ 2 \end{bmatrix}$$

$$Q_c = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 3 \\ 0 & 1 & 2 \end{bmatrix}$$

3. 判断秩: 对  $Q_c$  进行行初等变换:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 3 \\ 0 & 1 & 2 \end{bmatrix} \xrightarrow{R_2-R_1} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 2 \\ 0 & 1 & 2 \end{bmatrix} \xrightarrow{R_3-R_2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 2 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

因此  $\text{rank}(Q_c) = 2$ 。

4. 结论: 由于  $\text{rank}(Q_c) = 2 < n = 3$ , 该系统不是完全能控的。

#### (2) 进行能控性分解

1. 寻找能控与不能控子空间:

- 能控子空间 ( $R_c$ ):  $Q_c$  的列空间。秩为 2, 可选前两列作为基:

$$q_{c1} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad q_{c2} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

- 不能控子空间: 求解  $Q_c^T v = 0$

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 3 & 2 \end{bmatrix} v = 0$$

从第一个方程:  $v_1 + v_2 = 0 \implies v_1 = -v_2$

从第二个方程:  $v_2 + v_3 = 0 \implies v_3 = -v_2$

基向量:  $q_{uc} = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ 1 \end{bmatrix}$

- 构造变换矩阵: 将能控基向量放前面, 不能控基向量放后面:

$$P^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & -1 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

求逆 (使用行列式和伴随矩阵):

$$\det(P^{-1}) = 1(1+1) - 0 + 1(1-0) = 3$$

$$P = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & 2 \\ 1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

- 应用坐标变换:

$$\bar{A} = PAP^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 2 \\ 1 & 2 & -1 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

$$\bar{B} = PB = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & 2 \\ 1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\bar{C} = CP^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & -1 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

- 分解结果: 系统的能控性分解为:

$$\dot{\bar{x}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 2 \\ 1 & 2 & -1 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \bar{x} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \bar{x}$$

其中  $\bar{x} = \begin{bmatrix} \bar{x}_c \\ \bar{x}_{uc} \end{bmatrix}$ 。前 2 个状态  $\bar{x}_c$  是能控状态，第 3 个状态  $\bar{x}_{uc}$  是不能控状态。 $\bar{B}$  矩阵中对应  $\bar{x}_{uc}$  的元素为 0，表明输入  $u$  无法影响该状态。同时， $\bar{A}$  的左下角为零块，说明不能控状态的演化不受能控状态的影响（但能控状态可能受其影响）。

## 26 约当型实现

### 26.1 约当标准型

当系统矩阵  $A$  的特征值不同时，可化为对角形：

$$J = P^{-1}AP = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n)$$

当有重根时，化为约当标准型：

$$J = P^{-1}AP = \text{diag}(J_1, J_2, \dots, J_k)$$

其中  $J_i$  为约当块：

$$J_i = \begin{bmatrix} \lambda_i & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \lambda_i & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & \lambda_i \end{bmatrix}$$

## 27 稳定性与李雅普诺夫方法

### 引言：为什么研究稳定性？

在控制系统设计中，我们最关心的问题之一就是：系统受到扰动后，能否恢复到期望的工作状态？

想象一个简单的场景：一个倒立摆系统在竖直位置保持平衡。如果轻轻推它一下，它会倒下还是回到竖直位置？这就是稳定性问题的核心。对于飞机、火箭、机器人等复杂系统，稳定性更是关系到安全和性能的关键指标。

传统的频域方法（如奈奎斯特判据、伯德图）虽然强大，但仅适用于线性系统。面对实际工程中大量存在的非线性系统——如饱和、死区、摩擦等非线性特性，我们需要更通用的工具。

19 世纪末，俄国数学家李雅普诺夫（Lyapunov）提出了一套革命性的稳定性分析方法，**无需求解微分方程**，仅通过构造一个「能量函数」就能判断系统稳定性。这套方法不仅适用于线性系统，更能处理复杂的非线性系统，成为现代控制理论的基石。

本章将系统介绍李雅普诺夫稳定性理论，包括：

- 稳定性的严格数学定义（什么是稳定、渐近稳定、全局稳定）

- 李雅普诺夫第一方法（线性化方法：简单但有局限）
- 李雅普诺夫第二方法（直接方法：强大但需要技巧）
- 如何区分局部稳定与全局稳定（这是非线性系统的关键）
- 实际应用范例（从理论到实践）

## 27.1 李雅普诺夫稳定性定义

### 本节目的

在开始分析方法之前，我们需要严格定义「稳定」的含义。日常语言中的「稳定」过于模糊，数学上需要精确的量化标准。

考虑自治系统  $\dot{x} = f(x)$ ，设  $x_e$  为平衡点：

- **稳定**：对任意  $\varepsilon > 0$ ，存在  $\delta > 0$ ，当  $\|x(0) - x_e\| < \delta$  时，有  $\|x(t) - x_e\| < \varepsilon$ ，  
 $\forall t \geq 0$
- **渐近稳定**：稳定且  $\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = x_e$
- **大范围渐近稳定**：渐近稳定且吸引域为整个状态空间

**直观理解：**

- 稳定意味着「小的扰动只产生小的偏差」——系统不会失控，但也不一定回到原点
- 渐近稳定更强，不仅不失控，而且「最终会回到平衡点」
- 大范围渐近稳定最强，「无论初始扰动多大，都能回到平衡点」

这三个层次的区别非常重要，后续分析会频繁用到。

## 27.2 李雅普诺夫第一方法（线性化方法）

### 本节目的

对于非线性系统，直接分析往往很困难。李雅普诺夫第一方法提供了一个捷径：在平衡点附近用线性系统近似，然后利用我们熟悉的线性系统理论来判断稳定性。

#### 27.2.1 基本原理

对于非线性系统  $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x})$ ，在平衡点  $\mathbf{x}_e$  附近，可以用线性系统近似：

$$\dot{\mathbf{z}} = A\mathbf{z}$$

其中  $A$  是雅可比矩阵 (Jacobian Matrix):

$$A = \left. \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_e}$$

**稳定性判据:**

- 如果  $A$  的所有特征值实部都严格小于零, 则平衡点局部渐近稳定
- 如果  $A$  至少有一个特征值实部大于零, 则平衡点不稳定
- 如果  $A$  有特征值实部等于零 (且无实部大于零的特征值), 则方法失效, 无法判断

对于线性系统  $\dot{x} = Ax$ , 系统渐近稳定的充要条件是矩阵  $A$  的所有特征值都具有负实部。

**第一方法的优缺点总结:**

- **优点:** 计算简单, 步骤明确 (求雅可比矩阵 → 算特征值 → 判断符号)
- **缺点:** 只能得到**局部稳定性**结论; 特征值实部为零时方法失效
- **适用场景:** 作为初步快速判断, 或者局部稳定性分析已经足够的情况

### 27.3 李雅普诺夫第二方法 (直接方法)

#### 本节目的

李雅普诺夫第二方法是更强大、更通用的工具。它的核心思想是: 借鉴物理学中的能量概念——如果能证明系统的「能量」总是递减, 系统必然稳定。

**李雅普诺夫定理:** 如果存在标量函数  $V(x)$  满足:

1.  $V(x)$  连续且有连续的一阶偏导数
2.  $V(x_e) = 0$ , 当  $x \neq x_e$  时  $V(x) > 0$  (正定)
3.  $\dot{V}(x) = \frac{\partial V}{\partial x} f(x) \leq 0$  (半负定)

则平衡点  $x_e$  稳定。

若进一步有  $\dot{V}(x) < 0$  (负定), 则平衡点渐近稳定。

**定理的直观意义:** 这个定理告诉我们, 不需要求解微分方程, 只要能找到一个满足条件的函数  $V(x)$  (称为李雅普诺夫函数), 就能判断稳定性。这就像物理学家通过能量守恒定律判断运动趋势, 而不必求解复杂的运动方程。

## 27.4 李雅普诺夫方法的核心思想

### 本节目的

上一节给出了定理，但可能让人感到抽象。本节将深入解释为什么这个方法有效，以及如何在实际问题中应用它。

#### 27.4.1 直观理解

李雅普诺夫方法的思想非常直观：如果能为系统找到一个类似于「能量」的函数  $V(x)$ ，并且证明这个「能量」总是随时间减少（或至少不增加），那么系统最终必然会稳定下来。

- 这个函数  $V(x)$  称为李雅普诺夫函数
- $V(x)$  必须是正定的（类似能量总是正的）
- $V(x)$  的导数  $\dot{V}(x)$  必须是负定的或半负定的（能量随时间衰减或保持不变）

#### 27.4.2 线性系统的二次型李雅普诺夫函数

对于线性系统  $\dot{x} = Ax$ ，我们选择二次型的李雅普诺夫函数  $V(x) = x^T Px$ ，其中  $P$  是对称正定矩阵。

对  $V(x)$  求导：

$$\begin{aligned}\dot{V}(x) &= \frac{d}{dt}(x^T Px) \\ &= \dot{x}^T Px + x^T P\dot{x} \\ &= (Ax)^T Px + x^T P(Ax) \\ &= x^T A^T Px + x^T PAx \\ &= x^T (A^T P + PA)x\end{aligned}$$

为了让  $\dot{V}(x)$  是负定的，通常令  $\dot{V}(x) = -x^T Qx$ ，其中  $Q$  是我们选择的对称正定矩阵。因此得到：

$$A^T P + PA = -Q$$

这就是著名的李雅普诺夫方程。

#### 27.4.3 判据总结

对于给定的系统矩阵  $A$ ：

- 如果对任意正定矩阵  $Q$ ，李雅普诺夫方程都有唯一的正定解  $P$ ，则系统渐近稳定
- 如果对某个正定矩阵  $Q$ ，方程无解或解不是正定的，则系统不是渐近稳定的

- 如果能找到半正定的  $Q$  使得存在正定的  $P$ , 但对所有正定  $Q$  都无解, 则系统可能是李雅普诺夫稳定 (临界稳定)

## 27.5 线性系统的李雅普诺夫方程

### 本节目的

对于线性系统, 我们有特别简洁的方法: 选择二次型李雅普诺夫函数。这不仅计算方便, 而且给出了稳定性的充要条件。

对于线性系统  $\dot{x} = Ax$ , 选择二次型李雅普诺夫函数:

$$V(x) = x^T Px$$

其中  $P$  为正定矩阵。稳定的充要条件是李雅普诺夫方程:

$$A^T P + PA = -Q$$

对于给定的正定矩阵  $Q$ , 存在唯一的正定解  $P$ 。

**实用价值:** 这个方程将稳定性判断转化为求解线性矩阵方程的问题。在 MATLAB 等软件中, 可以直接调用 `lyap` 函数求解。如果解  $P$  是正定的, 系统就是渐近稳定的。

## 27.6 局部稳定性 vs 全局稳定性

### 本节目的

这是非线性系统分析中最容易混淆的概念。很多初学者证明了系统在平衡点附近稳定, 就错误地声称系统「稳定」。实际上, **局部稳定** 和 **全局稳定** 是完全不同的性质。本节将彻底澄清这个问题。

### 27.6.1 核心概念辨析

在李雅普诺夫理论中, **局部渐近稳定** 和 **全局渐近稳定** (又称**大范围渐近稳定**) 是两个截然不同的概念。区分它们对于理解非线性系统的稳定性至关重要。

**1. 局部渐近稳定 (Local Asymptotic Stability)** 直观比喻: 想象一个放在巨大桌子中央的小碗。

含义:

- 只要初始状态在平衡点的某个邻域内 (碗里面), 系统最终会收敛到平衡点
- 但如果初始状态在这个邻域之外 (碗外面的桌子上), 系统行为无法保证
- 这个邻域称为**吸引域 (Domain of Attraction)** 或**稳定域**

**数学定义:** 存在  $\delta > 0$ , 当  $\|x(0) - x_e\| < \delta$  时, 有  $\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = x_e$ 。

2. 全局渐近稳定 (Global Asymptotic Stability) 直观比喻：想象整个地球就是一个巨大的碗，只有一个最低点。

含义：

- 无论初始状态在状态空间的任何位置，系统最终都会收敛到平衡点
- 吸引域是整个状态空间
- 这是一个非常强的性质，在实际系统中并不常见

数学定义：对于任意初始状态  $x(0)$ ，都有  $\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = x_e$ 。

### 27.6.2 全局稳定性的判断条件

要证明全局渐近稳定，李雅普诺夫函数必须满足更严格的条件：

1.  $V(x)$  在整个状态空间都是正定的
2.  $\dot{V}(x)$  在整个状态空间都是负定的（除平衡点外）
3.  $V(x)$  是径向无界的 (Radially Unbounded)：

$$\lim_{\|x\| \rightarrow \infty} V(x) = \infty$$

为什么需要「径向无界」条件？比喻：这个条件确保「碗壁是无限高的」。

原因：

- 如果  $V(x)$  在远处趋向某个有限值，可能存在「平坦的高原」
- 系统状态可能停留在这个高原上，永远无法回到平衡点
- 无限高的碗壁保证了状态总是处于向平衡点倾斜的「斜坡」上

对于常用的二次型函数  $V(x) = x^T Px$  ( $P$  正定)，它天然满足径向无界条件。因此，关键是判断  $\dot{V}(x)$  是否在整个空间都是负定的。

### 27.6.3 判断示例：为什么局部 全局

考虑系统：

$$\dot{x}_1 = -2x_1 + 2x_2^4$$

$$\dot{x}_2 = -x_2$$

选择李雅普诺夫函数  $V(x) = \frac{1}{2}x_1^2 + x_2^2$ ，计算得：

$$\dot{V}(x) = -2x_1^2 + 2x_1x_2^4 - 2x_2^2$$

**局部分析（原点附近）** 当  $x_1, x_2$  很小时，二次项  $-2x_1^2 - 2x_2^2$  占主导，高阶项  $2x_1x_2^4$  可忽略，因此  $\dot{V}(x) < 0$ 。

结论：系统在原点附近是局部渐近稳定的。

**全局分析（远离原点）** 取  $x_2 = 2, x_1 = 10$ :

$$\dot{V}(10, 2) = -2(100) + 2(10)(16) - 2(4) = -200 + 320 - 8 = 112 > 0$$

在点  $(10, 2)$  处， $\dot{V}(x) > 0$ ，能量正在增加！

结论： $\dot{V}(x)$  不是全局负定的，系统不是全局渐近稳定的。

#### 27.6.4 关键要点总结

对比维度	局部渐近稳定	全局渐近稳定
吸引域	平衡点的某个邻域	整个状态空间
初始条件要求	必须在稳定域内	任意初始状态
$V(x)$ 正定性	在邻域内正定	在整个空间正定
$\dot{V}(x)$ 负定性	在邻域内负定	在整个空间负定
径向无界条件	不要求	必须满足
证明难度	相对容易	通常很困难
实际意义	小扰动下稳定	任何扰动下都稳定

#### 重要提醒：

- 对于线性系统，局部渐近稳定等价于全局渐近稳定
- 对于非线性系统，局部稳定不能推出全局稳定
- 在解题时，如果只证明了  $\dot{V}(x)$  在邻域内负定，结论应是「局部渐近稳定」
- 声称「全局稳定」需要更严格的证明

#### 本节小结

局部稳定性与全局稳定性的区别是理解非线性系统的关键。记住：

- 局部稳定只保证「小扰动下」系统安全

- 全局稳定保证「任意扰动下」系统都安全
- 证明全局稳定需要验证  $\dot{V}(x)$  在整个状态空间都负定，并且  $V(x)$  径向无界

至此，我们已经掌握了李雅普诺夫稳定性理论的核心内容。接下来通过两个典型范例，展示如何将理论应用于实际问题。

## 28 李雅普诺夫稳定性判断——范例

### 范例说明

以下两个范例分别展示：

- 范例 1：线性系统的李雅普诺夫方程求解（临界稳定情况）
- 范例 2：非线性系统的线性化分析（第一方法应用）

通过这些例子，你将看到理论如何转化为具体的计算步骤。

### 28.1 范例 1：临界稳定系统的李雅普诺夫分析

#### 28.1.1 题目

判断系统稳定性：

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

其中  $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$

#### 28.1.2 解答

判断稳定性时，我们只关心零输入响应（令  $u = 0$ ），因此只分析系统矩阵  $A$ 。

**方法一：特征值法（快速验证）** 这是最直接的方法，用于判断系统的稳定性。

计算特征值，解  $\det(\lambda I - A) = 0$ ：

$$\det \begin{bmatrix} \lambda & -1 \\ 1 & \lambda \end{bmatrix} = \lambda^2 + 1 = 0$$

解得特征值为  $\lambda = \pm i$ 。

**结论：**特征值的实部为 0，因此系统是李雅普诺夫稳定的（也称临界稳定），但不是渐进稳定。系统受扰动后会产生等幅振荡。

## 方法二：李雅普诺夫第二方法（题目要求）

- 选择对称正定矩阵  $Q$ :

最简单的选择是单位矩阵:

$$Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

- 设定待求的对称矩阵  $P$ :

$$\text{令 } P = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{12} & p_{22} \end{bmatrix}$$

- 构建李雅普诺夫方程  $A^T P + PA = -Q$ :

首先计算各项:

$$A^T = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A^T P = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{12} & p_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -p_{12} & -p_{22} \\ p_{11} & p_{12} \end{bmatrix}$$

$$PA = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{12} & p_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -p_{12} & p_{11} \\ -p_{22} & p_{12} \end{bmatrix}$$

$$A^T P + PA = \begin{bmatrix} -2p_{12} & p_{11} - p_{22} \\ p_{11} - p_{22} & 2p_{12} \end{bmatrix}$$

$$\text{令其等于 } -Q = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}:$$

$$\begin{bmatrix} -2p_{12} & p_{11} - p_{22} \\ p_{11} - p_{22} & 2p_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$$

- 分析方程组:

由上式可得:

$$-2p_{12} = -1 \implies p_{12} = \frac{1}{2} \quad (\text{第 (1,1) 元素})$$

$$p_{11} - p_{22} = 0 \implies p_{11} = p_{22} \quad (\text{第 (1,2) 元素})$$

$$2p_{12} = -1 \implies p_{12} = -\frac{1}{2} \quad (\text{第 (2,2) 元素})$$

出现矛盾! 从第 (1,1) 元素得  $p_{12} = \frac{1}{2}$ , 而从第 (2,2) 元素得  $p_{12} = -\frac{1}{2}$ 。

这意味着对于正定矩阵  $Q = I$ , 李雅普诺夫方程无解。

### 5. 得出结论：

根据李雅普诺夫稳定性判据，如果系统是渐进稳定的，那么对于任意正定  $Q$ ，都必须能解出唯一的正定  $P$ 。

现在我们发现，对于最简单的正定  $Q = I$ ，方程都无解，这直接说明了系统不是渐进稳定的。

#### 28.1.3 结论汇总

判断方法	结论
特征值法	特征值 $\lambda = \pm i$ , 实部为 0, 系统李雅普诺夫稳定但不渐近稳定
李雅普诺夫第二方法	对正定 $Q = I$ , 方程无正定解 $P$ , 系统不渐近稳定
最终结论	系统临界稳定（李雅普诺夫稳定），受扰动后产生等幅振荡

#### 范例 1 总结

这个例子展示了临界稳定系统的特点：

- 特征值实部为零，系统处于稳定与不稳定的边界
- 李雅普诺夫方程无解，证明系统不是渐近稳定
- 实际表现为等幅振荡——既不收敛也不发散

**关键经验：**遇到方程矛盾（无解）时，不要怀疑计算错误，这恰恰说明系统不满足渐近稳定条件！

### 28.2 范例 2：非线性系统的线性化分析

#### 28.2.1 题目

使用李雅普诺夫第一方法（线性化方法）分析系统的稳定性：

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= -6x_1 - x_2 \\ \dot{x}_2 &= -2x_1 - 6x_2 - 2x_2^3\end{aligned}$$

#### 28.2.2 解答思路

对于非线性系统，直接寻找合适的李雅普诺夫函数（第二方法）往往非常困难。李雅普诺夫第一方法（也称间接法）提供了一条捷径：在平衡点附近对系统进行线性化，然后分析线性化系统的稳定性。

**第一步：寻找平衡点** 令  $\dot{x}_1 = 0$  和  $\dot{x}_2 = 0$ :

$$-6x_1 - x_2 = 0 \implies x_2 = -6x_1 \quad (1)$$

$$-2x_1 - 6x_2 - 2x_2^3 = 0 \quad (2)$$

将 (1) 式代入 (2) 式:

$$\begin{aligned} -2x_1 - 6(-6x_1) - 2(-6x_1)^3 &= 0 \\ -2x_1 + 36x_1 - 2(-216x_1^3) &= 0 \\ 34x_1 + 432x_1^3 &= 0 \\ x_1(34 + 432x_1^2) &= 0 \end{aligned}$$

由于  $34 + 432x_1^2 > 0$  对所有实数  $x_1$  成立, 因此  $x_1 = 0$ , 进而  $x_2 = 0$ 。

**结论：**系统有唯一平衡点  $(0, 0)$ 。

**第二步：在平衡点处线性化系统** 对于非线性系统  $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x})$ , 在平衡点  $\mathbf{x}_e$  附近的线性化系统为:

$$\dot{\mathbf{z}} = A\mathbf{z}$$

其中  $A$  是雅可比矩阵 (Jacobian Matrix):

$$A = J(\mathbf{x}_e) = \left[ \begin{array}{cc} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} \end{array} \right]_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_e}$$

### 1. 定义非线性函数

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} f_1(x_1, x_2) \\ f_2(x_1, x_2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -6x_1 - x_2 \\ -2x_1 - 6x_2 - 2x_2^3 \end{bmatrix}$$

### 2. 计算偏导数

$$\begin{aligned} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} &= -6, & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} &= -1 \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} &= -2, & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} &= -6 - 6x_2^2 \end{aligned}$$

### 3. 构造雅可比矩阵

$$J(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -6 & -1 \\ -2 & -6 - 6x_2^2 \end{bmatrix}$$

### 4. 在平衡点 $(0, 0)$ 处计算

$$A = J(0, 0) = \begin{bmatrix} -6 & -1 \\ -2 & -6 \end{bmatrix}$$

**第三步：分析线性化系统的特征值** 求解特征方程  $\det(\lambda I - A) = 0$ :

$$\det \begin{bmatrix} \lambda + 6 & 1 \\ 2 & \lambda + 6 \end{bmatrix} = 0$$

$$(\lambda + 6)^2 - 2 = 0$$

$$\lambda^2 + 12\lambda + 36 - 2 = 0$$

$$\lambda^2 + 12\lambda + 34 = 0$$

使用求根公式:

$$\begin{aligned}\lambda &= \frac{-12 \pm \sqrt{144 - 136}}{2} = \frac{-12 \pm \sqrt{8}}{2} \\ &= \frac{-12 \pm 2\sqrt{2}}{2} = -6 \pm \sqrt{2}\end{aligned}$$

两个特征值为:

$$\lambda_1 = -6 + \sqrt{2} \approx -4.586$$

$$\lambda_2 = -6 - \sqrt{2} \approx -7.414$$

**第四步：根据李雅普诺夫第一方法下结论 李雅普诺夫第一方法判据：**

- 如果线性化系统的所有特征值实部都严格小于零，则原非线性系统在该平衡点局部渐近稳定
- 如果至少有一个特征值实部大于零，则原系统不稳定
- 如果存在实部为零的特征值，则该方法失效，无法判断

**分析：**两个特征值都是负实数，实部均严格小于零。

**最终结论：**根据李雅普诺夫第一方法，原非线性系统在平衡点  $(0, 0)$  处是局部渐近稳定的。

### 28.2.3 方法对比与选择

方法	李雅普诺夫第一方法	李雅普诺夫第二方法
别名	间接法、线性化方法	直接法
核心思想	在平衡点附近线性化，分析线性系统特征值	构造能量函数 $V(x)$ ，验证其沿轨迹递减
优点	计算简单、步骤明确 只需计算雅可比矩阵和特征值	适用于所有非线性系统 可能得到全局稳定性结论
缺点	只能判断局部稳定性 特征值实部为零时失效	构造李雅普诺夫函数困难 没有通用方法
适用场景	平衡点附近稳定性分析 作为初步快速判断	需要全局稳定性分析 线性化方法失效时

解题建议：

- 对于非线性系统，优先尝试第一方法（线性化），因为计算简单
- 如果线性化后特征值实部为零，或需要全局稳定性结论，再考虑第二方法
- 第二方法需要灵活性和经验，往往需要多次尝试不同的候选函数

### 范例 2 总结

这个例子展示了李雅普诺夫第一方法的标准流程：

1. 求平衡点（令  $\dot{x} = \mathbf{0}$ ）
2. 计算雅可比矩阵（在平衡点处求偏导）
3. 求特征值（解特征方程）
4. 根据特征值实部判断稳定性

关键经验：

- 第一方法计算量小，适合作为初步分析
- 结论仅限于局部稳定性——记住这个限制！
- 如果特征值恰好在虚轴上（实部为零），方法失效，需改用第二方法

## 本章总结

### 核心要点回顾

#### 1. 三个稳定性层次

- 稳定：扰动有界
- 漸近稳定：扰动有界且最终消失
- 全局漸近稳定：任意大的扰动都能消失

#### 2. 两种李雅普诺夫方法

- 第一方法（线性化）：简单快速，但仅得局部结论，特征值为零时失效
- 第二方法（直接法）：强大通用，可得全局结论，但构造李雅普诺夫函数困难

#### 3. 局部 vs 全局

- 线性系统：局部稳定 全局稳定
- 非线性系统：局部稳定 全局稳定
- 全局稳定要求： $V(x)$  径向无界， $\dot{V}(x)$  在整个空间负定

### 学习建议

#### 解题策略：

1. 先判断系统类型（线性/非线性）
2. 非线性系统优先尝试第一方法（线性化）
3. 如果第一方法失效或需要全局结论，使用第二方法
4. 对于线性系统，直接用李雅普诺夫方程或特征值法

#### 常见误区：

- 混淆「稳定」与「漸近稳定」
- 将局部稳定的结论推广为全局稳定
- 遇到李雅普诺夫方程无解就认为计算错误
- 仔细区分稳定性的层次和适用范围

李雅普诺夫稳定性理论是现代控制理论的基石，掌握它不仅能分析系统稳定性，更为后续的控制器设计（极点配置、状态观测器等）奠定了基础。

## 29 极点配置——状态反馈

### 引言：为什么我们需要极点配置？

想象你正在驾驶一辆汽车。如果车辆的动力学特性很差——转向反应迟钝、加速太慢、或者容易失控，你会怎么办？理想情况下，你希望改造这辆车，让它响应更快、更稳定、更好操控。

在控制系统中，我们面临同样的问题：

- 原始系统可能不稳定（极点在右半平面）
- 即使稳定，响应可能太慢（极点太靠近虚轴）
- 或者振荡太大（极点的阻尼比太小）

我们能改变系统的动态特性吗？答案是：能！通过状态反馈，我们可以任意配置闭环系统的极点（前提是系统能控）。

极点配置的核心思想：

通过反馈控制，将不满意的开环极点搬到我们期望的位置，从而获得理想的动态性能。

这有多强大？

- 不稳定系统 → 可以变成稳定的
- 慢系统 → 可以变得快速响应
- 振荡系统 → 可以变得平稳
- 你可以精确指定系统的超调量、调节时间等性能指标

但有一个重要前提：系统必须完全能控！这就是为什么我们在上一章花大量篇幅讨论能控性——它是极点配置的充要条件。

实际应用场景：

- 航天器姿态控制：配置极点以获得快速无超调的姿态调整
- 机器人关节控制：通过极点配置实现精确的轨迹跟踪
- 电力系统稳定器：将不稳定的电力系统稳定化
- 汽车主动悬架：改善舒适性和操控性

本章将介绍：

- 状态反馈的基本原理
- 极点配置定理（为什么能控性是关键）
- 三种极点配置方法（直接法、变换法、阿克曼公式）
- 实际设计范例
- 极点选择的实用准则

## 29.1 状态反馈

### 本节目的

在讨论如何配置极点之前，我们需要理解状态反馈的概念——这是极点配置的基本工具。

#### 29.1.1 状态反馈的基本思想

经典反馈 vs 状态反馈：

- 经典输出反馈： $u = -K_p y$ （只反馈输出，如 PID 控制器）
- 状态反馈： $u = -Kx$ （反馈所有状态变量）

为什么需要状态反馈？

- 输出反馈只利用了部分信息 ( $y = Cx$ , 可能只是状态的一部分)
- 状态反馈利用了完整的系统信息
- 只有状态反馈才能任意配置极点

#### 29.1.2 状态反馈控制律

基本形式：

$$u = -Kx + v$$

其中：

- $x \in \mathbb{R}^n$ : 状态向量（需要全部可测或通过观测器估计）
- $K \in \mathbb{R}^{p \times n}$ : 反馈增益矩阵（待设计的参数）
- $v \in \mathbb{R}^p$ : 参考输入（期望的目标值）
- 负号表示负反馈（稳定控制的标准配置）

**直观理解：**

- $-Kx$  是校正项：根据当前状态偏差进行调整
- $v$  是目标项：驱动系统到期望状态
- $K$  的每个元素决定了对应状态变量的权重

### 29.1.3 闭环系统

将  $u = -Kx + v$  代入开环系统  $\dot{x} = Ax + Bu$ :

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + B(-Kx + v) \\ &= Ax - BKx + Bv \\ &= (A - BK)x + Bv\end{aligned}$$

**闭环系统：**

$$\boxed{\dot{x} = (A - BK)x + Bv}$$

**关键观察：**

- 开环系统矩阵:  $A$
- 闭环系统矩阵:  $A_{cl} = A - BK$
- 通过选择  $K$ , 我们改变了系统矩阵, 从而改变了极点!

**极点的变化:**

- 开环极点:  $\det(\lambda I - A) = 0$  的根
- 闭环极点:  $\det(\lambda I - A + BK) = 0$  的根
- $K$  是我们的旋钮, 可以调节极点位置

**重要提醒:**

- 状态反馈不改变系统的能控性和能观测性
- 状态反馈不改变系统的零点 (只改变极点)
- 状态反馈要求状态可测或可估计 (这就是为什么需要观测器)

## 29.2 极点配置定理

**本节目的**

这是本章的核心定理, 它回答了一个关键问题: 我们能把极点配置到任意位置吗?  
答案是: 能控就能配!

### 29.2.1 定理陈述

**极点配置定理 (Pole Placement Theorem):**

对于单输入系统  $(A, B)$ , 若系统完全能控, 则对于任意给定的  $n$  个复数  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$  (复数必须成对共轭出现), 存在反馈增益矩阵  $K$ , 使得闭环系统矩阵  $A - BK$  的特征值恰好为  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$ 。

**定理的含义:**

- 充要条件: 完全能控  $\Leftrightarrow$  可任意配置极点
- 任意性: 极点位置完全由你决定 (只要满足共轭对要求)
- 构造性: 不仅说存在, 还有具体的计算方法

### 29.2.2 定理的深刻意义

#### 1. 能控性是充要条件

- 充分性: 能控  $\Rightarrow$  可任意配置极点 (定理保证)
- 必要性: 可任意配置极点  $\Rightarrow$  能控 (反证法: 不能控意味着某些模态不受控制影响, 无法移动)

为什么能控性如此关键?

- 能控性保证  $B, AB, \dots, A^{n-1}B$  张成整个状态空间
- 这意味着通过  $BK$  可以在所有方向上施加影响
- 从而可以将  $A$  的特征值推到任意位置

#### 2. 复数共轭对要求

由于系统矩阵  $A, B, K$  都是实矩阵, 闭环矩阵  $A - BK$  的特征多项式的系数也是实数。因此:

- 实数极点: 可以单独指定
- 复数极点: 必须成对共轭出现 (如  $-2 \pm 3j$ )

**物理意义:** 实系统不能产生单个复数极点, 这会导致非物理的复数状态轨迹。

#### 3. 多输入系统的推广

定理对多输入系统 ( $p > 1$ ) 也成立, 但:

- $K$  不是唯一的 (有更多自由度)
- 可以利用额外自由度优化其他性能指标 (如鲁棒性、输入能量)
- 这是最优控制理论的起点

### 29.2.3 设计步骤概览

使用极点配置定理设计控制器的典型流程：

1. 验证能控性：计算  $\text{rank}(W_c)$ , 确保  $= n$
2. 选择期望极点：根据性能要求确定  $\lambda_1, \dots, \lambda_n$
3. 计算反馈增益：使用直接法、变换法或阿克曼公式求  $K$
4. 验证设计：检查闭环极点是否正确，分析性能

定理的局限性：

- 只适用于能控系统（这是硬性要求）
- 没有告诉你如何选择期望极点（需要经验和性能分析）
- 假设状态完全可测（实际中可能需要观测器）
- 可能导致很大的控制输入（饱和问题）

## 29.3 极点配置的方法

本节目的

定理告诉我们极点可以任意配置，但怎么计算反馈增益矩阵  $K$  呢？本节介绍三种实用方法。

### 29.3.1 方法概览

1. 直接方法：解特征方程  $\det(sI - A + BK) = 0$ 
  - 适用于低阶系统 ( $n \leq 3$ )
  - 直观但计算繁琐
2. 变换方法：将系统化为能控标准型后配置极点
  - 适用于任意阶次
  - 需要坐标变换
3. 阿克曼公式： $K = [0 \ 0 \ \cdots \ 0 \ 1]W_c^{-1}\alpha_c(A)$ 
  - 单输入系统的显式公式
  - 最简洁，适合程序实现

### 29.3.2 方法 1：直接方法

**基本思路：**直接让闭环特征多项式等于期望特征多项式。

**步骤：**

- 写出期望特征多项式：

$$\alpha_d(s) = (s - \lambda_1)(s - \lambda_2) \cdots (s - \lambda_n) = s^n + a_1 s^{n-1} + \cdots + a_n$$

- 计算闭环特征多项式：

$$\det(sI - A + BK) = s^n + b_1(K)s^{n-1} + \cdots + b_n(K)$$

- 令两者相等：

$$b_i(K) = a_i, \quad i = 1, 2, \dots, n$$

- 解方程组得到  $K$

**优点：**

- 概念直接，容易理解
- 适合手算低阶系统

**缺点：**

- 高阶系统计算量大
- 展开  $\det(sI - A + BK)$  很繁琐

### 29.3.3 方法 2：变换方法

**核心思想：**在能控标准型下，极点配置变得非常简单。

**能控标准型的特殊性质：**

对于能控标准型系统：

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 & \cdots & -a_{n-1} \end{bmatrix}, \quad \bar{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

特征多项式直接从最后一行读出：

$$\det(sI - \bar{A}) = s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \cdots + a_1s + a_0$$

**设计步骤：**

1. 找到变换矩阵  $T$ , 使原系统变为能控标准型

$$\bar{A} = TAT^{-1}, \quad \bar{B} = TB$$

2. 在标准型下设计反馈增益  $\bar{K}$  (非常简单!):

$$\bar{K} = [\alpha_0 - a_0 \quad \alpha_1 - a_1 \quad \cdots \quad \alpha_{n-1} - a_{n-1}]$$

其中  $\alpha_i$  是期望特征多项式的系数

3. 变换回原坐标:

$$K = \bar{K}T$$

**优点:**

- 计算规范, 不易出错
- 适用于任意阶次

**缺点:**

- 需要计算变换矩阵  $T$
- 当系统接近不能控时,  $T$  可能数值不稳定

#### 29.3.4 方法 3: 阿克曼公式 (Ackermann's Formula)

**最简洁的方法!** 对于单输入系统, 有显式公式:

$$K = [0 \quad 0 \quad \cdots \quad 0 \quad 1]W_c^{-1}\alpha_c(A)$$

其中:

- $W_c = [B \quad AB \quad A^2B \quad \cdots \quad A^{n-1}B]$ : 能控性矩阵
- $\alpha_c(s) = s^n + \alpha_1 s^{n-1} + \cdots + \alpha_n$ : 期望特征多项式
- $\alpha_c(A) = A^n + \alpha_1 A^{n-1} + \cdots + \alpha_n I$ : 矩阵多项式

**注意:**  $\alpha_c(A)$  是将多项式中的  $s$  替换为矩阵  $A$ !

**优点:**

- **最简洁:** 一个公式搞定
- 易于编程实现
- 不需要坐标变换

缺点：

- 仅适用于单输入系统
- 需要求逆  $W_c^{-1}$  (能控时必可逆)
- 数值稳定性依赖于  $W_c$  的条件数

MATLAB 实现：

```
K = acker(A, B, desired_poles)
```

### 29.3.5 三种方法的对比

方法	直接方法	变换方法	阿克曼公式
适用范围	低阶系统	任意阶次	单输入系统
计算复杂度	中等 (需展开行列式)	较高 (需变换矩阵)	低 (一个公式)
直观性	高 (直接配置)	中等	低 (公式较抽象)
数值稳定性	好	取决于 $T$	取决于 $W_c$
推荐场景	手算 $n \leq 3$	理论分析	程序实现

## 29.4 极点选择的实用准则

本节目的

理论上可以任意配置极点，但实际上如何选择期望极点？这需要平衡性能、鲁棒性和实现成本。

### 29.4.1 性能指标与极点位置的关系

二阶系统的标准形式：

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

极点位置：  $s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}$

- $\omega_n$ : 自然频率 (影响响应速度)
- $\zeta$ : 阻尼比 (影响超调量和振荡)

性能指标：

- 调节时间:  $t_s \approx \frac{4}{\zeta \omega_n}$  (越小越快)
- 超调量:  $M_p \approx e^{-\pi\zeta/\sqrt{1-\zeta^2}}$  (越小越平稳)
- 峰值时间:  $t_p = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}}$

#### 29.4.2 极点配置的实用原则

##### 1. 稳定性要求 (基本要求)

- 所有极点必须在左半平面 ( $\text{Re}(s_i) < 0$ )
- 距离虚轴越远, 稳定裕度越大

##### 2. 响应速度要求

- 主导极点的实部决定响应速度
- 更快响应  $\rightarrow$  极点更靠左 (但需要更大的控制能量)

##### 3. 超调和振荡要求

- 实极点: 无超调, 单调响应
- 复数极点: 有超调和振荡
- 常用选择:  $\zeta = 0.5 \sim 0.707$  (适度阻尼)

##### 4. 高阶系统的极点配置

- 主导极点: 最靠近虚轴的极点对 (决定主要动态特性)
- 非主导极点: 远离虚轴 (衰减快, 影响小)
- 典型配置: 2 个主导极点 +  $(n - 2)$  个快衰减极点

##### 5. 实际限制

- 控制饱和: 极点太左  $\rightarrow$  控制信号过大
- 测量噪声: 极点太左  $\rightarrow$  对噪声敏感
- 模型误差: 极点太精确  $\rightarrow$  鲁棒性差

### 29.4.3 经验法则

**巴特沃斯配置 (Butterworth Pattern):**

将极点均匀分布在以原点为中心的圆弧上，角度为：

$$\theta_k = \frac{(2k+1)\pi}{2n}, \quad k = 0, 1, \dots, n-1$$

半径选择为  $r = \omega_n$  (期望的响应速度)。

**贝塞尔配置 (Bessel Pattern):**

- 优化阶跃响应的延迟时间
- 极点分布更集中
- 适合对延迟敏感的应用

**ITAE 最优配置 (Integral of Time-weighted Absolute Error):**

- 最小化  $\int_0^\infty t|e(t)|dt$
- 有标准的极点位置表 (查表即可)

### 29.4.4 极点配置的常见错误

- 极点配置过于激进 (远离虚轴) → 控制饱和
- 忽略零点的影响 (系统零点不变, 可能抵消部分极点效果)
- 所有极点聚在同一位置 → 数值不稳定
- 平衡性能和实现成本
- 验证闭环系统对参数变化的鲁棒性

## 29.5 实际应用范例

### 范例说明

通过具体例子展示：

- 如何使用阿克曼公式设计控制器
- 如何选择期望极点
- 如何验证设计结果

### 29.5.1 范例：二阶系统的极点配置

题目：设计状态反馈控制器，使系统具有快速无超调响应

系统描述：

$$\begin{aligned}\dot{x} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -2 & -3 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u \\ y &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} x\end{aligned}$$

性能要求：

- 调节时间  $t_s < 2s$
- 无超调（实极点）

解答：

第一步：验证能控性

$$W_c = [B \quad AB] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & -3 \end{bmatrix}$$

$\det(W_c) = -1 \neq 0$ , 系统完全能控，可以任意配置极点。

第二步：选择期望极点 要求无超调  $\rightarrow$  选择实极点

要求  $t_s < 2s$ , 由  $t_s \approx \frac{4}{|\operatorname{Re}(s)|}$  得：

$$|\operatorname{Re}(s)| > \frac{4}{2} = 2$$

选择两个快速实极点:  $s_1 = -3, s_2 = -4$

期望特征多项式：

$$\alpha_d(s) = (s + 3)(s + 4) = s^2 + 7s + 12$$

第三步：使用阿克曼公式 计算  $\alpha_d(A)$ :

$$\begin{aligned}\alpha_d(A) &= A^2 + 7A + 12I \\ &= \begin{bmatrix} -2 & -3 \\ 6 & 7 \end{bmatrix} + 7 \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -2 & -3 \end{bmatrix} + 12 \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -2 & -3 \\ 6 & 7 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 7 \\ -14 & -21 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 12 & 0 \\ 0 & 12 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 10 & 4 \\ -8 & -2 \end{bmatrix}\end{aligned}$$

计算  $W_c^{-1}$ :

$$W_c^{-1} = \frac{1}{-1} \begin{bmatrix} -3 & -1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

应用阿克曼公式:

$$\begin{aligned} K &= [0 \quad 1] W_c^{-1} \alpha_d(A) \\ &= [0 \quad 1] \begin{bmatrix} 3 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 10 & 4 \\ -8 & -2 \end{bmatrix} \\ &= [1 \quad 0] \begin{bmatrix} 10 & 4 \\ -8 & -2 \end{bmatrix} \\ &= [10 \quad 4] \end{aligned}$$

因此, 反馈增益:  $K = [10 \quad 4]$

**第四步: 验证设计 闭环系统矩阵:**

$$A - BK = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -2 & -3 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} [10 \quad 4] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -12 & -7 \end{bmatrix}$$

特征方程:

$$\det(sI - (A - BK)) = s^2 + 7s + 12 = (s + 3)(s + 4)$$

极点确实为  $-3, -4$ , 设计成功!

### 性能分析

- 调节时间:  $t_s \approx \frac{4}{3} \approx 1.33s$  (满足  $< 2s$ )
- 无超调 (实极点)
- 控制律:  $u = -10x_1 - 4x_2 + v$

### 范例总结

**关键步骤回顾:**

1. 验证能控性 (必须满足)
2. 根据性能要求选择极点 (平衡速度和成本)
3. 计算反馈增益 (阿克曼公式最简洁)
4. 验证闭环极点 (检查计算正确性)

### 实际考虑：

- 如果状态不可测，需要设计观测器（下一章）
- 极点位置影响控制能量 ( $K$  越大， $u$  越大)
- 实际系统需要考虑执行器饱和限制

## 本章总结

### 核心要点回顾

#### 1. 极点配置的本质

- 通过状态反馈  $u = -Kx + v$  改变系统矩阵
- 开环  $A \rightarrow$  闭环  $A - BK$
- 从而改变系统的动态特性（极点位置）

#### 2. 极点配置定理（核心）

- 完全能控  $\Leftrightarrow$  可任意配置极点
- 这是能控性概念的直接应用
- 复数极点必须成对共轭出现

#### 3. 三种计算方法

- 直接法：展开特征方程，适合低阶手算
- 变换法：转为能控标准型，适合理论分析
- 阿克曼公式： $K = [0 \cdots 0 \quad 1]W_c^{-1}\alpha_d(A)$ ，最实用

#### 4. 极点选择原则

- 所有极点在左半平面（稳定性）
- 实部大小决定响应速度 ( $t_s \approx 4/|\text{Re}(s)|$ )
- 虚部/实部比决定超调量 ( $\zeta$ )
- 平衡性能、鲁棒性和实现成本

## 设计流程总结

标准极点配置流程：

### 1. 系统分析

- 写出系统方程  $\dot{x} = Ax + Bu$
- 计算开环极点（了解原始特性）
- 验证能控性  $\text{rank}(W_c) = n$

### 2. 性能要求转化

- 调节时间  $t_s \rightarrow$  极点实部
- 超调量  $M_p \rightarrow$  阻尼比  $\zeta$
- 确定期望极点  $\lambda_1, \dots, \lambda_n$

### 3. 控制器计算

- 选择计算方法（推荐阿克曼公式）
- 计算反馈增益  $K$
- 控制律  $u = -Kx + v$

### 4. 验证与调整

- 验证闭环极点位置
- 仿真闭环响应
- 检查控制信号幅值（是否饱和）
- 必要时调整极点位置

## 重要概念辨析

极点配置 vs 最优控制：

- 极点配置：直接指定极点位置（设计者经验）
- 最优控制（LQR）：优化性能指标得到极点（自动平衡）
- 极点配置更直观，LQR 更系统化

状态反馈 vs 输出反馈：

- 状态反馈需要所有状态（可能需要观测器）
- 输出反馈只用输出（但不能任意配置极点）
- 实际常用：状态观测器 + 状态反馈

## 常见误区

- 认为能控性不重要（能控性是极点配置的充要条件）
- 极点配置得越快越好（要考虑控制饱和和噪声）
- 忽略系统零点（零点不变，会影响实际响应）
- 期望所有极点重合（数值不稳定）
- 仔细选择极点位置，平衡性能和鲁棒性
- 验证闭环系统对参数摄动的敏感性

## 实际应用建议

### 工程实践：

- 从保守的极点位置开始（不要过于激进）
- 逐步调整，观察实际系统响应
- 考虑测量噪声对高增益的放大效应
- 使用仿真验证非线性因素（饱和、死区等）

### MATLAB 工具：

- `ctrb(A,B)`: 计算能控性矩阵
- `acker(A,B,p)`: 阿克曼公式（单输入）
- `place(A,B,p)`: 极点配置（多输入）
- `step(sys)`: 阶跃响应仿真

## 后续章节预告

极点配置解决了控制器设计问题，但实际上常面临：

- 状态不可测 → 需要状态观测器（第 11 章）
- 性能指标优化 → 最优控制理论（LQR）
- 鲁棒性要求 → 鲁棒控制方法

极点配置是现代控制理论的第一个综合性设计方法。它将前面学习的能控性概念转化为实际的控制器，体现了从理论到实践的完整链条：

能控性 → 极点配置 → 性能实现

掌握极点配置，就掌握了状态反馈控制的核心技术！

## 30 状态观测器

### 30.1 状态观测器的概念

当系统的状态不能直接测量时，需要根据系统的输入输出信息来估计状态变量，这种估计装置称为状态观测器。

### 30.2 全维状态观测器

全维状态观测器的方程：

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L(y - C\hat{x})$$

其中  $\hat{x}$  为状态估计值， $L$  为观测器增益矩阵。

### 30.3 观测器的设计

观测误差： $e = x - \hat{x}$

观测误差动态方程：

$$\dot{e} = (A - LC)e$$

观测器设计就是选择  $L$ ，使得  $A - LC$  的特征值位于左半平面。

**观测器设计定理：**若  $(A, C)$  完全能观测，则可任意配置观测器的极点。

### 30.4 分离定理

状态反馈与状态观测器可以分别独立设计，即：

- 先设计状态反馈增益  $K$ ，配置闭环系统的极点
- 再设计观测器增益  $L$ ，配置观测器的极点

基于观测器的状态反馈系统的特征多项式等于控制器特征多项式与观测器特征多项式的乘积。

## Part III

# 高级主题

## 31 非线性系统

### 31.1 非线性系统概述

#### 31.1.1 非线性系统的定义

非线性系统是指不满足叠加原理的系统，其数学模型为非线性微分方程。

线性系统 vs 非线性系统：

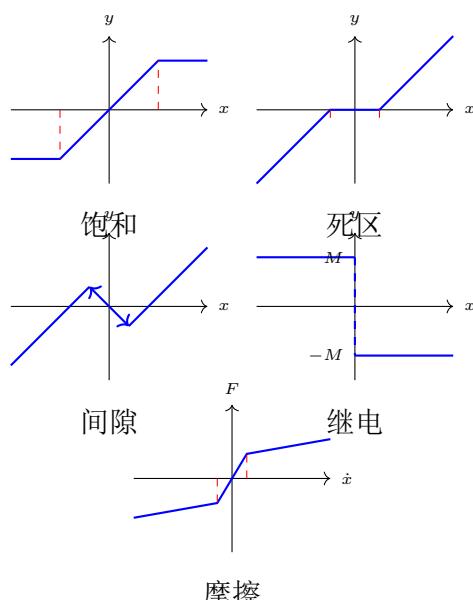
线性系统：

- 满足叠加原理（齐次性和可加性）
- 数学模型：线性微分方程
- 解法：拉普拉斯变换、传递函数等
- 频率响应：可用频域方法分析

非线性系统：

- 不满足叠加原理
- 数学模型：非线性微分方程
- 解法：相平面法、描述函数法等
- 响应：依赖于输入幅值和初始条件

典型非线性环节图示：



典型非线性特性：

1. 饱和特性：放大器、执行机构的幅值限制
2. 死区特性：齿轮间隙、阈值检测
3. 间隙特性：机械传动中的空程
4. 继电特性：开关、继电器
5. 摩擦特性：库伦摩擦、粘性摩擦

### 31.1.2 非线性系统的特点

1. 不满足叠加原理：输出不与输入成线性关系
2. 稳定性复杂：可能存在多个平衡点，稳定性依赖于初始条件
3. 极限环：自激振荡，振幅和频率由系统参数决定
4. 跳变现象：参数变化时系统响应突变
5. 分岔现象：系统行为质的变化
6. 混沌：对初始条件极度敏感的复杂运动

## 31.2 相平面法

相平面法是分析二阶非线性系统的图解方法，通过绘制相轨迹来研究系统的动态行为。

### 31.2.1 相平面与相轨迹

**基本概念：**

#### 1. 状态空间表示

二阶系统：

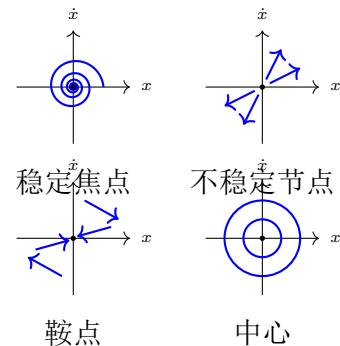
$$\ddot{x} = f(x, \dot{x})$$

$$\text{令: } x_1 = x, \quad x_2 = \dot{x}$$

$$\dot{x}_1 = x_2$$

$$\dot{x}_2 = f(x_1, x_2)$$

**典型奇点的相轨迹：**



#### 2. 相平面

以  $x$  为横轴,  $\dot{x}$  为纵轴构成的平面。

#### 3. 相轨迹

系统在相平面上的运动轨迹, 表示系统状态随时间的变化。

#### 4. 奇点 (平衡点)

满足  $\dot{x} = 0$  和  $\ddot{x} = 0$  的点。

**奇点分类：**

- 不同轨迹不相交 (除奇点外)
- 轨迹方向由  $\dot{x}$  的符号决定
- 封闭轨迹对应周期运动
- 螺旋轨迹对应振荡运动

- **稳定焦点:** 螺旋收敛到奇点
- **不稳定焦点:** 螺旋发散
- **稳定节点:** 直接收敛到奇点
- **不稳定节点:** 直接发散
- **鞍点:** 沿某方向稳定, 沿另一方向不稳定
- **中心:** 封闭的椭圆轨迹 (等幅振荡)

### 31.2.2 等倾线法

等倾线是相平面上相轨迹斜率相等的点的轨迹。

**方法:**

#### 1. 计算相轨迹斜率:

$$\frac{d\dot{x}}{dx} = \frac{\ddot{x}}{\dot{x}} = \frac{f(x, \dot{x})}{\dot{x}}$$

#### 2. 令斜率为常数 $\alpha$ , 得等倾线方程:

$$\frac{f(x, \dot{x})}{\dot{x}} = \alpha \implies f(x, \dot{x}) = \alpha \dot{x}$$

3. 绘制不同  $\alpha$  值对应的等倾线
4. 从初始点开始, 沿等倾线指示的方向绘制相轨迹

**例题:** 二阶线性系统  $\ddot{x} + 2\zeta\omega_n\dot{x} + \omega_n^2x = 0$ ,  $\omega_n = 1$ ,  $\zeta = 0.5$ , 用相平面法分析。

解:

### 1. 建立相平面方程

$$\dot{x}_2 = -\omega_n^2 x_1 - 2\zeta\omega_n x_2 = -x_1 - x_2$$

### 2. 奇点

$(0, 0)$  是唯一的奇点。

### 3. 判断奇点类型

特征方程:  $\lambda^2 + 2\zeta\omega_n\lambda + \omega_n^2 = 0$

$\lambda = -0.5 \pm 0.866j$  (共轭复根, 实部为负)

结论: 稳定焦点

### 4. 相轨迹

螺旋收敛到原点, 表示系统稳定且有振荡。

## 31.3 描述函数法

描述函数法是分析含有非线性环节的闭环系统的近似频域方法。

### 31.3.1 描述函数的定义

对于非线性环节, 当输入为正弦信号  $x = A \sin \omega t$  时, 输出一般为非正弦周期信号。

**基本假设：**

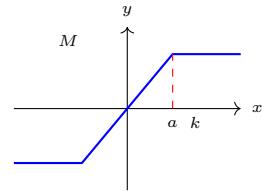
**典型非线性环节的描述函数：**

1. 非线性环节的输出可以用傅里叶级数展开

开

2. 线性部分对高次谐波有足够的衰减（低通滤波特性）

3. 只考虑基波分量的作用



**描述函数定义：**

非线性环节输出的基波分量与输入振幅的复数比：

$$N(A) = \frac{Y_1(A)}{A}$$

其中  $Y_1(A)$  是输出的基波复数幅值。

$$N(A) = \begin{cases} k & A \leq a \\ \frac{2k}{\pi} \left[ \arcsin \frac{a}{A} + \frac{a}{A} \sqrt{1 - \left( \frac{a}{A} \right)^2} \right] & A > a \end{cases}$$

其中  $a = M/k$  (饱和阈值)

2. 死区特性

**计算方法：**

输出  $y(t)$  的傅里叶展开：

$$y(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T y(t) \cos n\omega t dt$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T y(t) \sin n\omega t dt$$

$$N(A) = \begin{cases} 0 & A \leq 0 \\ \frac{k}{\pi} \left[ \pi - 2 \arcsin \frac{A}{k} - \frac{2A}{k} \sqrt{1 - \left( \frac{A}{k} \right)^2} \right] & A > 0 \end{cases}$$

3. 继电特性

$$N(A) = \frac{4M}{\pi A}$$

基波分量： $Y_1 = \sqrt{a_1^2 + b_1^2}$

$M$  为继电器输出幅值

相位： $\phi_1 = \arctan(a_1/b_1)$

描述函数：

$$N(A) = \frac{Y_1}{A} e^{j\phi_1}$$

### 31.3.2 稳定性分析

**闭环系统结构：**

非线性环节  $N(A)$  串联线性部分  $G(j\omega)$  构成单位负反馈系统。

**稳定性判据（类似奈奎斯特判据）：**

系统稳定的条件：

$$G(j\omega) \text{ 曲线不包围点 } \left( -\frac{1}{N(A)} \right)$$

**极限环判断：**

极限环存在的条件:

$$G(j\omega_0) = -\frac{1}{N(A_0)}$$

此时系统产生频率为  $\omega_0$ 、幅值为  $A_0$  的自激振荡。

**稳定性判断:**

- 若  $-1/N(A)$  曲线在  $G(j\omega)$  外侧: 稳定
- 若相交: 存在极限环
- 极限环稳定性: 由交点处曲线的相对位置决定

**例题:** 系统含继电特性  $M = 1$ , 线性部分  $G(s) = \frac{K}{s(s+1)}$ ,  $K = 2$ , 判断是否存在极限环。

解:

#### 1. 继电特性的描述函数

$$N(A) = \frac{4M}{\pi A} = \frac{4}{\pi A}$$

#### 2. $-1/N(A)$ 曲线

$$-\frac{1}{N(A)} = -\frac{\pi A}{4}$$

这是实轴上的负半轴,  $A$  从 0 到  $\infty$  变化时, 点从 0 到  $-\infty$  移动。

#### 3. $G(j\omega)$ 曲线

$$G(j\omega) = \frac{2}{j\omega(1+j\omega)} = \frac{2(1-j\omega)}{\omega^2(1+\omega^2)}$$

#### 4. 交点判断

令  $\text{Im}[G(j\omega)] = 0$ :  $-2/[\omega^2(1+\omega^2)] = 0$  无解

$G(j\omega)$  曲线不与实轴负半轴相交  $\Rightarrow$  不存在极限环。

结论: 系统不会产生自激振荡。

### 31.4 Lyapunov 稳定性理论 (非线性系统)

Lyapunov 第二方法(直接法)适用于非线性系统的稳定性分析, 无需求解微分方程。

### 31.4.1 Lyapunov 稳定性定义

考虑非线性系统:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, t)$$

假设  $\mathbf{x}_e$  是平衡点 ( $\mathbf{f}(\mathbf{x}_e, t) = 0$ )。

**稳定性定义:**

- **稳定:** 对任意  $\epsilon > 0$ , 存在  $\delta > 0$ , 使得当  $\|\mathbf{x}(0) - \mathbf{x}_e\| < \delta$  时, 有  $\|\mathbf{x}(t) - \mathbf{x}_e\| < \epsilon$  ( $t \geq 0$ )
- **渐近稳定:** 稳定且  $\lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{x}(t) = \mathbf{x}_e$
- **全局渐近稳定:** 对任意初始条件都渐近稳定

### 31.4.2 Lyapunov 定理

**定理 (Lyapunov 稳定性定理):**

如果存在标量函数  $V(\mathbf{x})$  (Lyapunov 函数) 满足:

1.  $V(\mathbf{x})$  连续可微
2.  $V(\mathbf{x}_e) = 0$  且在  $\mathbf{x} \neq \mathbf{x}_e$  时  $V(\mathbf{x}) > 0$  (正定)
3.  $\dot{V}(\mathbf{x}) = \frac{\partial V}{\partial \mathbf{x}} \cdot \mathbf{f}(\mathbf{x}, t) \leq 0$  (半负定)

则平衡点  $\mathbf{x}_e$  是稳定的。

如果进一步满足:

4.  $\dot{V}(\mathbf{x}) < 0$  ( $\mathbf{x} \neq \mathbf{x}_e$ , 负定)

则平衡点  $\mathbf{x}_e$  是渐近稳定的。

**Lyapunov 函数的构造:**

常用形式 (二次型):

$$V(\mathbf{x}) = \mathbf{x}^T \mathbf{P} \mathbf{x}$$

其中  $\mathbf{P}$  是正定对称矩阵。

**例题:** 分析系统  $\dot{x}_1 = x_2$ ,  $\dot{x}_2 = -x_1 - x_2$  的稳定性。

解:

**1. 确定平衡点**

令  $\dot{x}_1 = \dot{x}_2 = 0$ :  $x_1 = x_2 = 0$

## 2. 构造 Lyapunov 函数

选择:  $V(x_1, x_2) = x_1^2 + x_2^2$

### 3. 验证正定性

$V(0, 0) = 0$  且  $V(x_1, x_2) > 0$  ( $x_1, x_2$  不全为零)  $\Rightarrow$  正定

### 4. 计算 $\dot{V}$

$$\begin{aligned}\dot{V} &= \frac{\partial V}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial V}{\partial x_2} \dot{x}_2 \\ &= 2x_1 \cdot x_2 + 2x_2 \cdot (-x_1 - x_2) \\ &= 2x_1 x_2 - 2x_1 x_2 - 2x_2^2 \\ &= -2x_2^2 \leq 0\end{aligned}$$

$\dot{V} < 0$  (除原点外)  $\Rightarrow$  负定

结论: 原点是渐近稳定的平衡点。

### 31.4.3 范例 2: 含高阶非线性项的李雅普诺夫分析

题目: 分析系统的稳定性:

$$\dot{x}_1 = -2x_1 + 2x_2^4$$

$$\dot{x}_2 = -x_2$$

解:

### 1. 确定平衡点

令  $\dot{x}_1 = \dot{x}_2 = 0$ :

$$-x_2 = 0 \Rightarrow x_2 = 0$$

$$-2x_1 + 2(0)^4 = 0 \Rightarrow x_1 = 0$$

原点  $(0, 0)$  是唯一的平衡点。

### 2. 尝试最简单的李雅普诺夫函数

首次尝试:  $V(x_1, x_2) = x_1^2 + x_2^2$  (正定)

计算其导数:

$$\begin{aligned}\dot{V} &= 2x_1 \dot{x}_1 + 2x_2 \dot{x}_2 \\ &= 2x_1(-2x_1 + 2x_2^4) + 2x_2(-x_2) \\ &= -4x_1^2 + 4x_1 x_2^4 - 2x_2^2\end{aligned}$$

问题: 交叉项  $4x_1 x_2^4$  的符号不确定, 破坏了  $\dot{V}$  的负定性。

### 3. 修改李雅普诺夫函数

基于交叉项的形式，我们调整系数，选择：

$$V(x_1, x_2) = \frac{1}{2}x_1^2 + x_2^2$$

验证正定性：显然  $V(0, 0) = 0$  且  $V(x_1, x_2) > 0$  ( $(x_1, x_2) \neq (0, 0)$ )。

#### 4. 计算新的 $\dot{V}$

$$\begin{aligned}\dot{V} &= x_1\dot{x}_1 + 2x_2\dot{x}_2 \\ &= x_1(-2x_1 + 2x_2^4) + 2x_2(-x_2) \\ &= -2x_1^2 + 2x_1x_2^4 - 2x_2^2\end{aligned}$$

#### 5. 分析 $\dot{V}$ 的定号性（配方法）

对含  $x_1$  的项进行配方：

$$\begin{aligned}-2x_1^2 + 2x_1x_2^4 &= -2(x_1^2 - x_1x_2^4) \\ &= -2\left[\left(x_1 - \frac{1}{2}x_2^4\right)^2 - \frac{1}{4}x_2^8\right] \\ &= -2\left(x_1 - \frac{1}{2}x_2^4\right)^2 + \frac{1}{2}x_2^8\end{aligned}$$

因此：

$$\begin{aligned}\dot{V} &= -2\left(x_1 - \frac{1}{2}x_2^4\right)^2 + \frac{1}{2}x_2^8 - 2x_2^2 \\ &= -2\left(x_1 - \frac{1}{2}x_2^4\right)^2 - 2x_2^2\left(1 - \frac{1}{4}x_2^6\right)\end{aligned}$$

#### 6. 确定稳定域

分析  $\dot{V}$  的符号：

- 第一项  $-2(x_1 - \frac{1}{2}x_2^4)^2 \leq 0$  总是非正的

- 第二项  $-2x_2^2(1 - \frac{1}{4}x_2^6)$ :

–  $x_2^2 \geq 0$

– 括号项  $(1 - \frac{1}{4}x_2^6) > 0$  当  $x_2^6 < 4$ , 即  $|x_2| < \sqrt[6]{4} \approx 1.26$

– 因此在此区域内，第二项  $\leq 0$

在区域  $\{(x_1, x_2) : |x_2| < 1\}$  内， $\dot{V}$  是两个非正项之和。

#### 7. 验证负定性

$\dot{V} = 0$  当且仅当:

$$\begin{cases} x_1 - \frac{1}{2}x_2^4 = 0 \\ x_2 = 0 \end{cases} \implies \begin{cases} x_2 = 0 \\ x_1 = 0 \end{cases}$$

因此在区域  $|x_2| < 1$  内, 除原点外  $\dot{V} < 0$  (严格负定)。

## 8. 结论

原点  $(0, 0)$  是系统的局部渐近稳定平衡点, 其稳定域 (吸引域) 至少包含区域  $\{(x_1, x_2) : |x_2| < 1\}$ 。

关键技巧总结:

1. 配方法: 将含交叉项的表达式转化为标准形式
2. 系数调整: 根据  $\dot{V}$  的结构选择合适的  $V(x)$  系数
3. 局部分析: 对于非线性系统, 稳定性通常是局部的, 需要明确稳定域
4. 尝试与验证: 构造李雅普诺夫函数需要尝试, 没有通用公式

## 31.5 总结

方法	适用范围	优点	缺点
相平面法	二阶系统	直观、图形化	仅限二阶
描述函数法	含单一非线性环节	频域分析、预测极限环	近似方法
Lyapunov 法	任意阶非线性系统	严格、不需求解方程	构造函数困难

# 32 离散系统

## 32.1 离散系统概述

### 32.1.1 离散系统的定义

离散系统 (数字控制系统) 是指信号在时间上离散, 通常涉及采样、数字处理和保持等环节。

**连续系统 vs 离散系统:****连续系统:**

- 信号连续变化
- 微分方程描述
- 拉普拉斯变换分析

**离散系统:**

- 信号在采样时刻定义
- 差分方程描述
- Z 变换分析

**离散系统的组成:**

1. **采样器:** 将连续信号转换为离散序列
2. **数字控制器:** 对离散信号进行数字处理
3. **保持器:** 将离散信号还原为连续信号
4. **被控对象:** 连续系统

**离散控制系统结构:**

离散控制系统包含以下环节:

- 采样器 (周期  $T$ )
- 数字控制器
- 保持器 (通常为零阶保持器)
- 被控对象 (连续系统)

采样器将连续信号在离散时刻采样，数字控制器对离散信号进行处理，保持器将离散信号还原为阶梯波形式的连续信号，最后作用于被控对象。

**采样过程:**

采样过程将连续信号  $r(t)$  在时刻  $t = kT$  ( $k = 0, 1, 2, \dots$ ) 进行采样，得到离散序列  $r(kT)$ 。

**采样定理 (Nyquist-Shannon 定理):**

为无失真恢复连续信号，采样频率必须:

$$f_s \geq 2f_{\max}$$

或采样周期:

$$T \leq \frac{\pi}{\omega_{\max}}$$

其中  $f_{\max}$  是信号的最高频率分量。

**工程实践:**

- 一般取  $f_s = (6 \sim 10)f_{\max}$
- 或采样周期  $T = (0.1 \sim 0.5)T_s$  ( $T_s$  为系统时间常数)

## 32.2 Z 变换

Z 变换是分析离散系统的数学工具，类似于连续系统中的拉普拉斯变换。

### 32.2.1 Z 变换的定义

对于离散序列  $\{f(kT)\}$  ( $k = 0, 1, 2, \dots$ )，其 Z 变换定义为：

$$F(z) = \mathcal{Z}\{f(kT)\} = \sum_{k=0}^{\infty} f(kT)z^{-k}$$

其中  $z$  是复变量。

### 32.2.2 Z 变换与拉氏变换的关系

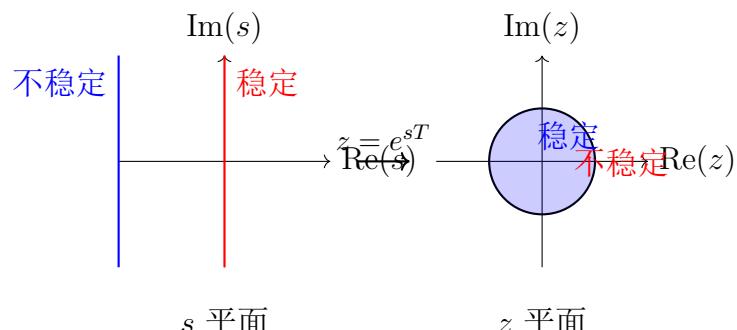
对于采样信号  $f^*(t) = \sum_{k=0}^{\infty} f(kT)\delta(t - kT)$ ，其拉氏变换为：

$$F^*(s) = \sum_{k=0}^{\infty} f(kT)e^{-skT}$$

令  $z = e^{sT}$ ，则：

$$F(z) = F^*(s) \Big|_{z=e^{sT}}$$

$s$  平面与  $z$  平面的映射：



关键对应关系：

- $s$  平面左半平面  $\leftrightarrow$   $z$  平面单位圆内
- $s$  平面虚轴  $\leftrightarrow$   $z$  平面单位圆上
- $s$  平面右半平面  $\leftrightarrow$   $z$  平面单位圆外

### 32.2.3 常用序列的 Z 变换

序列 $f(kT)$	Z 变换 $F(z)$	收敛域
$\delta(kT)$ (单位脉冲)	1	全平面
$1(kT)$ (单位阶跃)	$\frac{z}{z-1}$	$ z  > 1$
$kT$	$\frac{Tz}{(z-1)^2}$	$ z  > 1$
$e^{-akT}$	$\frac{z}{z-e^{-aT}}$	$ z  > e^{-aT}$
$\sin(\omega kT)$	$\frac{z \sin(\omega T)}{z^2 - 2z \cos(\omega T) + 1}$	$ z  > 1$
$\cos(\omega kT)$	$\frac{z[z-\cos(\omega T)]}{z^2 - 2z \cos(\omega T) + 1}$	$ z  > 1$
$a^k$	$\frac{z}{z-a}$	$ z  >  a $
$ka^k$	$\frac{az}{(z-a)^2}$	$ z  >  a $

### 32.2.4 Z 变换的性质

性质	时域	Z 域
线性	$af_1(kT) + bf_2(kT)$	$aF_1(z) + bF_2(z)$
右移	$f(kT - nT)$	$z^{-n}F(z)$
左移	$f(kT + nT)$	$z^n[F(z) - \sum_{k=0}^{n-1} f(kT)z^{-k}]$
初值定理	$f(0)$	$\lim_{z \rightarrow \infty} F(z)$
终值定理	$\lim_{k \rightarrow \infty} f(kT)$	$\lim_{z \rightarrow 1}(z-1)F(z)$
卷积	$\sum_{i=0}^k f_1(iT)f_2(kT - iT)$	$F_1(z) \cdot F_2(z)$

## 32.3 脉冲传递函数

### 32.3.1 定义

脉冲传递函数是离散系统的输出 Z 变换与输入 Z 变换之比（零初始条件）：

$$G(z) = \frac{Y(z)}{X(z)}$$

### 32.3.2 零阶保持器 (ZOH)

零阶保持器在采样周期内保持采样值不变。

零阶保持器的传递函数：

$$G_h(s) = \frac{1 - e^{-Ts}}{s}$$

含零阶保持器的系统：

采样器 + ZOH + 连续对象  $G(s)$

等效脉冲传递函数：

$$G(z) = \mathcal{Z} \left\{ \frac{1 - e^{-Ts}}{s} G(s) \right\} = (1 - z^{-1}) \mathcal{Z} \left\{ \frac{G(s)}{s} \right\}$$

常用公式：

对于  $G(s) = \frac{1}{s+a}$ ：

$$G(z) = (1 - z^{-1}) \mathcal{Z} \left\{ \frac{1}{s(s+a)} \right\} = \frac{1 - e^{-aT}}{z - e^{-aT}}$$

对于  $G(s) = \frac{1}{s(s+a)}$ ：

$$G(z) = (1 - z^{-1}) \mathcal{Z} \left\{ \frac{1}{s^2(s+a)} \right\} = \frac{T - \frac{1-e^{-aT}}{a}}{(z-1)(z - e^{-aT})}$$

零阶保持器输出示意：

零阶保持器 (Zero-Order Hold, ZOH) 在每个采样周期内保持采样值不变，将离散信号转换为阶梯波形式的连续信号。

输出特点：

- 在每个采样周期  $[kT, (k+1)T]$  内，输出保持为  $y(kT)$
- 在采样时刻发生跳变
- 形成阶梯波形

例题：求含 ZOH 和对象  $G(s) = \frac{1}{s+2}$  的脉冲传递函数， $T = 0.1$  s。

解：

方法 1：查表法

$$\begin{aligned} G(z) &= (1 - z^{-1}) \mathcal{Z} \left\{ \frac{1}{s(s+2)} \right\} \\ &= \frac{1 - e^{-2T}}{z - e^{-2T}} \\ &= \frac{1 - e^{-0.2}}{z - e^{-0.2}} \\ &= \frac{0.1813}{z - 0.8187} \end{aligned}$$

方法 2：部分分式法

$$\frac{G(s)}{s} = \frac{1}{s(s+2)} = \frac{0.5}{s} - \frac{0.5}{s+2}$$

$$\mathcal{Z} \left\{ \frac{1}{s(s+2)} \right\} = 0.5 \frac{z}{z-1} - 0.5 \frac{z}{z - e^{-2T}}$$

$$G(z) = (1 - z^{-1}) \times \text{上式}$$

$$= \frac{0.1813}{z - 0.8187}$$

## 32.4 离散系统的稳定性

### 32.4.1 稳定性判据

离散系统稳定的充要条件：闭环脉冲传递函数  $\Phi(z)$  的所有极点都在  $z$  平面单位圆内，即：

$$|z_i| < 1, \quad i = 1, 2, \dots, n$$

### 32.4.2 劳斯判据的应用（双线性变换）

通过双线性变换  $z = \frac{1+w}{1-w}$ ，将  $z$  平面单位圆内映射到  $w$  平面左半平面，然后应用劳斯判据。

步骤：

1. 求闭环特征方程  $D(z) = 0$
2. 进行双线性变换： $z = \frac{1+w}{1-w}$ ，得  $D(w) = 0$
3. 对  $D(w) = 0$  应用劳斯判据

例题：判断系统  $\Phi(z) = \frac{K}{z^2 - 1.5z + 0.5}$  的稳定性， $K = 1$ 。

解：

#### 1. 特征方程

$$D(z) = z^2 - 1.5z + 0.5 + K = z^2 - 1.5z + 1.5 = 0$$

#### 2. 双线性变换

令  $z = \frac{1+w}{1-w}$ ：

$$\begin{aligned} \left(\frac{1+w}{1-w}\right)^2 - 1.5\frac{1+w}{1-w} + 1.5 &= 0 \\ (1+w)^2 - 1.5(1+w)(1-w) + 1.5(1-w)^2 &= 0 \\ 1 + 2w + w^2 - 1.5(1 - w^2) + 1.5(1 - 2w + w^2) &= 0 \\ 1 + 2w + w^2 - 1.5 + 1.5w^2 + 1.5 - 3w + 1.5w^2 &= 0 \\ 4w^2 - w + 1 &= 0 \end{aligned}$$

#### 3. 劳斯表

$w^2$	4	1
$w^1$	-1	0
$w^0$	1	

第一列有符号变化 (+, -, +)  $\Rightarrow$  不稳定

验证：直接求根： $z = \frac{1.5 \pm \sqrt{2.25 - 6}}{2} = 0.75 \pm 0.968j$ ,  $|z| = 1.22 > 1$

### 32.4.3 Jury 稳定性判据

Jury 判据直接在  $z$  域判断稳定性，无需变换。

设特征方程：

$$D(z) = a_0 z^n + a_1 z^{n-1} + \cdots + a_{n-1} z + a_n = 0$$

稳定的必要条件：

$$D(1) > 0, \quad (-1)^n D(-1) > 0$$

充要条件：构造 Jury 表，所有行的首元素满足特定符号条件。

(详细方法略，工程中常用数值计算求根判断)

## 32.5 离散系统的动态性能

### 32.5.1 稳态误差

终值定理：

$$e_{ss} = \lim_{k \rightarrow \infty} e(kT) = \lim_{z \rightarrow 1} (z - 1) E(z)$$

单位阶跃输入：  $R(z) = \frac{z}{z-1}$

$$e_{ss} = \lim_{z \rightarrow 1} (z - 1) \frac{R(z)}{1 + G(z)} = \frac{1}{1 + \lim_{z \rightarrow 1} G(z)}$$

单位斜坡输入：  $R(z) = \frac{Tz}{(z-1)^2}$

$$e_{ss} = \lim_{z \rightarrow 1} (z - 1) \frac{Tz}{(z-1)^2 [1 + G(z)]} = \frac{T}{\lim_{z \rightarrow 1} (z - 1) G(z) / T}$$

### 32.5.2 瞬态性能指标

离散系统的时域响应可以通过 Z 反变换求得：

$$y(kT) = \mathcal{Z}^{-1}\{Y(z)\}$$

常用方法：

- 长除法：直接展开为序列
- 部分分式法：分解后查表反变换
- 留数法：复变函数理论

性能指标：

- 上升时间  $t_r$
- 超调量  $\sigma\%$
- 调节时间  $t_s$
- 振荡次数

## 32.6 数字 PID 控制

### 32.6.1 连续 PID 的离散化

连续 PID 控制器:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt}$$

位置式数字 PID:

$$u(k) = K_p e(k) + K_i T \sum_{j=0}^k e(j) + K_d \frac{e(k) - e(k-1)}{T}$$

速度式数字 PID:

$$\begin{aligned} \Delta u(k) &= u(k) - u(k-1) = K_p [e(k) - e(k-1)] \\ &\quad + K_i T e(k) \\ &\quad + K_d \frac{e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)}{T} \end{aligned}$$

### 32.6.2 数字 PID 的改进

1. 积分分离: 误差大时不积分, 避免积分饱和

$$u(k) = K_p e(k) + K_i T \sum_{j=k_0}^k e(j) + K_d \frac{e(k) - e(k-1)}{T}$$

2. 微分先行: 仅对输出微分, 避免对设定值突变响应过大

$$u(k) = K_p e(k) + K_i T \sum_{j=0}^k e(j) - K_d \frac{y(k) - y(k-1)}{T}$$

3. 不完全微分: 加入滤波环节, 减小噪声影响

$$u_d(k) = \alpha u_d(k-1) + K_d(1-\alpha) \frac{e(k) - e(k-1)}{T}$$

其中  $\alpha = \frac{T}{T+\tau_d}$ ,  $\tau_d$  为滤波时间常数。

## 32.7 离散系统设计

### 32.7.1 最少拍控制

**设计目标：**在最少的采样周期内使系统输出达到并保持在期望值。

**设计步骤：**

1. 确定期望闭环传递函数  $\Phi^*(z)$
2. 计算控制器传递函数：

$$D(z) = \frac{\Phi^*(z)}{G(z)[1 - \Phi^*(z)]}$$

3. 验证物理可实现性和稳定性

**常用期望响应：**

- 单拍系统： $\Phi^*(z) = z^{-1}$
- 有纹波最少拍： $\Phi^*(z) = \frac{(1-a)z^{-1}}{1-az^{-1}}$
- 无纹波最少拍（I型系统）： $\Phi^*(z) = z^{-1}(2 - z^{-1})$

### 32.7.2 数字控制器的实现

**直接编程法：**

控制器传递函数  $D(z) = \frac{U(z)}{E(z)}$  转换为差分方程，直接编程实现。

**串行校正：**

类似连续系统的超前/滞后校正，设计数字校正器：

$$D(z) = K \frac{z - a}{z - b}$$

**并行校正：**

采用状态反馈等现代控制方法。

## 32.8 总结

特性	连续系统	离散系统
数学描述	微分方程	差分方程
变换工具	拉普拉斯变换	Z 变换
频域函数	传递函数 $G(s)$	脉冲传递函数 $G(z)$
稳定域	$s$ 平面左半平面	$z$ 平面单位圆内
稳定判据	劳斯、奈奎斯特	双线性变换+劳斯、Jury
控制器	模拟 PID	数字 PID、最少拍

离散系统设计要点：

1. 选择合适的采样周期（满足采样定理，通常  $T = 0.1 \sim 0.5$  时间常数）
2. 考虑零阶保持器的影响
3. 数字控制器设计（数字 PID、最少拍等）
4. 验证闭环稳定性（极点在单位圆内）
5. 评估动态性能（超调、调节时间等）