

自动控制原理知识大纲

本文整理自动化、电子信息、机械、电气、机器人等方向需要掌握的自动控制原理主线。重点不是罗列公式，而是分析控制理论如何从“系统建模”走到“稳定性判断”和“控制器设计”。

自动控制的核心问题是：让一个动态系统在扰动、不确定性和约束存在时，按照希望的方式运行。

目录

1. 总体逻辑	3
2. 系统、输入输出和反馈	3
2.1. 基本概念	3
2.2. 开环和闭环	4
2.3. 控制目标	4
3. 动态系统建模	4
3.1. 微分方程模型	4
3.2. Laplace 变换	4
3.3. 传递函数	5
3.4. 方框图等效	5
4. 一阶和二阶系统	5
4.1. 一阶系统	5
4.2. 二阶系统	5
4.3. 二阶系统指标	6
5. 稳定性分析	6
5.1. 稳定性的直观含义	6
5.2. Routh-Hurwitz 判据	6
5.3. Nyquist 稳定判据	7
5.4. Lyapunov 稳定性	7
5.5. 逻辑关系	7
6. 稳态误差和系统型别	8
6.1. 误差传递函数	8
6.2. 静态误差系数	8
6.3. 系统型别	8
7. 根轨迹法	9
7.1. 基本思想	9
7.2. 幅值和相角条件	9
7.3. 渐近线	9
7.4. 设计意义	9
8. 频域分析	9
8.1. 频率响应	9
8.2. Bode 图	10
8.3. 稳定裕度	10
8.4. 带宽	10
9. 控制器设计	11
9.1. PID 控制	11
9.2. 超前校正	11

9.3. 滞后校正	11
9.4. 滞后-超前校正	11
10. 状态空间方法	12
10.1. 状态方程	12
10.2. 传递函数和状态空间	12
10.3. 可控性	12
10.4. 可观性	12
10.5. 状态反馈	13
10.6. 观测器	13
11. 数字控制	13
11.1. 采样和保持	13
11.2. 离散系统	13
11.3. Z 变换	14
12. 鲁棒性和灵敏度	14
12.1. 灵敏度函数	14
12.2. 扰动和噪声	14
12.3. 鲁棒稳定性	14
13. 非线性控制入门	15
13.1. 线性化	15
13.2. 相平面	15
13.3. Lyapunov 直接法	15
14. 工程设计流程	15
14.1. 典型流程	15
14.2. 常见工程问题	16
14.3. 设计折中	16
15. 与其他学科的关系	16
15.1. 和微分方程	16
15.2. 和线性代数	16
15.3. 和复分析	16
15.4. 和优化	16
15.5. 和概率统计	16
16. 推荐学习顺序	17

1. 总体逻辑

自动控制原理的主线可以这样组织：

1. 物理系统
2. 数学模型
3. 开环响应
4. 闭环反馈
5. 稳定性
6. 性能指标
7. 控制器设计
8. 状态空间
9. 鲁棒性和数字控制

其中最核心的抽象是：

- 系统把输入变成输出。
- 模型描述输入、状态、输出之间的动态关系。
- 反馈用输出误差修正输入。
- 稳定性是控制系统首先要保证的性质。
- 时域分析看响应快不快、超调大不大、稳态误差小不小。
- 频域分析看增益、相位、带宽和稳定裕度。
- 状态空间方法把系统内部状态显式纳入分析。

最小闭环：

1. 建模
2. 传递函数
3. 闭环特征方程
4. 稳定性
5. 性能指标
6. 补偿器设计

如果这个闭环清楚，经典控制的大部分内容就能组织起来。

2. 系统、输入输出和反馈

2.1. 基本概念

控制系统通常包含：

- 被控对象：需要控制的物理系统。
- 输入 $u(t)$ ：施加到系统的控制量。
- 输出 $y(t)$ ：系统实际表现。
- 参考输入 $r(t)$ ：希望系统跟踪的目标。
- 误差 $e(t)$ ：目标和实际输出之差。
- 扰动 $d(t)$ ：外部不可控影响。

典型负反馈结构：

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (1)$$

$$u(t) = Ce(t) \quad (2)$$

其中 C 是控制器。

2.2. 开环和闭环

开环控制不根据输出修正输入：

$$u(t) = Cr(t) \quad (3)$$

闭环控制使用反馈：

$$u(t) = C(r(t) - y(t)) \quad (4)$$

闭环的优势是可以抑制扰动和模型误差，但也可能引入振荡甚至不稳定。

2.3. 控制目标

常见目标：

- 稳定：系统不会发散。
- 快速：调节时间短。
- 准确：稳态误差小。
- 平稳：超调和振荡小。
- 鲁棒：模型参数变化时仍能工作。
- 抗扰：外部扰动对输出影响小。

3. 动态系统建模

3.1. 微分方程模型

连续时间线性时不变系统常写成：

$$a_n y^{(n)}(t) + a_{n-1} y^{(n-1)}(t) + \dots + a_0 y(t) = b_m u^{(m)}(t) + \dots + b_0 u(t) \quad (5)$$

例子：质量-弹簧-阻尼系统：

$$m y''(t) + c y'(t) + k y(t) = u(t) \quad (6)$$

例子：RC 电路：

$$RC \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = u(t) \quad (7)$$

3.2. Laplace 变换

Laplace 变换：

$$X(s) = \int_0^\infty x(t) e^{-st} dt \quad (8)$$

导数性质：

$$\mathcal{L}\{x'(t)\} = sX(s) - x(0) \quad (9)$$

零初始条件下：

$$\mathcal{L}\{x^{(n)}(t)\} = s^n X(s) \quad (10)$$

Laplace 变换把微分方程变成代数方程，是经典控制的主要工具。

3.3. 传递函数

零初始条件下，传递函数定义为：

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} \quad (11)$$

一般形式：

$$G(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0} \quad (12)$$

极点：

$$a_n s^n + \dots + a_0 = 0 \quad (13)$$

零点：

$$b_m s^m + \dots + b_0 = 0 \quad (14)$$

极点决定系统自然响应和稳定性，零点影响响应形状和可实现性能。

3.4. 方框图等效

串联：

$$G(s) = G_1(s)G_2(s) \quad (15)$$

并联：

$$G(s) = G_1(s) + G_2(s) \quad (16)$$

负反馈：

$$T(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \quad (17)$$

其中 $G(s)$ 是前向通道， $H(s)$ 是反馈通道。

4. 一阶和二阶系统

4.1. 一阶系统

标准一阶系统：

$$G(s) = \frac{K}{Ts + 1} \quad (18)$$

单位阶跃响应：

$$y(t) = K \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right) \quad (19)$$

时间常数 T 决定响应速度。大约经过 $3T$ 到 $5T$ ，系统接近稳态。

4.2. 二阶系统

标准二阶系统：

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (20)$$

其中：

- ω_n 是自然频率。
- ζ 是阻尼比。

极点：

$$s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1} \quad (21)$$

欠阻尼时 $0 < \zeta < 1$ ：

$$s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm i\omega_n\sqrt{1 - \zeta^2} \quad (22)$$

阻尼振荡频率：

$$\omega_d = \omega_n\sqrt{1 - \zeta^2} \quad (23)$$

4.3. 二阶系统指标

峰值时间：

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_d} \quad (24)$$

最大超调量：

$$M_p = \exp\left(-\pi\frac{\zeta}{\sqrt{1 - \zeta^2}}\right) \quad (25)$$

调节时间的常用近似：

$$t_s \approx \frac{4}{\zeta\omega_n} \quad (26)$$

上升时间、峰值时间、超调量和调节时间，构成时域性能分析的核心。

5. 稳定性分析

5.1. 稳定性的直观含义

稳定性回答：系统受到小扰动后，会不会回到平衡附近。

对线性时不变系统：

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (27)$$

连续时间系统 BIBO 稳定，当且仅当所有极点都在左半平面：

$$\text{Re}(s_i) < 0 \quad (28)$$

闭环系统稳定性由闭环特征方程决定：

$$1 + G(s)H(s) = 0 \quad (29)$$

5.2. Routh-Hurwitz 判据

给定特征多项式：

$$D(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0 \quad (30)$$

Routh 判据通过 Routh 表第一列符号变化次数判断右半平面根的个数。

稳定的必要条件：

$$a_i > 0 \quad \text{所有系数同号且非零} \quad (31)$$

但这个条件不充分，完整判断需要构造 Routh 表。

5.3. Nyquist 稳定判据

开环传递函数：

$$L(s) = G(s)H(s) \quad (32)$$

闭环特征方程：

$$1 + L(s) = 0 \quad (33)$$

Nyquist 判据关注 $L(s)$ 对 -1 点的包围关系：

$$Z = N + P \quad (34)$$

其中：

- P 是 $L(s)$ 在右半平面的极点数。
- N 是 Nyquist 曲线对 -1 点的净包围数。
- Z 是闭环右半平面极点数。

闭环稳定要求：

$$Z = 0 \quad (35)$$

5.4. Lyapunov 稳定性

对非线性系统：

$$\dot{x} = f(x) \quad (36)$$

若存在正定函数 $V(x)$ ，并且：

$$V(x) > 0, \quad V(0) = 0 \quad (37)$$

$$\dot{V}(x) = \text{grad } V(x) \cdot f(x) \leq 0 \quad (38)$$

则平衡点稳定。若：

$$\dot{V}(x) < 0 \quad x \neq 0 \quad (39)$$

则平衡点渐近稳定。

5.5. 逻辑关系

- 经典控制常通过闭环极点判断稳定性。
- Routh-Hurwitz 不需要显式求根，适合代数判断。
- Nyquist 判据把稳定性转化为频域几何问题。
- Lyapunov 方法不依赖传递函数，是现代控制和非线性控制的基础。

6. 稳态误差和系统型别

6.1. 误差传递函数

单位负反馈系统：

$$E(s) = R(s) - Y(s) \quad (40)$$

$$Y(s) = G(s)E(s) \quad (41)$$

所以：

$$E(s) = \frac{R(s)}{1 + G(s)} \quad (42)$$

终值定理：

$$e_{ss} = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) \quad (43)$$

前提是相关极点满足稳定条件。

6.2. 静态误差系数

位置误差系数：

$$K_p = \lim_{s \rightarrow 0} G(s) \quad (44)$$

速度误差系数：

$$K_v = \lim_{s \rightarrow 0} sG(s) \quad (45)$$

加速度误差系数：

$$K_a = \lim_{s \rightarrow 0} s^2 G(s) \quad (46)$$

单位阶跃输入：

$$e_{ss} = \frac{1}{1 + K_p} \quad (47)$$

单位斜坡输入：

$$e_{ss} = \frac{1}{K_v} \quad (48)$$

单位抛物线输入：

$$e_{ss} = \frac{1}{K_a} \quad (49)$$

6.3. 系统型别

开环传递函数中原点极点个数称为系统型别：

$$G(s) = K \prod_i \frac{T_i s + 1}{s^v \prod_j (\tau_j s + 1)} \quad (50)$$

其中 v 是型别。

型别越高，低阶多项式输入的稳态误差越小，但系统更容易变慢或变得不稳定。

7. 根轨迹法

7.1. 基本思想

根轨迹研究闭环极点如何随开环增益 K 变化。

设开环传递函数：

$$L(s) = KG_0(s)H(s) \quad (51)$$

闭环特征方程：

$$1 + KG_0(s)H(s) = 0 \quad (52)$$

根轨迹就是 K 从 0 到 ∞ 时，闭环极点在复平面中的轨迹。

7.2. 幅值和相角条件

根轨迹上的点 s 满足：

$$|G_0(s)H(s)| = \frac{1}{K} \quad (53)$$

$$\arg(G_0(s)H(s)) = (2k + 1)\pi \quad (54)$$

7.3. 渐近线

若开环极点数为 n ，零点数为 m ，且 $n > m$ ，则有 $n - m$ 条渐近线。

渐近线角度：

$$\theta_k = \frac{(2k + 1)\pi}{n - m}, \quad k = 0, 1, \dots, n - m - 1 \quad (55)$$

渐近线交点：

$$\sigma_a = \frac{\sum \text{开环极点} - \sum \text{开环零点}}{n - m} \quad (56)$$

7.4. 设计意义

根轨迹法通过移动闭环极点位置来改善性能：

- 极点越靠左，响应通常越快。
- 极点虚部越大，振荡越明显。
- 加零点和极点可以改变根轨迹形状。

8. 频域分析

8.1. 频率响应

令：

$$s = i\omega \quad (57)$$

频率响应：

$$G(i\omega) \quad (58)$$

幅值：

$$|G(i\omega)| \quad (59)$$

相位：

$$\text{angle } G(i\omega) \quad (60)$$

对于正弦输入：

$$u(t) = A \sin(\omega t) \quad (61)$$

稳定线性系统的稳态输出为：

$$y_{ss}(t) = A |G(i\omega)| \sin(\omega t + \text{angle } G(i\omega)) \quad (62)$$

8.2. Bode 图

Bode 图由幅频曲线和相频曲线组成。

幅值常用分贝：

$$20 \log_{10} |G(i\omega)| \quad (63)$$

典型环节：

- 比例环节：改变幅值，不改变相位。
- 积分环节：斜率 -20 dB/dec ，相位 -90° 。
- 微分环节：斜率 $+20 \text{ dB/dec}$ ，相位 $+90^\circ$ 。
- 一阶惯性环节：高频后斜率 -20 dB/dec 。

8.3. 稳定裕度

增益交叉频率：

$$|L(i\omega_c)| = 1 \quad (64)$$

相位裕度：

$$\text{PM} = \pi + \text{angle } L(i\omega_c) \quad (65)$$

相位交叉频率：

$$\text{angle } L(i\omega_p) = -\pi \quad (66)$$

增益裕度：

$$\text{GM} = \frac{1}{|L(i\omega_p)|} \quad (67)$$

稳定裕度越大，系统对建模误差和参数变化通常越鲁棒，但响应可能变慢。

8.4. 带宽

闭环带宽通常指幅值下降到低频幅值的 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 时的频率：

$$|T(i\omega_b)| = |T(0)| \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (68)$$

带宽越大，响应越快，但噪声放大和鲁棒性问题也可能更严重。

9. 控制器设计

9.1. PID 控制

PID 控制律：

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{e(t)}{dt} \quad (69)$$

传递函数形式：

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (70)$$

三个部分的作用：

- P：提高响应速度，但过大可能振荡。
- I：消除稳态误差，但可能降低稳定裕度。
- D：预测误差变化，增加阻尼，但容易放大噪声。

实际微分通常加滤波：

$$C_{D(s)} = K_d \frac{s}{T_f s + 1} \quad (71)$$

9.2. 超前校正

超前校正器：

$$C(s) = K \frac{T s + 1}{\alpha T s + 1}, \quad 0 < \alpha < 1 \quad (72)$$

它提供正相位，提高相位裕度，通常用于加快响应、改善稳定性。

最大超前相位：

$$\varphi_m = \sin^{-1} \left(\frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} \right) \quad (73)$$

9.3. 滞后校正

滞后校正器：

$$C(s) = K \frac{T s + 1}{\beta T s + 1}, \quad \beta > 1 \quad (74)$$

它主要提高低频增益，从而减小稳态误差，但会牺牲一定响应速度。

9.4. 滞后-超前校正

滞后-超前校正结合二者：

- 超前部分改善动态性能和稳定裕度。
- 滞后部分改善稳态精度。

设计时需要在速度、精度、超调、稳定裕度和噪声之间折中。

10. 状态空间方法

10.1. 状态方程

连续时间状态空间模型：

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (75)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t) \quad (76)$$

其中：

- $x(t)$ 是状态。
- $u(t)$ 是输入。
- $y(t)$ 是输出。

状态转移矩阵：

$$\Phi(t) = e^{At} \quad (77)$$

零输入响应：

$$x(t) = e^{At}x(0) \quad (78)$$

完整响应：

$$x(t) = e^{At}x(0) + \int_0^t e^{A(t-\tau)}Bu(\tau) d\tau \quad (79)$$

10.2. 传递函数和状态空间

从状态空间到传递函数：

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (80)$$

系统极点由 A 的特征值决定：

$$\det(sI - A) = 0 \quad (81)$$

10.3. 可控性

可控性矩阵：

$$\mathcal{C} = (B \ AB \ A^2B \ \dots \ A^{n-1}B) \quad (82)$$

系统完全可控当且仅当：

$$\text{rank } \mathcal{C} = n \quad (83)$$

可控性表示：能否通过输入把状态从任意初值驱动到任意目标状态。

10.4. 可观性

可观性矩阵：

$$\mathcal{O} = \begin{pmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{pmatrix} \quad (84)$$

系统完全可观当且仅当：

$$\text{rank } \mathcal{O} = n \quad (85)$$

可观性表示：能否通过输出反推出系统内部状态。

10.5. 状态反馈

状态反馈：

$$u = -Kx + r \quad (86)$$

闭环系统：

$$\dot{x} = (A - BK)x + Br \quad (87)$$

如果系统可控，则可以通过选择 K 配置闭环极点。

10.6. 观测器

Luenberger 观测器：

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L(y - C\hat{x}) \quad (88)$$

估计误差：

$$e = x - \hat{x} \quad (89)$$

误差动态：

$$\dot{e} = (A - LC)e \quad (90)$$

如果系统可观，则可以通过选择 L 配置观测器误差极点。

11. 数字控制

11.1. 采样和保持

数字控制器以采样周期 T 工作：

$$x[k] = x(kT) \quad (91)$$

零阶保持器在采样间隔内保持输入不变：

$$u(t) = u[k], \quad kT \leq t < (k+1)T \quad (92)$$

11.2. 离散系统

离散状态空间模型：

$$x[k+1] = A_d x[k] + B_d u[k] \quad (93)$$

$$y[k] = C_d x[k] + D_d u[k] \quad (94)$$

由连续系统离散化：

$$A_d = e^{AT} \quad (95)$$

$$B_d = \int_0^T e^{A\tau} B d\tau \quad (96)$$

11.3. Z 变换

Z 变换:

$$X(z) = \sum_{k=0}^{\infty} x[k]z^{-k} \quad (97)$$

离散传递函数:

$$G(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} \quad (98)$$

离散系统稳定性要求所有极点在单位圆内:

$$|z_i| < 1 \quad (99)$$

连续极点和离散极点关系:

$$z = e^{sT} \quad (100)$$

左半平面映射到单位圆内部。

12. 鲁棒性和灵敏度

12.1. 灵敏度函数

开环传递函数:

$$L(s) = C(s)G(s) \quad (101)$$

闭环互补灵敏度:

$$T(s) = \frac{L(s)}{1 + L(s)} \quad (102)$$

灵敏度函数:

$$S(s) = \frac{1}{1 + L(s)} \quad (103)$$

二者满足:

$$S(s) + T(s) = 1 \quad (104)$$

12.2. 扰动和噪声

低频希望 $|S(i\omega)|$ 小, 以抑制扰动和减小跟踪误差。

高频希望 $|T(i\omega)|$ 小, 以抑制测量噪声。

这形成根本折中:

$$S + T = 1 \quad (105)$$

不能在所有频率上同时让二者都很小。

12.3. 鲁棒稳定性

模型不确定性可写成:

$$G_{\text{actual}(s)} = G(s)(1 + \Delta(s)) \quad (106)$$

典型小增益思想：

$$|T(i\omega) \Delta(i\omega)| < 1 \quad \forall \omega \quad (107)$$

则闭环对这类乘性不确定性保持稳定。

13. 非线性控制入门

13.1. 线性化

非线性系统：

$$\dot{x} = f(x, u) \quad (108)$$

在平衡点 (x_0, u_0) 附近线性化：

$$\delta \dot{x} = A \delta x + B \delta u \quad (109)$$

其中：

$$A = \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{x_0, u_0} \quad (110)$$

$$B = \left. \frac{\partial f}{\partial u} \right|_{x_0, u_0} \quad (111)$$

线性化只能描述局部行为。

13.2. 相平面

二阶非线性系统：

$$\dot{x}_1 = f_1(x_1, x_2) \quad (112)$$

$$\dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) \quad (113)$$

相平面分析关注轨线、平衡点、极限环和吸引域。

13.3. Lyapunov 直接法

如果能找到能量函数式的 $V(x)$ ，满足：

$$V(x) > 0 \quad (114)$$

$$\dot{V}(x) < 0 \quad (115)$$

则系统状态会沿着 V 下降，从而趋向平衡。

Lyapunov 方法的困难在于：一般没有通用方法构造 V 。

14. 工程设计流程

14.1. 典型流程

1. 明确控制目标：跟踪、调节、抗扰、稳定。
2. 建立模型：微分方程、传递函数或状态空间。
3. 分析开环特性：极点、零点、阶次、增益。
4. 设计闭环结构：反馈、前馈、串级、状态反馈。
5. 判断稳定性：Routh、根轨迹、Nyquist、Lyapunov。

6. 调整性能：超调、调节时间、稳态误差、带宽。
7. 验证鲁棒性：参数变化、扰动、噪声、饱和。
8. 离散化和实现：采样周期、滤波、执行器限制。

14.2. 常见工程问题

- 执行器饱和：

$$u = \text{sat}(u_c) \quad (116)$$

- 积分饱和：积分项继续累积，导致严重超调。
- 测量噪声：微分控制会放大高频噪声。
- 时延：会增加相位滞后，降低稳定裕度。
- 未建模高频动态：过高带宽会激发系统不希望的动态。

14.3. 设计折中

控制设计不是单纯让某个指标最大或最小，而是在这些目标之间折中：

- 快速性和超调。
- 稳态精度和稳定裕度。
- 抗扰能力和噪声敏感性。
- 高带宽和鲁棒性。
- 控制性能和执行器限制。

15. 与其他学科的关系

15.1. 和微分方程

系统模型本质上是微分方程或差分方程。控制理论关心这些方程在反馈作用下的解的性质。

15.2. 和线性代数

状态空间方法依赖矩阵、特征值、秩、线性变换：

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (117)$$

$$\text{eig}(A) \text{ 决定自然模态} \quad (118)$$

15.3. 和复分析

传递函数、极点、零点、Nyquist 判据都依赖复平面上的函数行为。

15.4. 和优化

现代控制常把设计问题写成优化问题。例如 LQR：

$$J = \int_0^\infty (x^T Q x + u^T R u) dt \quad (119)$$

目标是在系统动态约束下最小化代价。

15.5. 和概率统计

Kalman 滤波、随机控制和鲁棒估计需要概率模型。含噪状态估计常写成：

$$x_{k+1} = Ax_k + Bu_k + w_k \quad (120)$$

$$y_k = Cx_k + v_k \quad (121)$$

其中 w_k 和 v_k 表示过程噪声和测量噪声。

16. 推荐学习顺序

1. 先学微分方程、Laplace 变换、传递函数和方框图。
2. 然后学一阶、二阶系统的时域响应。
3. 接着学闭环稳定性、Routh 判据和稳态误差。
4. 再学根轨迹、Bode 图、Nyquist 判据和稳定裕度。
5. 学 PID、超前校正、滞后校正等经典控制器设计。
6. 学状态空间、可控性、可观性、状态反馈和观测器。
7. 最后学数字控制、鲁棒性、非线性控制和最优控制。

学习自动控制时可以反复追问：

- 模型是什么？
- 闭环极点在哪里？
- 稳定裕度够不够？
- 稳态误差是多少？
- 控制输入是否可实现？
- 对扰动和参数变化是否敏感？

如果这些问题能连贯回答，自动控制原理的主线就基本建立起来了。