# **自动控制原理：从经典理论到现代实践的深度解析**

## **第一部分：自动控制理论导论**

### **第一章：控制系统概论**

#### **1.1 自动控制的本质与核心思想**

自动控制，顾名思义，是指在没有人直接参与的情况下，利用特定的控制装置，使工作机械或生产过程（即被控对象）的某一个或多个物理量（即被控量）按照预先设定的规律（即给定量）运行的技术 1。这一概念构成了现代工业、信息技术乃至社会系统运行的基石。

从更深层次的哲学视角审视，自动控制的本质是一种**目的论（Teleology）** 2。任何控制系统的存在，都是为了实现一个预设的、有意义的目标。无论是维持恒温箱的温度、引导导弹精确命中目标，还是管理一个复杂的经济系统，其核心都是为了让系统的行为趋向并维持在某个期望的状态。

实现这一“目的”的核心机制是**反馈（Feedback）**。控制论的先驱维纳（Norbert Wiener）在其划时代的著作《控制论——或关于在动物和机器中控制和通讯的科学》中，深刻揭示了控制与通信的内在联系，并强调了反馈思想的普适性 3。反馈是指将系统的输出信息（或其变换形式）重新引回输入端，并与输入信号进行比较，产生偏差信号，再利用此偏差信号去调整和纠正系统的行为。正如一些学者所指出的，“没有反馈调节的存在，目的就难以持续保持有意义的存在” 2。一个控制系统（Control System）可以被视为一个由控制主体、控制客体和控制媒体组成的，具有自身目标和功能的管理系统 4。在这个系统中，反馈是实现其目标和功能的生命线。

#### **1.2 自动控制技术发展简史**

自动控制技术的发展史，是一部人类智慧与工程实践相互驱动、理论与应用紧密结合的壮丽史诗。其演进过程清晰地体现了“问题驱动”的科学发展模式：每一个重大理论的突破，几乎都是为了解决当时面临的最棘手的工程难题。

##### **1.2.1 萌芽时期：从古代智慧到工业革命的引擎**

自动控制的思想源远流长。古代中国、埃及和巴比伦的漏壶等自动计时装置，古希腊用于宗教仪式的自动装置，以及俄国发明的浮子阀门式水位调节器，都闪耀着自动化的早期智慧之光 5。然而，真正标志着自动控制技术进入大规模应用并催生一门新学科的，是18世纪工业革命的标志性发明。

1788年，英国工程师詹姆斯·瓦特（James Watt）成功地将离心式调速器应用于蒸汽机，构成了一个真正意义上的反馈式自动控制系统 3。这个调速器通过测量蒸汽机的转速，自动调节蒸汽阀门的开度，从而维持转速的稳定。这一发明极大地提升了蒸汽机的效率和安全性，成为第一次工业革命的关键技术推手 5。值得一提的是，瓦特并非离心式调速器的首位发明者，该装置在17世纪已被用于风车，但瓦特是将其成功商业化并与当时的核心动力——蒸汽机相结合的第一人 6。

然而，技术的广泛应用也暴露了新的理论问题。大量的瓦特调速器在运行中出现了剧烈的“振荡”现象，导致系统无法稳定工作 5。这一“不稳定性”问题，成为控制领域提出的第一个核心理论挑战。为了解决这个问题，1877年，伟大的物理学家麦克斯韦（J. C. Maxwell）和数学家劳斯（E. J. Routh）等人开始运用微分方程等数学工具对调速器进行分析，首次从理论上探讨了系统的稳定性问题 3。这标志着自动控制开始从一门“工匠技艺”向一门严谨的“科学”转变。

##### **1.2.2 经典控制理论的诞生与成熟**

20世纪上半叶，随着第二次工业革命的深入，电力、电子和通信技术的飞速发展为控制理论的系统化提供了新的舞台和更迫切的需求。其中，长途电话系统的发展和第二次世界大战期间的军事需求是两大主要驱动力 3。

为了克服长途电话信号衰减问题，贝尔实验室的布莱克（H. S. Black）发明了负反馈放大器。但新的问题随之而来：许多放大器出现了“啸叫”的不稳定现象。为了解决这个问题，同在贝尔实验室的奈奎斯特（H. Nyquist）于1932年提出了基于频率响应的稳定判据，即著名的奈奎斯特稳定判据 3。这一成果，连同波特（H. W. Bode）的波特图分析法，共同奠定了以

**频率域方法**为核心的经典控制理论的基础。

第二次世界大战期间，为了解决雷达天线自动跟踪、高射炮火力控制等复杂的军事问题，伺服机构（Servomechanism）技术得到了空前的发展。美国数学家伊文思（W. R. Evans）在此期间发展出了**根轨迹法**，提供了一种直观分析系统参数变化对稳定性影响的图解方法 3。

战争结束后，这些理论和技术成果被系统地整理和发展。1948年，美国数学家维纳（Norbert Wiener）出版了巨著《控制论》，正式将“控制”确立为一门研究动物和机器中控制与通信共同规律的独立学科 3。1954年，中国科学家钱学森在美国出版的《工程控制论》则系统地将控制论思想应用于工程技术领域，成为另一部奠基性著作 5。

至此，以传递函数为基础，以频率域分析法和根轨迹法为主要工具，研究**单输入-单输出（SISO）、线性定常（LTI）系统**的**经典控制理论**正式形成并走向成熟 1。

##### **1.2.3 现代控制理论的兴起与发展**

经典控制理论在解决SISO、LTI系统问题上取得了巨大成功，但面对20世纪50年代末兴起的航天技术和日益复杂的工业过程，其局限性也日益凸显。导弹的精确制导、卫星的姿态控制、化工厂的多变量过程控制等，都属于**多输入-多输出（MIMO）、时变、非线性**系统，经典控制理论对此显得力不从心 1。

新的挑战催生了新的理论。在计算机技术飞速发展的支持下，控制理论进入了**现代控制理论**时期。其核心是采用**状态空间法**来描述和分析系统 1。状态空间法直接在时域内，用一组一阶微分方程（状态方程）来描述系统的内部动态，相比于只关注输入输出关系的传递函数法，它能提供对系统更完整、更深刻的描述。

现代控制理论的奠基性成果主要有三项 3：

1. **最优控制理论**：苏联数学家庞特里亚金（L. S. Pontryagin）提出的**极大值原理**和美国数学家贝尔曼（R. E. Bellman）提出的**动态规划**，为解决如何使系统性能指标（如时间、燃料消耗）达到最优的问题提供了强大的数学工具。
2. **卡尔曼滤波**：美国工程师卡尔曼（R. E. Kalman）于1960年提出的滤波理论，完美解决了在含随机噪声的情况下，如何从测量数据中精确估计系统状态的问题。
3. **线性系统理论**：卡尔曼等人对系统的能控性和能观性等基本结构性质进行了深入研究，为状态空间控制器的设计奠定了理论基础。

进入20世纪70年代以后，随着学科的交叉渗透，控制理论的研究领域进一步扩展，涌现出大系统理论、自适应控制、模糊控制、神经网络控制、鲁棒控制等众多分支，共同构成了广义的智能控制理论研究前沿 3。

#### **1.3 控制系统的基本组成与分类**

尽管控制系统千差万别，但它们通常都包含一些基本组成部分 8：

1. **被控对象（Controlled Object/Plant）**：需要对其某个或某些物理量进行控制的机器、设备或过程。例如，电炉、电动机、化工厂的反应釜等。
2. **测量元件（或传感器, Sensor）**：用于检测被控量，并将其转换为便于处理的信号（如电压、电流）。例如，温度计、测速发电机、压力传感器等。
3. **给定装置（Set-point Device）**：用于产生代表期望值的信号，即给定值。例如，设定温度的旋钮、给定电压的电位器等。
4. **比较元件（Comparator）**：将测量元件检测到的被控量实际值与给定值进行比较，得出偏差信号。在电路中通常由运算放大器实现。
5. **控制器（Controller）**：根据偏差信号，按照一定的控制规律（如PID控制）产生控制信号，去驱动执行器。这是控制系统的“大脑”。
6. **执行器（Actuator）**：接收来自控制器的信号，直接对被控对象施加控制作用。例如，控制加热功率的继电器、调节阀门开度的电机等。

控制系统可以根据不同的标准进行分类，常见的分类方法有：

* **按控制方式**：可分为开环控制系统、闭环控制系统和复合控制系统 1。
* **按给定值变化规律**：可分为恒值控制系统（给定值不变，如温度控制）、随动系统（给定值随时间任意变化，如雷达跟踪）、程序控制系统（给定值按预定时间程序变化，如无人驾驶汽车循迹）。
* **按系统数学特性**：可分为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。

#### **1.4 控制的基本方式：开环与闭环控制**

##### **1.4.1 开环控制：定义、特点与实例分析**

**定义**：开环控制（Open-loop Control）是指控制装置与被控对象之间只有顺向的控制作用，而没有反向的联系。系统的输出量不会对控制器的输出产生任何影响 1。其控制作用是根据给定值预先设定的，不受系统输出或外部扰动的影响。

**特点**：

* **优点**：结构简单，成本低廉，易于实现和维护 4。
* **缺点**：控制精度不高，对被控对象参数变化和外部扰动的抑制能力差 1。

实例分析：电炉温度开环控制

一个简单的电炉，其控制系统如图1-1所示 1。

* **给定值**：期望的加热时间。
* **控制器**：一个简单的定时开关。
* **执行器**：加热电阻丝。
* **被控对象**：电炉。
* **被控量**：炉内温度。
* **扰动**：环境温度变化、炉门开关、电源电压波动等。

在这个系统中，我们设定一个加热时间，时间一到，开关自动断开。整个过程中，炉内的实际温度是多少，完全不影响开关的动作。如果因为电压波动导致实际温度未达到预期，系统本身无法进行任何修正。

图1-1: 炉温开环控制系统示意图 1

然而，需要指出的是，纯粹的开环控制在现实世界中几乎是不存在的。任何看似开环的系统，在更广阔的视角和更长的时间尺度下，都隐含着一个闭环调节。最常见的形式就是“人在环中”（Human-in-the-loop）2。对于上述电炉，如果使用者发现一次加热后食物没熟，他会在下一次增加加热时间。这个“人”的观察、判断和调整行为，就构成了一个更大范围、更长时间尺度的反馈闭环。因此，可以说，自动化并非旨在完全驱逐人，而是将人从繁琐、重复的底层操作中解放出来，去从事更高层次的监控、维护和决策工作 2。

##### **1.4.2 闭环（反馈）控制：定义、原理与实例分析**

**定义**：闭环控制（Closed-loop Control），又称反馈控制（Feedback Control），是指控制装置与被控对象之间既有顺向的控制作用，又有反向的联系（即反馈）1。系统的输出量被测量并反馈回输入端，与给定值进行比较，形成偏差。控制器根据偏差来产生控制作用，以减小或消除这个偏差 4。

**原理**：闭环控制的核心是**负反馈**。反馈信号的引入是为了与输入信号作比较，通常是相减，以得到偏差。控制的目标就是使这个偏差趋于零。

**特点**：

* **优点**：控制精度高，对外部扰动和系统内部参数变化具有很强的抑制能力，即鲁棒性好 4。
* **缺点**：结构相对复杂，成本较高。由于引入了反馈回路，可能会导致系统振荡甚至不稳定，因此需要进行精心的设计与分析 4。

实例分析：电机转速自动闭环控制

为了保持电机转速恒定，不受负载变化的影响，可以设计一个自动闭环控制系统，如图1-2所示 1。

* **给定值**：通过给定电位器设定一个期望转速对应的电压 ur​。
* **被控对象**：直流电动机。
* **被控量**：电机转速 n。
* **测量元件**：测速发电机（TG），它能输出一个与转速 n 成正比的反馈电压 uf​。
* **比较元件**：将给定电压 ur​ 与反馈电压 uf​ 相减，得到偏差电压 e=ur​−uf​。
* **控制器与执行器**：功率放大器，根据偏差电压 e 调整输出功率，驱动电动机。

当负载增加导致转速 n 下降时，反馈电压 uf​ 随之减小，偏差 e 增大，控制器输出功率增加，从而使转速 n 回升，抵抗了负载扰动的影响。

图1-2: 电机转速自动闭环控制系统方框图 1

##### **1.4.3 复合控制简介**

复合控制（Composite Control）是一种将开环控制和闭环控制相结合的控制方式 1。它既利用闭环控制按偏差进行调节以保证控制精度，又引入开环控制的思路，将可测量的主要扰动量直接引入控制器，产生一种补偿作用，以提前削弱或消除扰动对输出的影响。这种“前馈-反馈”结合的策略，能够比单纯的反馈控制更快地响应扰动，从而获得更优的控制性能。俄国工程师契柯列夫在1874年就提出了按扰动进行调节的原理，是复合控制思想的早期体现 7。

#### **1.5 对控制系统的基本要求：稳、准、快**

评价一个控制系统性能的优劣，通常有三个基本维度：稳定性、准确性和快速性。这三者构成了控制系统设计与分析的核心目标，但它们之间常常存在着固有的矛盾与权衡 8。

* 稳定性（Stability）  
  稳定性是控制系统能够正常工作的首要前提和最基本的要求 10。一个不稳定的系统，其输出响应会发散或持续振荡，不仅无法完成控制任务，甚至可能损坏设备。  
    
  从物理上直观理解，稳定性是指一个系统在受到外部扰动偏离其平衡状态后，能否自行恢复到原来平衡状态的能力 10。一个放在凹碗底部的小球是稳定的，轻推一下它会来回滚动最终回到碗底；而一个放在凸碗顶部的小球则是不稳定的，轻轻一碰就会滚落，再也回不到顶部 10。  
    
  在控制系统中，稳定的系统在受到扰动或给定值改变后，其过渡过程是收敛的，振荡是衰减的；而不稳定的系统，其过渡过程会发散，振荡是增幅的 10。
* 准确性（Accuracy）  
  准确性，或称精度，是指系统在达到稳定状态后，其输出量与期望的给定值的接近程度。它是衡量系统控制质量的重要指标 11。  
    
  在控制理论中，准确性通常用\*\*稳态误差（Steady-state Error）\*\*来定量描述 14。稳态误差就是系统进入稳态后，输出量的实际值与期望值之间的差值。一个高精度的控制系统，其稳态误差必须足够小，甚至为零。例如，在钢铁生产中，对钢材表面缺陷的识别准确率要求极高，直接关系到产品质量和附加值 12。
* 快速性（Rapidity）  
  快速性是指系统响应的迅速程度，即系统在受到指令或扰动后，过渡过程时间的长短 16。一个响应快速的系统能够迅速地从一个稳定状态过渡到另一个新的稳定状态。  
    
  快速性通常用一系列瞬态响应性能指标来衡量，如上升时间（Rise Time）、\*\*调节时间（Settling Time）\*\*等 14。例如，机场的自动化行李处理系统，其作业速度远快于人工，能显著缩短乘客等待时间，提升机场运营效率 16。

这三个性能指标之间往往是相互制约的。例如，在设计控制器时，过分追求快速性（如采用过大的增益）可能会导致系统超调量增大，甚至牺牲稳定性；而为了提高准确性（如引入积分环节以消除稳态误差），又可能会使系统的响应速度变慢。因此，控制系统设计的核心挑战之一，就是在“稳、准、快”三者之间找到一个满足工程实际需求的最优平衡点。这正是后续章节中“系统校正”所要解决的核心问题。

### **第二部分：经典控制理论——频域与复域分析**

### **第二章：控制系统的数学模型**

为了对控制系统进行定量的分析和设计，必须首先将其物理行为转化为数学语言来描述。数学模型是连接物理世界与控制理论的桥梁，它舍弃了具体物理系统的个性（如尺寸、材料），而抓住了其动态行为的共性。经典控制理论主要研究线性定常系统，其最常用的数学模型包括微分方程、传递函数和结构图/信号流图。

#### **2.1 微分方程的建立**

任何物理系统的动态过程，本质上都遵循着相应的物理定律。因此，建立系统数学模型的第一步，就是根据这些基本定律，列写出描述系统各变量之间关系的微分方程 8。

**建立微分方程的一般步骤** 18：

1. **确定输入输出**：明确系统的输入量（控制量和扰动量）和输出量（被控量）。
2. **分析物理过程**：分析系统内部的物理或化学过程，确定各部分遵循的基本定律。
3. **列写方程**：根据物理定律（如电路的基尔霍夫定律、机械系统的牛顿第二定律、热力学定律等）列出描述各变量关系的原始方程组。
4. **线性化与化简**：对于非线性环节，在工作点附近进行线性化处理。然后，通过代数运算消去中间变量，得到直接描述输出量与输入量关系的n阶线性常微分方程。

实例：RLC串联电路

考虑如图2-1所示的RLC串联电路，输入为电压 ui​(t)，输出为电容两端电压 uc​(t)。

!(https://i.imgur.com/gI2Qy6h.png)

图2-1: RLC串联电路

根据基尔霍夫电压定律（KVL），回路电压方程为 18：

Ri(t)+Ldtdi(t)​+uc​(t)=ui​(t)

又因为流过电容的电流为 i(t)=Cdtduc​(t)​，将其代入上式，得到：

RCdtduc​(t)​+LCdt2d2uc​(t)​+uc​(t)=ui​(t)

整理后，得到描述该系统的二阶线性常微分方程：

LCdt2d2uc​(t)​+RCdtduc​(t)​+uc​(t)=ui​(t)

这个微分方程就是该RLC电路的数学模型。

#### **2.2 核心数学工具：拉普拉斯变换**

直接求解高阶微分方程是相当繁琐的。为了简化分析，控制理论引入了一个强大的数学工具——拉普拉斯变换（Laplace Transform）。它的核心作用，是将时域（t域）中的复杂微积分运算，转换为复频域（s域）中简单的代数运算 19。

##### **2.2.1 定义、性质与反变换**

**定义**：对于一个时域函数 f(t)（要求 t<0 时，f(t)=0），其拉普拉斯变换定义为 21：

F(s)=L[f(t)]=∫0∞​f(t)e−stdt

其中，s=σ+jω 是一个复变量。F(s) 称为 f(t) 的像函数，f(t) 称为 F(s) 的原像函数。

拉普拉斯反变换：从像函数 F(s) 求原像函数 f(t) 的过程称为拉普拉斯反变换，记为：

$$ f(t) = \mathcal{L}^{-1}[F(s)] = \frac{1}{2\pi j} \int\_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} F(s)e^{st} ds $$

在工程应用中，通常不直接使用复杂的围线积分来求反变换，而是通过查表和利用部分分式展开法来完成。

**重要性质**：拉普拉斯变换之所以在控制理论中如此重要，得益于其一系列优良的性质。下表总结了最常用的一些性质 21。

**表格 2-1: 常用拉普拉斯变换对及重要性质**

| 性质名称 | 时域表达式 f(t) | 像函数表达式 F(s) |
| --- | --- | --- |
| **常用变换对** |  |  |
| 单位脉冲 | δ(t) | 1 |
| 单位阶跃 | 1(t) | s1​ |
| 单位斜坡 | t | s21​ |
| 指数衰减 | e−at | s+a1​ |
| 正弦函数 | sin(ωt) | s2+ω2ω​ |
| 余弦函数 | cos(ωt) | s2+ω2s​ |
| **重要性质** |  |  |
| 线性性质 | af1​(t)+bf2​(t) | aF1​(s)+bF2​(s) |
| 时移性质 | f(t−t0​)1(t−t0​) | e−st0​F(s) |
| 复频移性质 | e−atf(t) | F(s+a) |
| 微分性质 | dtdf(t)​ | sF(s)−f(0) |
|  | dtndnf(t)​ | snF(s)−sn−1f(0)−⋯−f(n−1)(0) |
| 积分性质 | ∫0t​f(τ)dτ | sF(s)​ |
| **初值定理** | f(0+)=limt→0+​f(t) | lims→∞​sF(s) |
| **终值定理** | f(∞)=limt→∞​f(t) | lims→0​sF(s) (要求 sF(s) 的极点均在左半s平面) |

##### **2.2.2 应用：求解线性常微分方程**

微分性质是拉普拉斯变换在控制理论中最核心的应用。它将时域中的微分运算 d/dt 变成了s域中的乘法运算（乘以s），从而将微分方程转化为代数方程 19。

**求解步骤** 20：

1. **变换**：对微分方程两边的每一项进行拉普拉斯变换，利用其微分、积分等性质，将原方程变为关于像函数 Y(s) 和 U(s) 的代数方程。在这一步中，系统的初始条件（如 y(0), y′(0) 等）会作为已知项自然地出现在代数方程中。
2. **求解**：通过代数运算，解出输出量像函数 Y(s) 的表达式。
3. **反变换**：对 Y(s) 进行拉普拉斯反变换，求得系统输出的时域解 y(t)。这一步通常需要将 Y(s) 展开为部分分式的形式，然后查表得到每一项的原像函数。

#### **2.3 传递函数**

##### **2.3.1 定义、性质与物理意义**

**定义**：对于一个线性定常系统，在**零初始条件**下，其输出量的拉普拉斯变换 C(s) 与输入量的拉普拉斯变换 R(s) 之比，定义为该系统的**传递函数（Transfer Function）**，用 G(s) 表示 18。

G(s)=R(s)C(s)​

从微分方程建立传递函数：

对系统的n阶线性常微分方程（假设输入为 r(t)，输出为 c(t)）：

$$ a\_n \frac{d^n c}{dt^n} + \dots + a\_1 \frac{dc}{dt} + a\_0 c = b\_m \frac{d^m r}{dt^m} + \dots + b\_1 \frac{dr}{dt} + b\_0 r

在∗∗零初始条件∗∗下，对上式两边取拉普拉斯变换，得到：

(a\_n s^n + \dots + a\_1 s + a\_0) C(s) = (b\_m s^m + \dots + b\_1 s + b\_0) R(s)

因此，传递函数为：

G(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{b\_m s^m + \dots + b\_1 s + b\_0}{a\_n s^n + \dots + a\_1 s + a\_0} $$

这是一个关于复变量 s 的有理分式。

**性质与物理意义** 18：

1. **系统固有属性**：传递函数仅由系统的结构和参数决定，与输入信号的形式和大小以及初始条件无关。它完整地描述了系统自身的动态特性。
2. **适用范围**：传递函数只适用于线性定常（LTI）系统。
3. **零初始条件假设**：传递函数的定义是基于零初始条件的，它描述的是系统的零状态响应。这意味着我们暂时忽略了系统内部初始储能的影响，而专注于研究系统对外部输入的响应模式。这是一种重要的分析策略，即分离变量，先研究核心矛盾。
4. **物理可实现性**：对于物理可实现的系统，传递函数分子的阶次 m 必须不大于分母的阶次 n（m≤n）。
5. **复数函数**：传递函数 G(s) 是复变量 s 的函数，它将s域中的输入信号转换为s域中的输出信号。令 s=jω，得到的 G(jω) 便是系统的频率特性，描述了系统对不同频率正弦输入的响应特性，这揭示了传递函数深刻的物理意义。

##### **2.3.2 零点与极点的概念及其对系统动态的影响**

传递函数 G(s) 是一个有理分式，可以表示为：

G(s)=K(s−p1​)(s−p2​)…(s−pn​)(s−z1​)(s−z2​)…(s−zm​)​

* **零点（Zeros）**：使分子多项式为零的 s 值（z1​,z2​,…），称为系统的零点。零点影响系统响应的幅值和相位，但不决定响应的形式。
* **极点（Poles）**：使分母多项式为零的 s 值（p1​,p2​,…），称为系统的极点。分母多项式也称为系统的**特征多项式**，其根（即极点）也称为系统的**特征根** 18。

**极点是决定系统动态行为的关键**。系统输出响应的时域表达式中，包含了形如 epi​t 的项，其中 pi​ 是系统的极点。因此：

* 如果极点 pi​ 是负实数，它对应一个指数衰减的响应分量。
* 如果极点是一对共轭复数 p1,2​=−σ±jωd​，它对应一个衰减振荡的响应分量，衰减速度由实部 σ 决定，振荡频率由虚部 ωd​ 决定。
* **关键结论**：**系统稳定的充要条件是其传递函数的所有极点都位于s平面的左半部分（即所有极点的实部均为负数）**。只要有任何一个极点位于右半平面或虚轴上（重根情况），系统就是不稳定的。

##### **2.3.3 典型环节的传递函数**

控制系统可以看作由若干基本环节组合而成。熟悉这些典型环节的传递函数是进行系统分析和设计的基础 8。

* **比例环节**：G(s)=K
* **积分环节**：G(s)=s1​
* **微分环节**：G(s)=s
* **惯性环节（一阶环节）**：G(s)=Ts+11​
* **振荡环节（二阶环节）**：G(s)=s2+2ζωn​s+ωn2​ωn2​​
* **延迟环节**：G(s)=e−τs

#### **2.4 系统的结构图与信号流图**

为了直观地表示系统中各组成部分之间的信号传递关系，工程上常采用结构图（方框图）和信号流图这两种图形化模型。

##### **2.4.1 结构图的等效变换法则**

结构图（Block Diagram）由代表传递函数的**方框**、代表信号的**信号线（带箭头）**、表示信号相加减的\*\*综合点（或相加点）**以及信号引出的**引出点（或分支点）\*\*组成。对于复杂的结构图，直接写出其总的传递函数很困难，需要通过一系列等效变换规则将其化简 23。

化简的本质是，在不改变系统输入输出关系的前提下，改变图的连接形式。下表总结了常用的等效变换规则 24。

**表格 2-2: 结构图（方框图）等效变换规则**

| 规则名称 | 变换前 | 变换后 |
| --- | --- | --- |
| **1. 串联连接** |
| **2. 并联连接** |
| **3. 反馈连接（负反馈）** |
| **4. 移动相加点（向后移过方框）** |
| **5. 移动相加点（向前移过方框）** |
| **6. 移动引出点（向前移过方框）** |
| **7. 移动引出点（向后移过方框）** |

通过反复应用这些规则，可以将复杂的结构图逐步化简，最终得到一个表示系统总传递函数的单一方框。然而，这种逐次化简的方法对于复杂系统而言过程繁琐且易出错 26。

##### **2.4.2 信号流图与梅森增益公式**

信号流图（Signal Flow Graph）是表示线性代数方程组的另一种有向图，它与结构图可以相互转换 26。信号流图由

**节点**（表示变量）和**支路**（表示节点间的传递函数）组成 28。

对于复杂的信号流图，美国学者梅森（S. J. Mason）提出了一个可以直接求出系统总传递函数的通用公式，即**梅森增益公式（Mason's Gain Formula）**28。这是一种结构化的分析方法，避免了繁琐的逐步化简过程。

梅森增益公式：

G(s)=R(s)C(s)​=Δ∑k=1N​Pk​Δk​​

其中：

* N：从输入节点到输出节点的前向通路总数。
* Pk​：第 k 条前向通路的增益（通路上所有支路增益的乘积）。
* Δ：系统的特征式（或称行列式），其计算公式为：  
  Δ=1−(∑Li​)+(∑Li​Lj​)−(∑Li​Lj​Lk​)+…
  + ∑Li​：所有单个回路的增益之和。
  + ∑Li​Lj​：所有互不接触（没有公共节点）的两两回路的增益乘积之和。
  + ∑Li​Lj​Lk​：所有互不接触的三三回路的增益乘积之和。以此类推。
* Δk​：与第 k 条前向通路相关的余子式。其计算方法为，在系统特征式 Δ 的表达式中，将所有与第 k 条前向通路有接触（有公共节点）的回路增益置为零后得到。

梅森公式虽然形式复杂，但其思路清晰，只要能正确识别出信号流图中的所有前向通路和回路，就可以通过一个固定的算法直接计算出总传递函数，非常适合计算机编程实现 29。

### **第三章：时域分析法**

时域分析法是一种直接在时间域中研究系统性能的方法。它通过分析系统在典型输入信号作用下的输出响应曲线，来评价系统的稳定性、快速性和准确性，具有直观、准确的优点 31。

#### **3.1 典型输入信号与系统的时间响应**

为了在统一的标准下比较和评价不同控制系统的性能，工程上常采用几种数学表达式简单且具有代表性的**典型输入信号** 31。最常用的有：

* **单位阶跃信号** (r(t)=1(t))：模拟系统启动或负载的突变。系统在阶跃输入下的响应最能考验其性能，如果阶跃响应满足要求，通常在其他输入下性能也会令人满意 31。
* **单位斜坡信号** (r(t)=t)：模拟系统以恒定速度跟踪目标。
* **单位抛物线信号** (r(t)=0.5t2)：模拟系统以恒定加速度跟踪目标。
* **单位脉冲信号** (δ(t))：理论上用于分析系统的内在特性，系统的脉冲响应的拉氏变换就是其传递函数。

系统在输入信号作用下的时间响应 c(t)，通常可以分解为两部分 14：

1. **瞬态响应（Transient Response）**：指系统从初始状态开始，到进入新的稳定状态之前的响应过程。这部分响应的形式由系统自身的特性（即传递函数的极点）决定，反映了系统的**快速性**和**平稳性**。对于稳定系统，瞬态响应会随时间衰减至零。
2. **稳态响应（Steady-State Response）**：指当时间 t→∞ 时，系统输出的最终表现形式。这部分响应的形式由输入信号决定，反映了系统的**准确性**，即输出对输入的复现程度。

#### **3.2 瞬态响应性能指标分析**

瞬态响应的性能通常通过系统在单位阶跃输入下的响应曲线来量化。

##### **3.2.1 一阶系统的时域分析**

一阶系统的标准传递函数形式为 33：

G(s)=Ts+1K​

其中 K 是系统增益，T 是时间常数。

在单位阶跃输入（R(s)=1/s）作用下，其输出响应为：

c(t)=K(1−e−t/T),t≥0

其响应曲线是一条单调上升、无超调的指数曲线，最终趋于稳态值 K。

**时间常数 T 的物理意义**是衡量系统响应速度的核心指标。它表示响应上升到其终值的 1−e−1≈63.2% 所需的时间 33。

T 越小，响应越快，曲线越陡峭。

**调节时间 ts​** 是指响应进入并保持在终值 ±5% 或 ±2% 误差带内所需的最短时间。对于一阶系统 33：

* ts​≈3T （对应 ±5% 误差带）
* ts​≈4T （对应 ±2% 误差带）

##### **3.2.2 二阶系统的时域分析（重点分析欠阻尼情况）**

二阶系统在控制工程中极为常见，其标准传递函数形式为 33：

G(s)=s2+2ζωn​s+ωn2​ωn2​​

其中，ζ（zeta）是阻尼比，ωn​（omega-n）是无阻尼自然振荡频率。这两个参数共同决定了二阶系统的动态特性。

系统的响应形式取决于阻尼比 ζ 的取值：

* ζ>1：**过阻尼**，响应无振荡，类似于一阶系统但更缓慢。
* ζ=1：**临界阻尼**，响应最快且无超调。
* 0<ζ<1：**欠阻尼**，响应出现振荡衰减，是工程中最常见的情况 34。
* ζ=0：**无阻尼**，响应为等幅振荡。
* ζ<0：**负阻尼**，响应为发散振荡，系统不稳定。

对于工程上最关心的**欠阻尼**情况，其单位阶跃响应曲线如图3-2所示，并定义了以下关键性能指标 14。

图3-2: 欠阻尼二阶系统单位阶跃响应及性能指标 14

**表格 3-1: 欠阻尼二阶系统瞬态响应性能指标** 35

| 性能指标 | 定义 | 计算公式 | 与 ζ,ωn​ 的关系 |
| --- | --- | --- | --- |
| **上升时间 tr​** | 响应从终值的10%上升到90%（或0到100%）的时间 | 无简单通用公式，近似为 tr​≈ωd​π−β​ | ωn​ 越大，tr​ 越小；ζ 增大，tr​ 略微增大。 |
| **峰值时间 tp​** | 响应到达第一个峰值所需的时间 | tp​=ωd​π​=ωn​1−ζ2​π​ | ωn​ 越大，tp​ 越小；ζ 增大，tp​ 增大。 |
| **超调量 σ%** | 最大峰值超出稳态值的百分比 | σ%=e−1−ζ2​πζ​×100% | **只与 ζ 有关**。ζ 越小，σ% 越大。 |
| **调节时间 ts​** | 响应进入并保持在稳态值误差带内的时间 | ts​≈ζωn​3​ (5%误差带)  ts​≈ζωn​4​ (2%误差带) | **由乘积 ζωn​ 决定**。ζωn​ 越大，ts​ 越小。 |

从这些公式可以看出，ζ 主要决定了系统的平稳性（超调量），而 ωn​ 主要决定了系统的响应速度（上升时间、峰值时间）。ζωn​（即闭环极点实部的绝对值）则决定了衰减的快慢（调节时间）。

##### **3.2.3 高阶系统的近似分析**

对于三阶及更高阶的系统，其时域响应的解析表达式非常复杂。但在工程实践中，如果高阶系统的闭环极点中，有一对或一个极点比其他所有极点都更靠近虚轴，那么系统的瞬态响应将主要由这对（或这个）**主导极点**所决定，而远离虚轴的极点对应的响应分量会很快衰减，可以忽略。此时，可以将高阶系统近似为等效的二阶或一阶系统进行分析 35。

#### **3.3 稳定性分析：代数判据**

##### **3.3.1 系统稳定性的概念**

如前所述，稳定性是系统正常工作的前提。在时域分析中，系统稳定的充要条件是：当时间 t→∞ 时，系统的单位脉冲响应 h(t) 趋于零。

从传递函数的角度看，这等价于系统的所有闭环极点都必须具有负实部，即全部位于s平面的左半开平面 36。

##### **3.3.2 劳斯-赫尔维茨（Routh-Hurwitz）稳定判据**

直接求解高阶特征方程的根来判断极点位置是非常困难的。劳斯-赫尔维茨判据提供了一种代数方法，无需解根，只需根据特征方程的系数，就能判断出系统在s平面右半部分极点的数量，从而判断系统的稳定性 37。

设系统的闭环特征方程为：

an​sn+an−1​sn−1+⋯+a1​s+a0​=0

稳定性的必要条件：系统稳定的一个必要但不充分的条件是，特征方程的所有系数 ai​ 都必须存在且为同号（通常为正）。若有任何系数为零或负数，系统一定不稳定或处于临界稳定状态。

**劳斯表（Routh Array）的构造与判据**：

1. **构造劳斯表**：将特征方程的系数按如下规则排列成一个阵列 37：
   * 第一行：an​,an−2​,an−4​,…
   * 第二行：an−1​,an−3​,an−5​,…
   * 第三行及以后各行的元素由其上面两行的元素计算得到：  
     $$ s^{n-2}: \quad b\_1 = \frac{a\_{n-1}a\_{n-2} - a\_n a\_{n-3}}{a\_{n-1}}, \quad b\_2 = \frac{a\_{n-1}a\_{n-4} - a\_n a\_{n-5}}{a\_{n-1}}, \dots $$ $$ s^{n-3}: \quad c\_1 = \frac{b\_1 a\_{n-3} - a\_{n-1} b\_2}{b\_1}, \quad c\_2 = \frac{b\_1 a\_{n-5} - a\_{n-1} b\_3}{b\_1}, \dots $$  
     以此类推，直到 s0 行。
2. **劳斯稳定判据**：**闭环系统稳定的充要条件是劳斯表第一列的所有元素均为正数** 37。
   * 如果第一列出现负数，则系统不稳定，并且**第一列元素符号改变的次数等于系统在右半s平面极点的个数**。

**特殊情况处理** 37：

* **情况一：第一列出现零，但该行其余元素不全为零**。
  + **处理方法**：用一个很小的正数 ϵ 代替该零元素，继续完成劳斯表的计算。然后根据 ϵ→0+ 时的符号来判断第一列的符号变化。
* **情况二：某一行元素全为零**。
  + **处理方法**：这表明特征方程存在关于原点对称的根（如一对纯虚根、一对大小相等符号相反的实根等）。此时，利用全零行的上一行系数构造一个**辅助多项式 A(s)**，然后用 A(s) 对 s 的导数 dA(s)/ds 的系数来替代全零行，继续完成劳斯表。系统的稳定性由剩余部分决定，而对称根则由辅助方程 A(s)=0 的解给出。

#### **3.4 稳态误差分析与计算**

稳态误差是衡量系统准确性的核心指标。

##### **3.4.1 误差与稳态误差的定义**

对于单位反馈系统，误差信号 e(t) 定义为输入信号 r(t) 与输出信号 c(t) 之差。其稳态误差 ess​ 定义为当时间 t→∞ 时误差信号的极限值 33：

ess​=t→∞lim​e(t)

利用拉普拉斯变换的终值定理，可以方便地从s域计算稳态误差：

ess​=s→0lim​sE(s)

其中，E(s) 是误差信号的拉氏变换。对于单位反馈系统，E(s)=1+G(s)1​R(s)，其中 G(s) 是系统的开环传递函数。

##### **3.4.2 系统类型与静态误差系数**

系统的稳态误差不仅与输入信号有关，还与系统自身的结构密切相关。为了描述这种关系，我们根据开环传递函数 G(s) 在原点处积分环节的个数 γ 来定义**系统类型** 33。

G(s)=sγ∏(τj​s+1)K∏(Ti​s+1)​

* γ=0：**0型系统**
* γ=1：**I型系统**
* γ=2：**II型系统**

系统类型越高，意味着低频段的增益越大，抑制低频扰动和跟踪低频信号的能力越强。

为了方便计算稳态误差，定义了三个**静态误差系数** 33：

* **静态位置误差系数**：Kp​=lims→0​G(s)
* **静态速度误差系数**：Kv​=lims→0​sG(s)
* **静态加速度误差系数**：Ka​=lims→0​s2G(s)

##### **3.4.3 不同输入下的稳态误差计算**

将不同类型的系统与不同类型的典型输入相结合，可以得到其稳态误差的计算结果，如下表所示 33。

**表格 3-2: 不同类型系统在典型输入下的稳态误差**

| 系统类型 | 输入：单位阶跃 r(t)=1(t) | 输入：单位斜坡 r(t)=t | 输入：单位抛物线 r(t)=0.5t2 |
| --- | --- | --- | --- |
|  | Kp​ | ess​=1+Kp​1​ | Kv​ |
| **0型系统** (γ=0) | K | 1+K1​ | 0 |
| **I型系统** (γ=1) | ∞ | 0 | K |
| **II型系统** (γ=2) | ∞ | 0 | ∞ |

从表中可以得出深刻的结论：

* **无差跟踪**：要使系统对某一类型的输入信号实现无差跟踪（ess​=0），系统的类型数 γ 必须至少比输入信号拉氏变换中 1/s 的幂次高1。例如，要无差跟踪阶跃输入（R(s)=1/s），系统至少要是I型。
* **减小误差**：对于有差系统，增大开环增益 K 可以减小稳态误差，但过大的 K 会对系统的稳定性产生不利影响，这是控制设计中一个经典的权衡。
* **积分环节的力量**：增加开环传递函数中的积分环节（即提高系统类型），是消除或减小稳态误差最根本、最有效的方法。这揭示了积分环节的本质力量：它能不断累积微小的误差，直到产生足够的控制作用将其彻底消除。

### **第四章：根轨迹法**

时域分析法虽然精确，但当系统参数（如增益K）变化时，需要重新计算闭环极点，过程繁琐。频率法虽然直观，但给出的是稳态信息，与时域性能指标的定量关系不直接。根轨迹法（Root Locus Method）则提供了一种独特的视角，它直观地展示了当系统某一参数变化时，闭环极点在s平面上的运动轨迹，从而架起了参数变化与系统性能（稳定性、动态响应）之间的桥梁。

#### **4.1 根轨迹的基本概念**

**定义**：对于一个负反馈系统，其闭环特征方程为 1+G(s)H(s)=0。若其开环传递函数可以写成 G(s)H(s)=K⋅G0​(s) 的形式，则**根轨迹**定义为：当参数 K 从 0 变化到 +∞ 时，闭环特征方程的根（即闭环极点）在s平面上描绘出的轨迹 39。

根轨迹方程：

特征方程 1+KG0​(s)=0 可以改写为 G0​(s)=−1/K。由于 K 是正实数，这意味着s平面上所有位于根轨迹上的点 s 都必须满足以下两个条件：

1. **相角条件**：∠G0​(s)=∠(−1/K)=(2k+1)180∘，k=0,±1,±2,…
2. **模值条件**：∣G0​(s)∣=1/K

**相角条件是判断一个点是否在根轨迹上的充要条件**，是绘制根轨迹的根本依据。而**模值条件则用于确定根轨迹上某一点所对应的参数K值** 39。

根轨迹法的核心价值在于，它允许我们不直接求解高阶代数方程，而是根据开环传递函数的零、极点分布，就能大致描绘出闭环极点的分布情况，从而直观地分析系统性能随参数K的变化趋势 40。

#### **4.2 绘制根轨迹的基本法则**

为了快速、准确地徒手绘制根轨迹，前人总结出了一系列基本法则。这些法则都是相角条件的直接推论 40。设开环传递函数有

n 个极点和 m 个零点。

1. **起点和终点**：根轨迹始于开环极点（当 K=0 时），终于开环零点（当 K→∞ 时）。若 n>m，则有 n−m 条分支趋向于无穷远处的零点。
2. **分支数**：根轨迹的分支数等于开环极点的个数 n。
3. **对称性**：由于特征方程的系数为实数，其根必共轭出现，因此根轨迹关于实轴对称。
4. **实轴上的根轨迹**：实轴上某一段是根轨迹的充要条件是，该段右侧的开环实轴零、极点总数为**奇数**。
5. **渐近线**：当 n>m 时，有 n−m 条分支趋向无穷远，它们的渐近线交于实轴上一点，称为**渐近线交点（质心）** σa​，其角度为 ϕa​。
   * 交点：σa​=n−m∑i=1n​pi​−∑j=1m​zj​​
   * 角度：ϕa​=n−m(2k+1)180∘​，k=0,1,…,n−m−1
6. **分离点与会合点**：根轨迹在实轴上的分离点或会合点，是特征方程有重根的点。这些点可以通过求解 dsdK​=0 或等价的 dsdG0​(s)​=0 得到。
7. **出射角与入射角**：根轨迹离开复数开环极点的切线方向（出射角 θp​）和进入复数开环零点的切线方向（入射角 θz​）可以由相角条件计算得出。
   * 出射角：θp​=(2k+1)180∘−(∑∠(s−zj​)−∑i=k​∠(s−pi​))
   * 入射角：θz​=(2k+1)180∘−(∑j=k​∠(s−zj​)−∑∠(s−pi​))
8. **与虚轴的交点**：根轨迹与虚轴的交点是系统处于临界稳定状态的点。可以通过令 s=jω 代入特征方程，然后分离实部和虚部，使之均为零来求解交点频率 ω 和对应的临界增益 K。此方法与劳斯判据中求临界稳定情况的方法一致。

#### **4.3 利用根轨迹分析系统性能**

根轨迹图是系统所有可能动态行为的“地图”。通过分析这张图，可以深刻理解系统性能 40。

* **稳定性分析**：如果根轨迹的任何分支进入了s平面的右半部分，则系统将随着K的增大而变得不稳定。根轨迹与虚轴的交点决定了系统保持稳定的最大增益 K。
* **动态性能分析**：
  + **响应速度**：闭环极点离虚轴的距离（实部绝对值）越大，响应的衰减速度越快，调节时间 ts​ 越短。
  + **振荡特性**：闭环极点越靠近实轴，阻尼比 ζ 越大，系统的振荡越小，超调量 σ% 越小。可以在s平面上画出恒定阻尼比 ζ 的射线（与负实轴夹角为 β=arccosζ）和恒定自然频率 ωn​ 的圆弧，它们与根轨迹的交点就对应了具有特定性能指标的闭环极点。
* **稳态性能分析**：对于0型系统，可以通过模值条件计算出根轨迹上任意一点对应的增益K，从而确定静态位置误差。

#### **4.4 参数根轨迹与广义根轨迹**

根轨迹法的思想可以推广，用于研究系统中除增益 K 以外的任意一个参数 α（如时间常数、零极点位置等）变化时，闭环极点的变化规律。这种轨迹称为**参数根轨迹** 40。

其绘制方法的核心思想是，通过代数变换，将原特征方程 F(s,α)=0 恒等变形为 1+αG′(s)=0 的形式，然后就可以应用标准根轨迹的绘制法则来绘制参数 α 从0到无穷变化的根轨迹。

### **第五章：频域分析法**

频域分析法是经典控制理论的另一大支柱。它不直接求解闭环极点，而是通过研究系统对正弦输入信号的响应特性（即频率特性），来分析系统的性能。这种方法物理意义明确，尤其在处理带有延迟环节的系统或根据实验数据建模时，具有独特的优势 43。

#### **5.1 频率响应的基本概念**

当一个稳定的线性定常系统输入一个正弦信号 r(t)=Asin(ωt) 时，经过足够长的时间后，其稳态输出 css​(t) 必定也是一个同频率的正弦信号，但幅值和相位会发生变化：

css​(t)=Bsin(ωt+ϕ)

频率特性 G(jω) 就是描述这种变化的复数函数。它与系统传递函数 G(s) 的关系为 43：

G(jω)=G(s)∣s=jω​

频率特性 G(jω) 包含了两个方面的信息：

* **幅频特性 ∣G(jω)∣**：表示在频率 ω 下，输出信号幅值与输入信号幅值之比，即 ∣G(jω)∣=B/A。
* **相频特性 ∠G(jω)**：表示在频率 ω 下，输出信号相对于输入信号的相角变化，即 ∠G(jω)=ϕ。

为了直观地表示频率特性随频率 ω 变化的规律，通常采用两种图形表示法：**奈奎斯特图（Nyquist Plot）和伯德图（Bode Plot）**。

#### **5.2 奈奎斯特（Nyquist）稳定判据**

奈奎斯特稳定判据是频域分析法的核心，它巧妙地将闭环系统的稳定性问题，转化为了分析开环频率特性曲线的几何问题。

##### **5.2.1 幅角原理与奈奎斯特图**

奈奎斯特判据的数学基础是复变函数论中的幅角原理。该原理指出：设s平面上有一条不经过函数 F(s) 的零点或极点的闭合围线 C，当 s 顺时针沿 C 移动一周时，F(s) 的相角变化量 Δ∠F(s) 与 C 所包围的 F(s) 的零点数 Z 和极点数 P 之间有如下关系：

N=−360∘Δ∠F(s)​=Z−P

其中，N 是 F(s) 的轨迹顺时针包围 F(s) 平面原点的圈数 44。

**奈奎斯特图（Nyquist Plot）**，又称极坐标图，是在复平面上绘制的开环频率特性 G(jω)H(jω) 随 ω 从 0 变化到 +∞ 的轨迹 43。为了应用幅角原理，需要将这条曲线补充完整，使其构成一条对应s平面整个右半平面的闭合围线（即奈奎斯特围线）的映射轨迹。

##### **5.2.2 奈奎斯特稳定判据与稳定性分析**

奈奎斯特判据巧妙地将幅角原理应用于闭环系统的特征方程 1+G(s)H(s)=0。令 F(s)=1+G(s)H(s)，则 F(s) 的零点就是闭环系统的极点，而 F(s) 的极点与开环传递函数 G(s)H(s) 的极点相同。

闭环系统稳定，要求 F(s) 在s平面右半部分没有零点，即 Z=0。

根据幅角原理，Z=P+N，其中 P 是开环传递函数在s右半平面的极点数（已知），N 是 F(s)=1+G(s)H(s) 的轨迹包围原点的圈数。

F(s) 的轨迹是 G(s)H(s) 的轨迹（即开环Nyquist图）向右平移一个单位得到的。因此，1+G(s)H(s) 的轨迹包围原点的圈数，就等于 G(s)H(s) 的轨迹包围 (-1, j0) 点 的圈数。

由此得到**奈奎斯特稳定判据** 44：

闭环系统稳定的充要条件是：开环系统的Nyquist图逆时针包围(-1, j0)点的圈数 N 等于开环传递函数在s平面右半平面极点的个数 P。

即 Z=P−N=0⟹N=P。（注意：这里的N定义为逆时针包围的圈数，若用顺时针则为 Z=P+N）。

对于开环稳定的系统（P=0），判据简化为：闭环系统稳定的充要条件是开环Nyquist图不包围(-1, j0)点 46。

##### **5.2.3 稳定裕度：增益裕度和相位裕度**

稳定性只是一个“是”或“否”的问题，而\*\*稳定裕度（Stability Margin）\*\*则定量地描述了系统距离不稳定状态的“远近”，即系统的相对稳定性。

* **相位裕度（Phase Margin, PM 或 γ）**：定义为当开环幅频特性 ∣G(jω)H(jω)∣=1 时，其相频特性 ∠G(jω)H(jω) 与 −180∘ 的差值。即 γ=180∘+∠G(jωgc​)H(jωgc​)，其中 ωgc​ 是增益交越频率。它表示系统在增益不变的情况下，允许的额外相位滞后量 48。
* **增益裕度（Gain Margin, GM 或 Kg​）**：定义为当开环相频特性 ∠G(jω)H(jω)=−180∘ 时，其幅频特性 ∣G(jωpc​)H(jωpc​)∣ 的倒数。即 Kg​=1/∣G(jωpc​)H(jωpc​)∣，其中 ωpc​ 是相位交越频率。它表示系统在相位不变的情况下，允许的额外增益倍数 48。

在Nyquist图上，相位裕度是单位圆与Nyquist曲线交点处的相角与负实轴的夹角；增益裕度是Nyquist曲线与负实轴交点到原点距离的倒数。通常要求相位裕度在 30∘∼60∘ 之间，增益裕度大于 2 (或 6dB)。

#### **5.3 伯德（Bode）图**

伯德图是另一种频率特性图示法，它将幅频特性和相频特性分别绘制在两张图上，横坐标均为对数坐标 logω。

##### **5.3.1 对数频率特性与Bode图的绘制**

* **对数幅频特性**：L(ω)=20log∣G(jω)∣，单位为分贝（dB）。
* **对数相频特性**：ϕ(ω)=∠G(jω)，单位为度（°）。

Bode图最大的优点在于，它将传递函数中各环节的**乘除运算转换为了图形上的加减运算**，极大地方便了复杂系统频率特性的绘制。特别是**渐近线法**，使得我们可以快速地徒手绘制出Bode图的近似曲线 50。

**绘制步骤** 50：

1. **标准化**：将开环传递函数 G(s) 化为**时间常数形式**的乘积，如 G(s)=Ksγ∏(τj​s+1)∏(Ti​s+1)​。
2. **分解**：将 G(s) 分解为比例、积分/微分、一阶、二阶等典型环节的乘积。
3. **单独绘制**：分别绘制出每个典型环节的Bode图渐近线。
   * **比例环节K**：幅频图为水平线 20logK，相频图为0°线。
   * **积分环节 1/s**：幅频图为斜率-20dB/dec、过 ω=1 点的直线，相频图为-90°线。
   * **微分环节 s**：幅频图为斜率+20dB/dec、过 ω=1 点的直线，相频图为+90°线。
   * **一阶环节 1/(Ts+1)**：在转折频率 ω=1/T 之前，幅频图为0dB线；之后为-20dB/dec的斜线。相频图从0°变化到-90°。
4. **叠加**：将所有环节的Bode图在对数坐标上直接相加，即可得到系统总的Bode图。

##### **5.3.2 利用Bode图分析系统性能**

Bode图同样可以用来分析系统的稳定性和稳定裕度 52。

* **对数稳定判据**：对于开环稳定的最小相位系统，其闭环系统稳定的充要条件是：在**增益交越频率 ωgc​**（即幅频特性曲线穿越0dB线的频率）处，其相位裕度为正（即相角大于-180°）46。
* **稳定裕度计算**：
  + 在Bode图上找到增益交越频率 ωgc​，在该频率下读取相角 ϕ(ωgc​)，则相位裕度 PM=180∘+ϕ(ωgc​)。
  + 在Bode图上找到相位交越频率 ωpc​（即相频特性曲线穿越-180°线的频率），在该频率下读取幅值 L(ωpc​)，则增益裕度 GM=−L(ωpc​) (dB)。

#### **5.4 闭环频率特性与尼科尔斯（Nichols）图**

除了分析开环频率特性，有时也需要了解闭环系统的频率特性，如闭环谐振峰值 Mr​ 和带宽频率 ωb​，这些指标直接关系到系统的动态性能。

\*\*尼科尔斯图（Nichols Chart）\*\*是一种在对数幅频-相频坐标系中绘制的开环频率特性曲线。通过在尼科尔斯图上叠加等M圆（恒定闭环幅值）和等N圆（恒定闭环相位）的网格，可以非常方便地由开环特性直接读出闭环系统的频率特性指标，并进行系统设计与校正 54。

### **第六章：控制系统的校正与设计**

当一个原始设计的控制系统无法满足“稳、准、快”的性能指标时，就需要引入额外的部件或环节，对其进行改造，这一过程称为\*\*系统校正（Compensation）\*\*或设计。其本质是在性能指标的权衡空间中，通过改变系统结构来寻找一个更优的平衡点。

#### **6.1 校正的基本概念与方法**

校正装置（Compensator）：为改善系统性能而附加的装置。

校正方式 55：

* **串联校正（Series Compensation）**：将校正装置串联在前向通道中，这是最常用、最基本的方式。
* **反馈校正（Feedback Compensation）**：将校正装置放在局部反馈回路中。
* **复合校正（Composite Compensation）**：结合前馈和反馈控制。

本章主要讨论基于频率法和根轨迹法的串联校正设计。

#### **6.2 串联校正设计**

串联校正的核心思想是，设计一个校正装置 Gc​(s)，用其频率特性去修改原系统 G0​(s) 的开环频率特性，使得校正后的系统 G(s)=Gc​(s)G0​(s) 能够满足所有性能指标 55。

##### **6.2.1 超前校正**

**原理**：超前校正利用校正网络提供的\*\*正相角（相位超前）\*\*来增大系统的相位裕度，从而改善系统的动态性能 55。

传递函数：Gc​(s)=1+Ts1+αTs​，其中 α>1。

Bode图特点：在频率从 1/(αT) 到 1/T 的区间内提供正的相角，最大超前角在 ωm​=1/(Tα​) 处取得。同时，它会抬高系统的中高频段幅值。

影响：

* **优点**：增大相位裕度，提高系统稳定性；增大截止频率 ωc​，加快响应速度，减小调节时间 ts​。
* 缺点：对稳态误差改善不明显；放大高频噪声。  
  适用场合：原系统动态性能差（稳定裕度不足），但稳态性能尚可或对稳态性能要求不高的情况 55。

**设计步骤（频率法）** 55：

1. 根据稳态误差要求确定开环增益 K。
2. 绘制原系统 G0​(s) 的Bode图，确定其相位裕度 γ0​。
3. 计算所需的总超前相角 ϕm​=γ∗−γ0​+(5∘∼12∘)，其中 γ∗ 是期望相位裕度，附加项是裕量。
4. 根据 ϕm​ 计算参数 α=1−sinϕm​1+sinϕm​​。
5. 在原系统Bode图上，找到幅值为 −10logα 的频率点，将该点选为新的截止频率 ωc′​。
6. 令 ωm​=ωc′​，计算出 T=1/(ωc′​α​)。
7. 得到校正装置 Gc​(s)，并验算校正后系统的性能。

##### **6.2.2 滞后校正**

**原理**：滞后校正利用校正网络在**高频段的幅值衰减**特性，将系统的截止频率 ωc​ 向低频移动，移动到原系统相角滞后较小、相位裕度足够的频段，从而在不牺牲甚至改善稳态性能的前提下，提高相对稳定性 55。

传递函数：Gc​(s)=1+Ts1+βTs​，其中 β<1。

Bode图特点：在低频段幅值为0dB，高频段幅值为 20logβ（负值），起到衰减作用。同时，它会引入负的相角（相位滞后）。

影响：

* **优点**：在不改变高频特性的情况下，可以提高系统的低频增益，从而显著减小稳态误差。
* 缺点：使系统响应速度变慢（截止频率降低）；引入的相位滞后可能对稳定性不利，设计时需小心。  
  适用场合：原系统动态性能（响应速度）满足要求甚至过快，但稳态误差过大，需要改善稳态精度的场合 55。

**设计步骤（频率法）** 55：

1. 根据稳态误差要求确定开环增益 K。
2. 绘制原系统 G0​(s) 的Bode图。
3. 根据期望的相位裕度 γ∗，在原系统的相频图上找到对应相角为 γ∗−180∘+(5∘∼12∘) 的频率点，将其作为校正后的截止频率 ωc′​。
4. 在 ωc′​ 处，读取原系统的幅值 L(ωc′​)。所需衰减量即为 L(ωc′​)。
5. 令 20logβ=−L(ωc′​)，计算出参数 β。
6. 为使校正装置的相角滞后对 ωc′​ 影响最小，取其上一个转折频率 1/(βT)=(0.1∼0.2)ωc′​，由此计算出 T。
7. 得到校正装置 Gc​(s)，并验算。

##### **6.2.3 滞后-超前校正**

**原理**：当系统动态性能和稳态性能都无法满足要求时，单一的超前或滞后校正往往无能为力。滞后-超前校正综合了两者的优点，利用其滞后部分改善稳态性能，利用其超前部分改善动态性能 55。

传递函数：Gc​(s)=1+T1​s1+βT1​s​⋅1+T2​s1+αT2​s​，其中 β>1,α<1 (通常取 αβ=1)。

影响：可以同时提高低频增益、增大相位裕度，而对截止频率影响较小。

适用场合：对稳态和瞬态性能都有较高要求的系统 55。其设计过程是超前和滞后校正设计方法的结合，更为复杂。

**表格 6-1: 串联校正装置特性对比**

| 校正方法 | 传递函数形式 (a>1,b<1) | 主要作用 | 对性能的影响 | 适用场合 |
| --- | --- | --- | --- | --- |
| **超前校正** | 1+Ts1+aTs​ | 提供相位超前 | 改善动态性能，加快响应，可能增大高频噪声 | 动态性能不足，稳态性能尚可 |
| **滞后校正** | 1+Ts1+bTs​ | 高频幅值衰减 | 改善稳态性能，减小稳态误差，响应变慢 | 稳态性能不足，动态性能尚可 |
| **滞后-超前校正** | 1+aT1​s1+T1​s​1+T2​s1+aT2​s​ | 综合作用 | 同时改善动态和稳态性能 | 动态和稳态性能均不满足要求 |

#### **6.3 PID控制器设计与整定**

PID（Proportional-Integral-Derivative，比例-积分-微分）控制器是工业过程控制中应用最广泛的控制器，超过95%的控制回路都在使用PID或其变种（如PI）56。它结构简单、鲁棒性好、易于实现，是经典控制理论高度浓缩和工程化的结晶。

##### **6.3.1 P, I, D 各环节的作用分析**

PID控制器的控制规律为 56：

u(t)=Kp​e(t)+Ki​∫0t​e(τ)dτ+Kd​dtde(t)​

其中 e(t) 是偏差信号，Kp​,Ki​,Kd​ 分别是比例、积分、微分增益。

* **比例环节（P）** 56：
  + **作用**：对当前偏差做出即时反应，偏差越大，控制作用越强。
  + **影响**：增大 Kp​ 能加快系统响应速度（减小上升时间），减小稳态误差。但过大的 Kp​ 会导致系统超调量增大，甚至使系统不稳定。
* **积分环节（I）** 56：
  + **作用**：累积过去的误差。只要误差存在，积分作用就会持续增强，直到误差被完全消除。
  + **影响**：主要目的是**消除稳态误差**。引入积分环节可以使系统对阶跃输入实现无差控制。但积分作用会降低系统的响应速度，并可能增加超调。增大 Ki​ 会加剧这种趋势。
* **微分环节（D）** 56：
  + **作用**：根据误差的变化率（即“预测”未来误差）进行控制。当误差变化快时，施加一个强的抑制作用。
  + **影响**：主要作用是**增加系统阻尼，抑制超调，改善动态性能**。它能“预见”到输出即将超过设定值，从而提前减小控制作用，防止过冲。微分作用对稳态误差无影响，但对高频噪声非常敏感，可能放大噪声干扰。

##### **6.3.2 Ziegler-Nichols整定方法**

如何确定PID的三个参数 Kp​,Ki​,Kd​ 是一个核心问题。Ziegler-Nichols（Z-N）整定法是一种经典的、基于实验的工程整定方法，它简单易行，能为大多数工业过程提供一组“还不错”的初始参数 60。

**方法一：闭环临界振荡法（频率响应法）** 60

1. **步骤**：将控制器置于纯比例（P）控制模式（Ki​=0,Kd​=0）。从小到大逐渐增加比例增益 Kp​，直到系统输出出现等幅振荡。记录下此时的增益，称为**临界增益 Ku​**，并测量振荡周期，称为**临界周期 Tu​**。
2. **参数计算**：根据下表计算PID参数。

**方法二：开环阶跃响应法（过程反应曲线法）** 60

1. **步骤**：在开环状态下，给系统一个阶跃输入，记录其输出响应曲线（过程反应曲线）。从曲线上量取三个特征参数：过程延迟时间 L、过程反应速率 R（或等效的时间常数 T=A/R，A为阶跃幅度）。
2. **参数计算**：根据下表计算PID参数。

**表格 6-2: Ziegler-Nichols PID参数整定规则**

| 控制器类型 | **临界振荡法** | **阶跃响应法** |
| --- | --- | --- |
| **P** | Kp​=0.5Ku​ | Kp​=LT​ |
| **PI** | Kp​=0.45Ku​  Ti​=Tu​/1.2 | Kp​=0.9LT​  Ti​=L/0.3 |
| **PID** | Kp​=0.6Ku​  Ti​=Tu​/2  Td​=Tu​/8 | Kp​=1.2LT​  Ti​=2L  Td​=0.5L |
| *注：Ki​=Kp​/Ti​,Kd​=Kp​Td​。表中的公式为经典形式，不同文献可能有细微差异。* |  |  |

Z-N法整定的参数通常偏向于较快的响应和较好的扰动抑制，但可能会产生约25%的超调 61。因此，这组参数常作为进一步手动微调的起点。

### **第三部分：现代控制理论——状态空间分析**

经典控制理论以传递函数为基础，在处理单输入单输出（SISO）线性定常系统时非常有效。然而，面对多输入多输出（MIMO）、时变或非线性系统，其局限性便显现出来。现代控制理论采用状态空间法，为分析和设计更复杂的系统提供了统一而强大的框架。

#### **第七章：线性系统的状态空间描述**

##### **7.1 状态变量与状态空间**

状态空间法的核心是“状态”的概念。它打破了传递函数“黑盒”式的输入输出描述，转而深入系统内部，描述其内在的动态演化过程。

* **状态变量（State Variables）**：能够完全描述系统动态行为的**最小一组**独立变量。这组变量在任意时刻 t0​ 的值，连同 t≥t0​ 的输入，就足以完全确定系统在 t≥t0​ 的所有未来行为 63。例如，在RLC电路中，电感电流和电容电压可以作为状态变量，因为它们代表了系统的储能状态。
* **状态向量（State Vector）**：由n个状态变量组成的列向量 x(t)。
* **状态空间（State Space）**：以n个状态变量为坐标轴构成的n维空间。系统在任一时刻的状态，都对应状态空间中的一个点。随着时间推移，这个点在状态空间中描绘出的轨迹，称为**状态轨迹** 63。

状态变量的选择并不唯一，但对于一个给定的n阶系统，所需的状态变量个数是唯一的，即n。不同的状态变量选择，只是对同一个系统状态的不同坐标系描述，系统的内在物理特性（如稳定性）并不会因此改变。

##### **7.2 状态空间表达式的建立**

状态空间表达式（State-Space Representation），又称动态方程，由**状态方程**和**输出方程**两部分组成 63。

对于一个线性定常系统，其状态空间表达式的标准形式为 64：

* **状态方程**：x˙(t)=Ax(t)+Bu(t)
* **输出方程**：y(t)=Cx(t)+Du(t)

其中：

* x(t) 是 n×1 的状态向量。
* u(t) 是 m×1 的输入向量。
* y(t) 是 q×1 的输出向量。
* A 是 n×n 的**系统矩阵**（或状态矩阵），描述系统内部状态之间的耦合关系。
* B 是 n×m 的**输入矩阵**（或控制矩阵），描述输入如何影响状态。
* C 是 q×n 的**输出矩阵**，描述状态如何组合成输出。
* D 是 q×m 的**直接传递矩阵**，描述输入对输出的直接影响（在多数物理系统中为零）。

这种一阶向量微分方程的形式，天然地适用于多输入多输出系统，并且非常适合在计算机上进行数值求解和仿真。

##### **7.3 传递函数与状态空间模型的转换**

传递函数模型和状态空间模型是描述同一线性定常系统的两种不同方法，它们之间可以相互转换。

从状态空间模型到传递函数矩阵：

对状态方程和输出方程两边取拉普拉斯变换（设初始条件为零），可得：

sX(s)=AX(s)+BU(s)Y(s)=CX(s)+DU(s)

由第一个式子解出 X(s)=(sI−A)−1BU(s)，代入第二个式子，得到：

Y(s)=U(s)

因此，系统的传递函数矩阵为 64：

G(s)=C(sI−A)−1B+D

对于SISO系统，G(s) 是一个标量传递函数。

从传递函数到状态空间模型：

这种转换不唯一。对于一个给定的传递函数，可以构造出多种不同的状态空间表达式，它们在数学上是等价的（通过线性变换可以相互转换）。常见的标准形式有能控标准型和能观标准型等。

#### **第八章：线性系统的状态空间分析**

##### **8.1 状态转移矩阵及其计算**

在没有输入的情况下（u(t)=0），状态方程变为齐次方程 x˙(t)=Ax(t)。其解为：

x(t)=eA(t−t0​)x(t0​)

其中，矩阵指数函数 eAt 被定义为状态转移矩阵，记为 Φ(t) 65。

Φ(t)=eAt=L−1[(sI−A)−1]

状态转移矩阵描述了系统状态在没有外部输入时，如何从一个时刻自然地转移到另一个时刻。它在系统响应分析中扮演着核心角色。

对于有输入的非齐次状态方程，其完全解为：

$$ \mathbf{x}(t) = e^{\mathbf{A}(t-t\_0)}\mathbf{x}(t\_0) + \int\_{t\_0}^{t} e^{\mathbf{A}(t-\tau)}\mathbf{B}\mathbf{u}(\tau)d\tau $$

第一项是零输入响应（由初始状态引起），第二项是零状态响应（由输入引起）。

##### **8.2 系统的能控性与能观性**

能控性和能观性是现代控制理论中的两个基本概念，由卡尔曼提出。它们是进行有效控制和状态估计的物理前提，深刻揭示了系统的内在结构特性。

###### **8.2.1 能控性及其判据**

**能控性（Controllability）** 回答了这样一个问题：“我们能否通过操纵输入，在有限时间内，将系统的状态从任意一个初始位置驱动到任意一个期望的终端位置？” 64。如果答案是肯定的，则系统是

**完全能控**的。一个不可控的系统意味着其内部存在某些“模式”或“状态”，是外部输入无论如何也无法影响的。

**能控性判据**：对于线性定常系统 (A,B)，其完全能控的充要条件是，由 A 和 B 构造的**能控性矩阵** Qc​ 是满秩的 64：

Qc​=rank(Qc​)=n

能控性矩阵的结构深刻地揭示了控制信号的传播路径。B 列代表输入直接影响状态变化率的路径，AB 列代表输入经过一次系统动态（A）后对状态变化率的影响，以此类推。如果这个矩阵满秩，意味着输入信号 u 能够通过直接和各种间接的动态路径，最终影响到状态空间中的所有维度。

###### **8.2.2 能观性及其判据**

**能观性（Observability）** 回答了另一个问题：“我们能否仅通过观测有限时间内的系统输出，来唯一地确定系统在初始时刻的状态？” 64。如果答案是肯定的，则系统是

**完全能观**的。一个不可观的系统意味着其内部存在某些状态的变化，是完全无法从输出端反映出来的。

**能观性判据**：对于线性定常系统 (A,C)，其完全能观的充要条件是，由 A 和 C 构造的**能观性矩阵** Qo​ 是满秩的 64：

$$ \mathbf{Q}\_o = \begin{bmatrix} \mathbf{C} \ \mathbf{CA} \ \mathbf{CA}^2 \ \vdots \ \mathbf{CA}^{n-1} \end{bmatrix} $$$$ \text{rank}(\mathbf{Q}\_o) = n$$

###### **8.2.3 对偶原理**

能控性与能观性之间存在一种优美的数学关系，称为**对偶原理**。系统 (A,B) 的能控性问题，等价于其对偶系统 (AT,CT) 的能观性问题，其中 C=BT。反之亦然。这一原理极大地简化了许多理论的证明。

#### **第九章：状态空间中的系统设计**

状态空间法不仅提供了强大的分析工具，更重要的是，它带来了全新的系统设计方法，实现了从“分析”到“综合”的飞跃。

##### **9.1 极点配置**

**极点配置（Pole Placement）** 是现代控制理论中最基本也是最重要的设计思想。它指出：**如果一个系统是完全能控的，那么通过施加线性状态反馈，可以任意地配置闭环系统的极点** 64。

闭环系统的极点决定了系统的动态性能。能够任意配置极点，就意味着我们可以**主动地设计**系统的动态响应，使其满足任意给定的性能指标（如调节时间、超调量等），而不再是被动地分析和接受系统原有的性能。这一结论深刻地揭示了能控性的工程意义 67。

##### **9.2 状态反馈控制器设计**

实现极点配置的控制律是**状态反馈**，其形式为 64：

u(t)=−Kx(t)+v(t)

其中 K 是 m×n 的状态反馈增益矩阵，v(t) 是新的外部参考输入。

将该控制律代入原状态方程，得到闭环系统的状态方程：

x˙(t)=(A−BK)x(t)+Bv(t)

闭环系统的动态特性由矩阵 (A−BK) 的特征值决定，这些特征值就是闭环极点。控制器设计的任务就是，根据期望的闭环极点位置，求解出相应的反馈增益矩阵 K。

求解 K 的方法有多种，如直接比较法、使用**阿克曼（Ackermann）公式**等。MATLAB等现代计算工具也提供了acker和place等函数，可以方便地完成这一计算 64。

##### **9.3 状态观测器设计**

状态反馈的一个实际障碍是，在许多应用中，系统的所有状态变量并不能都直接测量得到。为了解决这个问题，需要设计**状态观测器（State Observer）** 65。

状态观测器的思想是：构造一个与原系统具有相同动态结构的“虚拟系统”，该虚拟系统同样接收原系统的输入 u(t)。然后，将虚拟系统的输出与原系统的实际输出 y(t) 进行比较，利用这个差值来修正虚拟系统的状态，使其能快速地跟踪并收敛到原系统的真实状态。

设计状态观测器的前提是系统必须是**完全能观**的。如果系统能观，就可以设计观测器，使其估计误差以任意快的速度收敛于零。

将状态反馈与状态观测器结合，即用观测器估计出的状态 x^(t) 来代替真实状态 x(t) 进行反馈（u=−Kx^），就构成了一个完整的、可在工程中实现的控制器。现代控制理论中的**分离原理**保证了我们可以独立地设计状态反馈控制器（确定K）和状态观测器，然后将它们组合在一起，而闭环系统的极点将由控制器设计的极点和观测器设计的极点共同组成。这个“观测器-控制器”的架构是现代控制系统设计的基石。

### **第四部分：高级与前沿专题**

#### **第十章：离散时间与数字控制系统**

随着数字计算机的普及，绝大多数现代控制系统都是以数字形式实现的，即**数字控制系统**。这要求我们将连续时间系统理论扩展到离散时间领域。

##### **10.1 数字控制系统概述**

一个典型的数字控制系统由被控对象（连续）、A/D转换器（采样器）、数字控制器（计算机）、D/A转换器（保持器）等部分组成 54。其核心是将连续的模拟信号通过

**采样**和**量化**转换为离散的数字序列，由计算机进行处理，再将计算出的数字控制序列通过**保持器**转换为连续信号去控制对象。这一过程的本质是“时间”的离散化和“数值”的数字化。

##### **10.2 Z变换理论基础**

**Z变换**是分析离散时间系统的核心数学工具，其在离散系统中的地位完全等同于拉普拉斯变换在连续系统中的地位 68。

**定义**：对于一个离散时间序列 f(k)，其（单边）Z变换定义为 69：

F(z)=Z[f(k)]=k=0∑∞​f(k)z−k

其中，z 是一个复变量。Z变换将一个离散时间序列映射为复变量 z 的函数。

Z变换同样具有线性、时移、卷积等一系列重要性质，并且可以通过部分分式展开等方法求反变换。

Z平面与s平面的映射关系：

Z变换与拉普拉斯变换通过采样过程联系在一起。其映射关系为 z=esT，其中 T 是采样周期 68。这个关系至关重要，因为它决定了离散系统与连续系统在稳定性和动态特性分析上的异同。

##### **10.3 离散系统分析**

* **脉冲传递函数**：在Z域中，离散系统的输入输出关系由**脉冲传递函数** G(z) 描述，它定义为零初始条件下，输出序列的Z变换与输入序列的Z变换之比 68。G(z)=U(z)Y(z)​  
    
  它等同于系统单位脉冲响应 g(k) 的Z变换。
* 离散系统的稳定性：  
  由于映射关系 z=esT，s平面的左半平面（Re(s)<0）被映射到z平面的单位圆内部（∣z∣<1）。因此，连续系统稳定的边界是虚轴，而离散系统稳定的边界是单位圆。  
  离散LTI系统稳定的充要条件是：其脉冲传递函数 G(z) 的所有极点都位于z平面的单位圆内部 70。

离散系统的分析方法，如时域分析、根轨迹法、频域分析等，都可以从连续系统理论中平行地移植过来，只需将拉普拉斯变换替换为Z变换，将s平面替换为z平面即可。

#### **第十一章：非线性与智能控制概览**

线性系统理论虽然强大，但它建立在理想化的假设之上。现实世界中绝大多数系统都存在非线性特性。处理这些复杂系统，需要更高级的控制理论。

##### **11.1 非线性系统简介**

非线性系统不满足叠加原理，其行为远比线性系统复杂。它们可能表现出线性系统所没有的特有现象，如 71：

* **多平衡点**：系统可能存在多个稳定的或不稳定的平衡点。
* **极限环**：系统状态可能收敛到一个孤立的周期性轨道，而不是一个点。
* **分岔与混沌**：系统行为可能随参数的微小变化发生质的突变，甚至表现出不可预测的混沌现象。

分析非线性系统的方法主要有 3：

* **相平面法**：用于分析二阶非线性系统的图形化方法。
* **描述函数法**：一种近似的频域分析方法，用于预测非线性系统的自振荡（极限环）。
* **反馈线性化**：通过非线性状态反馈和坐标变换，将非线性系统精确地转化为一个等效的线性系统，然后应用线性控制理论进行设计。
* **李雅普诺夫稳定性理论**：一种强大的、无需直接求解系统方程就能判断稳定性的方法，通过构造一个类似“能量”的李雅普诺夫函数来实现。

##### **11.2 自适应控制基本思想**

**自适应控制（Adaptive Control）** 主要用于处理参数未知或随时间缓慢变化的系统 73。其核心思想是，控制器能够在线地“学习”或“辨识”被控对象的特性，并据此自动调整自身的参数或结构，以始终保持最优或满意的控制性能 71。

常见的自适应控制方案有模型参考自适应控制（MRAC）和自校正调节器（STR）。MRAC通过调整控制器参数，使闭环系统的输出去跟踪一个具有理想性能的参考模型的输出。

##### **11.3 最优控制基本思想**

**最优控制（Optimal Control）** 的目标是在满足所有物理约束的条件下，寻找一个控制策略（控制输入的时间函数），使得某个预先定义的性能指标函数（如时间最短、燃料消耗最少、误差积分最小等）达到极值（最大或最小）73。

最优控制是控制理论中数学性最强的分支之一，其理论基础包括：

* **变分法**：处理泛函极值问题的经典数学方法。
* **庞特里亚金极大值原理**：变分法在控制问题上的推广，给出了最优控制必须满足的必要条件。
* **动态规划**：由贝尔曼提出，通过倒序求解，将一个复杂的多阶段决策问题分解为一系列简单的单阶段问题，其核心是贝尔曼最优性原理和HJB方程 73。

近年来，随着计算能力的增强，结合了最优控制、自适应控制和人工智能思想的**自适应动态规划（ADP）或强化学习（RL）**，已成为解决复杂非线性系统最优控制问题的前沿热点 76。

#### **第十二章：自动控制的应用与展望**

自动控制理论是现代工业和科技的“隐形”基石，其应用无处不在，深刻地改变了世界的面貌。

##### **12.1 工业过程控制**

在化工、冶金、电力等流程工业中，自动控制是确保生产过程安全、稳定、高效和低耗的核心技术。以化工过程控制为例，应用场景包括 78：

* **分布式控制系统（DCS）**：如艾默生的DeltaV系统，对整个工厂的温度、压力、流量、液位等成百上千个变量进行集中监控和分散控制。
* **可编程逻辑控制器（PLC）**：用于实现设备的顺序控制、逻辑联锁和安全保护 80。
* **先进过程控制（APC）**：在基本控制之上，应用模型预测控制、最优控制等先进策略，进一步优化产品质量和能源效率。

##### **12.2 航空航天与机器人技术**

自动控制在航空航天和机器人等尖端科技领域扮演着无可替代的关键角色。

* **航空航天** 81：
  + **飞行控制系统**：飞机的自动驾驶仪、姿态稳定系统，是典型的多变量反馈控制系统 82。
  + **航空发动机控制**：FADEC（全权限数字电子控制系统）对发动机的燃油、空气流量等进行精确控制，以适应复杂的飞行包线。F35B发动机甚至采用了先进的基于模型逆的多变量控制技术 83。
  + **自主导航与制导**：导弹的精确制导、卫星的轨道保持、火星车（如“毅力号”）的自主导航和地形规避，都依赖于最优控制、卡尔曼滤波和智能控制等高级控制技术 84。
  + **预测性维护与燃油优化**：航空公司（如空客）利用基于AI的控制和预测模型，对飞机进行健康管理和预测性维护，并优化飞行剖面以节省燃油 81。
* **机器人技术** 85：
  + **工业机器人**：KUKA等公司的机械臂在汽车制造等领域进行高精度的点焊、喷漆、装配等作业，其核心是多关节运动的伺服控制 85。
  + **移动机器人**：自主移动机器人（AMR）和自动导引车（AGV）在仓储物流（如海柔创新、未来机器人）和制造业中，利用SLAM（同步定位与建图）等技术实现自主导航和物料搬运 86。
  + **医疗与服务机器人**：手术机器人（如骨圣元化）通过主从控制实现微创手术；康复机器人利用力反馈和自适应控制辅助病人进行康复训练 87；配送、清洁等服务机器人已在餐饮、酒店等场景广泛应用 86。

##### **12.3 未来发展趋势**

自动控制理论正与人工智能、大数据、网络技术深度融合，呈现出新的发展趋势：

* **从“基于模型”到“数据驱动”**：传统控制严重依赖精确的数学模型。而面对日益复杂的系统，建立精确模型变得困难。未来的控制将更多地从海量运行数据中直接学习控制策略，即数据驱动控制 76。例如，宝钢利用工业大数据和AI大模型，实现了对高炉炼铁过程的智能控制和钢材表面缺陷的高精度识别，显著提升了生产效率和产品质量 12。
* **智能自主控制**：深度强化学习等AI技术的发展，使得控制器能够像人一样，在与环境的交互中自主学习和进化，以完成复杂的、非结构化的任务。例如，利用深度强化学习算法对桥梁的合成射流进行智能流动控制，以抑制涡激振动 88。
* **网络化控制系统（NCS）**：随着物联网的发展，传感器、执行器和控制器通过网络连接，形成了网络化控制系统。这带来了灵活性和低成本，但也引入了网络延迟、丢包、安全等新的挑战。
* **人机协同控制**：未来的自动化系统将不再是简单的“无人化”，而是更加强调人与机器的协同智能。控制系统将成为增强人类能力的工具，实现更高效、更安全的“人在环中”的控制 2。

自动控制的理论和实践仍在不断演进，它将继续作为推动科技进步和社会发展的核心驱动力之一，塑造着我们未来的世界。

### **附录**

#### **附录A：推荐教材与参考资料**

学习自动控制原理，选择一本好的教材至关重要。以下是基于研究资料和业界共识推荐的一些经典中英文教材 89：

**中文经典教材**：

1. **《自动控制原理》- 胡寿松**：国内使用最广泛、影响力最大的教材之一，内容全面，体系严谨，例题和习题丰富，非常适合作为入门和考研的主要参考书。
2. **《自动控制原理》- 吴麒**：清华大学自动化系的经典教材，理论深度和工程背景结合得很好，采用“数学描述统一，工程处理分开”的方法处理经典与现代控制理论，逻辑清晰。
3. **《自动控制原理》- 程鹏、王艳东**：北京航空航天大学的国家级精品课程配套教材，结合了MOOC课程，教学资源丰富。

**英文经典教材**：

1. ***Modern Control Systems* - Richard C. Dorf & Robert H. Bishop**：国际上广受欢迎的经典教材，内容新颖，案例丰富，紧跟技术发展，并强调使用MATLAB等现代工具进行分析和设计。
2. ***Feedback Control of Dynamic Systems* - Gene F. Franklin, J. David Powell & Abbas Emami-Naeini**：另一本享誉国际的经典教材，从物理概念出发，深入浅出，强调设计思想。
3. ***Control Systems Engineering* - Norman S. Nise**：以其清晰的讲解和大量的实例著称，对初学者非常友好。

#### **附录B：MATLAB在自动控制中的应用简介**

MATLAB及其控制系统工具箱（Control System Toolbox）是进行自动控制系统分析与设计的标准工业软件和学术研究工具。它将复杂的理论计算封装在简单的命令中，使工程师和学生能将精力集中在控制问题本身，而不是繁琐的数学运算上 46。

**MATLAB的主要应用**：

* **模型建立**：可以方便地创建和转换传递函数（tf）、零极点增益（zpk）和状态空间（ss）等多种模型 64。
* **时域分析**：绘制阶跃响应（step）、脉冲响应（impulse）曲线，并自动标注上升时间、超调量等性能指标。
* **根轨迹分析**：绘制根轨迹图（rlocus），并可以在图上交互式地选择闭环极点，获取对应的增益和性能。
* **频域分析**：绘制Bode图（bode）、Nyquist图（nyquist）和Nichols图（nichols），并计算稳定裕度（margin）46。
* **控制器设计**：提供了用于PID参数整定（PID Tuner App）、极点配置（acker, place）64、线性二次型调节器（LQR）等设计的专用工具和函数。
* **仿真**：Simulink提供了一个图形化的仿真环境，可以通过拖拽模块来搭建复杂的控制系统模型，并进行动态仿真，直观地观察系统行为。

掌握MATLAB的使用，是现代控制工程师和研究人员必备的基本技能。

#### 引用的著作

1. 自动控制原理第一章自动控制原理的一般概念, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://mypage.just.edu.cn/_upload/article/files/2b/a6/1293c58149ed88fbbb90afec835d/a32f610d-81e4-4d7e-b059-2632d5dda148.pdf>
2. 系统控制漫谈 - 中国自动化学会控制理论专业委员会, 访问时间为 六月 26, 2025， <http://tcct.amss.ac.cn/sc-journal/2024/202401/20240155.pdf>
3. 机械, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://kcsz.zwu.edu.cn/_upload/article/files/87/27/37cc4d7a46c3b35d7d93f91e156c/ab3401a6-60e7-45d8-800c-baef8e8e952f.pptx>
4. 控制系統- 維基百科，自由的百科全書, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://zh.wikipedia.org/zh-tw/%E6%8E%A7%E5%88%B6%E7%B3%BB%E7%B5%B1>
5. 学科史林 - 中国自动化学会控制理论专业委员会, 访问时间为 六月 26, 2025， <http://tcct.amss.ac.cn/sc-journal/2014/201401/20140162.pdf>
6. 离心式调速器 - 维基百科, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://zh.wikipedia.org/zh-cn/%E9%9B%A2%E5%BF%83%E8%AA%BF%E9%80%9F%E5%99%A8?oldformat=true>
7. 自动化技术的过去、现在和将来（之一）, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://ia.cas.cn/kxcb/kpwz/200804/t20080414_2299221.html>
8. 《自动控制原理》考试大纲, 访问时间为 六月 26, 2025， <http://saee.ustb.edu.cn/attach/file/p/2631d3dc9a46be0041edc7f0d631e640.pdf>
9. 開環和閉環控制系統｜高鹿興業有限公司, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://www.genndih.com/cht/faq/%E5%85%B6%E5%AE%83%E7%94%A2%E5%93%81/Open-and-closed-loop-control-systems>
10. 自动控制系统的稳定性----中国科学院自动化研究所, 访问时间为 六月 26, 2025， <http://www.ia.cas.cn/kxcb/kpwz/200502/t20050228_2299204.html>
11. ST贤丰：关于对深圳证券交易所年报问询函的回复公告新浪财经, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://vip.stock.finance.sina.com.cn/corp/view/vCB_AllBulletinDetail.php?CompanyCode=80080347&gather=1&id=11205297>
12. 【数智实战派】宝钢股份AI转型的深度实践 - 中国钢铁新闻网, 访问时间为 六月 26, 2025， <http://www.csteelnews.com/xwzx/djbd/202506/t20250617_101098.html>
13. Microsoft 隐私声明, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://www.microsoft.com/zh-cn/privacy/privacystatement>
14. 3.1 时域响应及性能指标, 访问时间为 六月 26, 2025， <http://www.tup.tsinghua.edu.cn/upload/books/yz/083631-01.pdf>
15. 自动控制原理第三章线性系统的时域分析与校正, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://mypage.just.edu.cn/_upload/article/files/2b/a6/1293c58149ed88fbbb90afec835d/91678a33-3de0-4889-8641-d6619a057df6.pdf>
16. 这项“黑科技”，或将颠覆未来机场运营！ - 民航资源网, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://news.carnoc.com/list/638/638476.html>
17. 下载面向游戏玩家和创作者的NVIDIA App - 英伟达, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://www.nvidia.cn/software/nvidia-app/>
18. 自动控制原理第二章控制系统的数学模型, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://mypage.just.edu.cn/_upload/article/files/2b/a6/1293c58149ed88fbbb90afec835d/376672aa-c4c8-45d7-a943-96c6b0352373.pdf>
19. 拉普拉斯变换求解方程2 - 可汗学院, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://zh.khanacademy.org/math/differential-equations/laplace-transform/laplace-transform-to-solve-differential-equation/v/laplace-transform-solves-an-equation-2>
20. 拉普拉斯变换求解微分方程| 可汗学院, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://zh.khanacademy.org/math/differential-equations/laplace-transform/laplace-transform-to-solve-differential-equation/v/laplace-transform-to-solve-an-equation>
21. 09 拉普拉斯变换及其应用 - LAMDA, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://www.lamda.nju.edu.cn/yehj/dsp2021/09.pdf>
22. 传递函数- 维基百科，自由的百科全书, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://zh.wikipedia.org/zh-cn/%E4%BC%A0%E9%80%92%E5%87%BD%E6%95%B0>
23. 手把手教你学自控——《自动控制原理》要点剖析\_中国大学MOOC(慕课), 访问时间为 六月 26, 2025， <https://www.icourse163.org/course/detail.htm?cid=1003534140>
24. Block Diagram Reduction Rules - WordPress.com, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://atulganorkar.files.wordpress.com/2018/01/block-diagram-reduction-rules.pdf>
25. Automatic Control Systems - Part I: Block Diagrams ... - PDH Online, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://www.pdhonline.com/courses/e138/e138content.pdf>
26. 控制系统化简的矩阵方法 - 西安电子科技大学电子工程学院, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://see.xidian.edu.cn/faculty/hchchen/html/paper/20100806/%E7%BA%BF%E6%80%A7%E6%8E%A7%E5%88%B6%E7%B3%BB%E7%BB%9F%E5%8C%96%E7%AE%80%E7%9A%84%E7%9F%A9%E9%98%B5%E6%96%B9%E6%B3%95(CCC%E7%A8%BF).pdf>
27. 信号流图- 维基百科，自由的百科全书, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://zh.wikipedia.org/zh-cn/%E4%BF%A1%E5%8F%B7%E6%B5%81%E5%9B%BE>
28. ——信号流图——信号流图, 访问时间为 六月 26, 2025， <http://image.sciencenet.cn/olddata/kexue.com.cn/upload/blog/file/2009/12/20091211103612913255.pdf>
29. 梅森增益公式- 維基百科，自由的百科全書, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://zh.wikipedia.org/zh-tw/%E6%A2%85%E6%A3%AE%E5%A2%9E%E7%9B%8A%E5%85%AC%E5%BC%8F>
30. 梅森增益公式- 维基百科，自由的百科全书, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://zh.wikipedia.org/zh-cn/%E6%A2%85%E6%A3%AE%E5%A2%9E%E7%9B%8A%E5%85%AC%E5%BC%8F>
31. 二阶系统的动态响应及控制系统的稳- 定性和稳态误差。, 访问时间为 六月 26, 2025， <http://www.tup.tsinghua.edu.cn/upload/books/yz/048429-01.pdf>
32. 第3 章控制系统的时域分析, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://jxpt.whut.edu.cn/meol/analytics/resPdfShow.do;jsessionid=8E8C8454975DDBA4ECD90BF111B6F61B?resId=127392&lid=9139>
33. PowerPoint 演示文稿, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://web.xidian.edu.cn/xtwang/files/5f87f72a9a04c.pdf>
34. 阶跃响应- 维基百科，自由的百科全书, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://zh.wikipedia.org/zh-cn/%E9%9A%8E%E8%BA%8D%E9%9F%BF%E6%87%89>
35. 二阶系统性能指标与阶系统性能指标与主导极点分析, 访问时间为 六月 26, 2025， <http://image.sciencenet.cn/olddata/kexue.com.cn/upload/blog/file/2009/12/20091216192413495700.pdf>
36. 劳斯–赫尔维茨稳定性判据 - 维基百科, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://zh.wikipedia.org/zh-cn/%E5%8A%B3%E6%96%AF%E2%80%93%E8%B5%AB%E5%B0%94%E7%BB%B4%E8%8C%A8%E7%A8%B3%E5%AE%9A%E6%80%A7%E5%88%A4%E6%8D%AE>
37. Routh Hurwitz Stability Criteria - GATE Study Material in ... - Testbook, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://blogmedia.testbook.com/blog/wp-content/uploads/2016/12/Routh-Hurwitz-Stability-Criteria-GATE-Study-Material-in-PDF.pdf>
38. Routh Herwitz Stability Criterion | PDF - Scribd, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://www.scribd.com/presentation/602331495/routh-herwitz-stability-criterion>
39. 自动控制原理第四章根轨迹法, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://mypage.just.edu.cn/_upload/article/files/2b/a6/1293c58149ed88fbbb90afec835d/ba4a3384-6555-4760-b141-7f6c9d6ee80d.pdf>
40. 根轨迹概念与根轨迹绘制（上）, 访问时间为 六月 26, 2025， <http://image.sciencenet.cn/olddata/kexue.com.cn/upload/blog/file/2009/12/20091225165442347105.pdf>
41. ROOT-LOCUS ANALYSIS - Dr. Gregory L. Plett, 访问时间为 六月 26, 2025， <http://mocha-java.uccs.edu/ECE4510/ECE4510-Notes06.pdf>
42. 基于根轨迹分析及其扩展的根轨迹, 访问时间为 六月 26, 2025， <http://image.sciencenet.cn/olddata/kexue.com.cn/upload/blog/file/2010/1/201018115639443807.pdf>
43. 自动控制原理第五章线性系统的频域分析, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://mypage.just.edu.cn/_upload/article/files/2b/a6/1293c58149ed88fbbb90afec835d/b99b8810-dc17-4fb3-a5bb-3846d74873bc.pdf>
44. Notes on Frequency Methods: Gain Margin Phase Margin ... - MST.edu, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://web.mst.edu/~stutts/supplementalnotes/stabilityviafreqmethods.pdf>
45. Nyquist Stability Criterion, 访问时间为 六月 26, 2025， <http://eceweb1.rutgers.edu/~gajic/psfiles/nyquist.pdf>
46. 现代测试与控制实验技术, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://etcme.gxu.edu.cn/fujian/zdzhsyzds.pdf>
47. 奈奎斯特稳定判据 - 维基百科, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://zh.wikipedia.org/zh-cn/%E5%A5%88%E5%A5%8E%E6%96%AF%E7%89%B9%E7%A8%B3%E5%AE%9A%E5%88%A4%E6%8D%AE>
48. Nyquist Stability Criterion: A Deep Dive - Number Analytics, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://www.numberanalytics.com/blog/nyquist-stability-criterion-deep-dive>
49. 17.4: The Nyquist Stability Criterion - Engineering LibreTexts, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://eng.libretexts.org/Bookshelves/Electrical_Engineering/Signal_Processing_and_Modeling/Introduction_to_Linear_Time-Invariant_Dynamic_Systems_for_Students_of_Engineering_(Hallauer)/17%3A_Introduction_to_System_Stability-_Frequency-Response_Criteria/17.04%3A_The_Nyquist_Stability_Criterion>
50. Rules for Constructing Bode Diagrams - Swarthmore College, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://lpsa.swarthmore.edu/Bode/BodeRules.html>
51. Introduction to Bode Plot, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://my.ece.utah.edu/~ee3110/bodeplot.pdf>
52. Bode Plot Construction in Control Systems - Tutorialspoint, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://www.tutorialspoint.com/control_systems/control_systems_construction_bode_plots.htm>
53. Understanding Bode plots | Rohde & Schwarz, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://www.rohde-schwarz.com/uk/products/test-and-measurement/essentials-test-equipment/digital-oscilloscopes/understanding-bode-plots_254514.html>
54. Matlab与信号处理, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://isip.bit.edu.cn/docs/2018-09/20180903125133549948.pdf>
55. 自动控制原理第六章频率法串联校正, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://mypage.just.edu.cn/_upload/article/files/2b/a6/1293c58149ed88fbbb90afec835d/f308079b-aadc-483f-b02e-8d471d0db8f9.pdf>
56. Chapter Ten - Graduate Degree in Control + Dynamical Systems, 访问时间为 六月 26, 2025， <http://www.cds.caltech.edu/~murray/books/AM05/pdf/am08-pid_30Jan08.pdf>
57. Fundamentals of PID Control - PDH Online, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://pdhonline.com/courses/e331/e331content.pdf>
58. PID controllers - named after the Proportional, Integral and - OptiControls, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://www.opticontrols.com/files/documents/pid_explained.pdf>
59. PID Control, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://www.cds.caltech.edu/~murray/courses/cds101/fa02/caltech/astrom-ch6.pdf>
60. Ziegler-Nichols Autotuning Method - NI, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://www.ni.com/docs/zh-CN/bundle/labview-pid-and-fuzzy-logic-toolkit-api-ref/page/lvpidmain/ziegnichforms.html>
61. 齐格勒-尼科尔斯方法- 维基百科，自由的百科全书, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://zh.wikipedia.org/zh-cn/%E9%BD%90%E6%A0%BC%E5%8B%92-%E5%B0%BC%E7%A7%91%E5%B0%94%E6%96%AF%E6%96%B9%E6%B3%95>
62. 齊格勒-尼科爾斯方法- 維基百科, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://zh.wikipedia.org/zh-tw/%E9%BD%90%E6%A0%BC%E5%8B%92-%E5%B0%BC%E7%A7%91%E5%B0%94%E6%96%AF%E6%96%B9%E6%B3%95>
63. 控制系统的状态空间分析与综合, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://mypage.just.edu.cn/_upload/article/files/b4/58/7441fb7347418b249ffaff985208/3914e328-3c5b-41f9-b671-4f636b3a0546.pdf>
64. 实验一能控性能观性分析和状态反馈1 实验目的1）学习系统状态空间 ..., 访问时间为 六月 26, 2025， <https://ydq.tjut.edu.cn/__local/C/59/39/1BD215049F502D5B1183E080E18_991F447B_3C970.pdf>
65. 线性控制系统(英文班0600004), 访问时间为 六月 26, 2025， <https://grd.bit.edu.cn/docs/20171227070927946778.pdf>
66. 89BCDE%FGHA=6>()?@A - 清华大学出版社, 访问时间为 六月 26, 2025， <http://www.tup.tsinghua.edu.cn/upload/books/yz/077563-01.pdf>
67. 专家论丛 - 全驱系统理论与应用专委会, 访问时间为 六月 26, 2025， <http://fasta.org.cn/u/20230616/648c1e7064317.pdf>
68. 10 Z变换 - LAMDA, 访问时间为 六月 26, 2025， <http://www.lamda.nju.edu.cn/wangw/dsp2022/slides/10.pdf>
69. The ζ-transform and its properties, 访问时间为 六月 26, 2025， <http://w3.cran.univ-lorraine.fr/perso/hugues.garnier/Enseignement/Auto_num/TD-Digital_control.pdf>
70. 2 4 利用Z变换对信号和2.4 利用Z变换对信号和系统进行分析, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://web.xidian.edu.cn/kywang/files/20171029_133752.pdf>
71. Nonlinear and Adaptive Control - The University of Manchester, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://personalpages.manchester.ac.uk/staff/Zhengtao.Ding/NA/NonlinearAdaptive0607.pdf>
72. NONLINEAR CONTROL - AN OVERVIEW, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://web.fe.up.pt/~jtasso/Nonlinearcontrol.pdf>
73. 自适应动态规划综述 - 自动化学报, 访问时间为 六月 26, 2025， <http://www.aas.net.cn/fileZDHXB/journal/article/zdhxb/2013/4/PDF/20130402.pdf>
74. 自适应控制理论及应用综迷, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://robot.sia.cn/cn/article/pdf/preview/1451.pdf>
75. 1 Introduction to Nonlinear Optimal Control - Jean-Baptiste Caillau homepage, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://caillau.perso.math.cnrs.fr/research/fap-2005.pdf>
76. 非仿射非线性系统控制综述 - SciEngine, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://www.sciengine.com/doi/pdfView/0224664E5A4D42F5ABD36958E3738C51>
77. Optimal Control of Nonlinear System with Uncertainty Based on Reinforcement Learning - UTRGV, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://www.utrgv.edu/mecis/_files/documents/optimal-control-of-nonlinear-system_dong.pdf>
78. 化学过程控制| 艾默生CN, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://www.emerson.cn/zh-cn/industries/automation/chemical>
79. 浅谈化工机械设备以及电气自动化控制的有效结合, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://www.cinn.cn/p/W020210608535853542819.pdf>
80. 化工自动化系统中PLC 控制系统的应用分析, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://www.geol-miner-sm.com/index.php/gmsm/article/view/889/871>
81. 浅谈AI在航空领域的应用 - 航空产业网, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://www.chinaerospace.com/article/12>
82. 航空电子和飞行控制软件工具 - Ansys, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://www.ansys.com/zh-cn/applications/avionics-and-flight-controls>
83. 航空发动机控制系统及关键技术现状与展望PDF, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://jnuaa.nuaa.edu.cn/njhkht/article/html/202404001>
84. NASA的人工智能应用案例：负责任地推进太空探索 - 航空产业网, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://www.chinaerospace.com/article/59984>
85. RPA机械工程应用案例：KUKA（库卡） – 机器人流程自动化| UiPath, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://www.uipath.com.cn/resources/automation-case-studies/kuka-physical-robots-meet-software-robots>
86. 市工业和信息化局关于发布深圳市智能机器人应用示范典型案例（第一批）的通知, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://gxj.sz.gov.cn/xxgk/xxgkml/qt/tzgg/content/post_10633040.html>
87. 机器人的力控制技术研究及应用进展 - hanspub.org, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://www.hanspub.org/journal/paperinformation?paperid=75193>
88. 空气动力学学报, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://kqdlxxb.xml-journal.net/>
89. 自动控制原理 - 清华大学出版社, 访问时间为 六月 26, 2025， <http://www.tup.tsinghua.edu.cn/upload/books/yz/072182-01.pdf>
90. 黄迅-教学资源-自动控制原理 - 北京大学工学院, 访问时间为 六月 26, 2025， <http://www2.coe.pku.edu.cn/subpaget.asp?id=697>
91. 《自动控制理论》参考学术资源1, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://library.xujc.com/_upload/article/files/a2/2f/fda9d79b43aa8befbddd7e24c8bb/895f4ab6-33e5-4a83-a666-ae119dcc2e20.pdf>
92. 自动控制原理（第3版）|图书产品 - 高等教育出版社, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://www.hep.com.cn/book/show/524f9ace-1896-4117-bfd7-1727acba2ef0>
93. 自动控制原理（双语教材） - 清华大学出版社, 访问时间为 六月 26, 2025， <http://www.tup.tsinghua.edu.cn/bookscenter/book_05234501.html>
94. 《自动控制原理》参考学术资源1, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://library.xujc.com/_upload/article/files/9a/b1/3a040a0644938434163bf3d35bf7/40189b88-bbb8-4b97-a21c-da4c4bf0fd59.pdf>
95. 自动控制理论（1） - 清华大学- 学堂在线, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://www.xuetangx.com/course/THU08081000447>
96. 基于MATLAB的系统根轨迹法超前校正设计研究, 访问时间为 六月 26, 2025， <https://pdf.hanspub.org/Design20230200000_96649183.pdf>