第 1 章：连续时间信号，随着时间可连续变化，既可以是任何值的信号。离散：时间断续出现，只可在离散时间断的时刻取值。连续赋值信号：赋值可连续变化. 可以是任何值的信号。都连续：模拟信号（系统被控量 y(t)，测量量 $y_m(t)$ 参考输入 r(t)，被控对象内部状态量 xi(t)）连续时间离散幅值：零阶保持器输出信号，双离散：计算机输入输出、数字信号，离散时间连续赋值：采样开关后的采样信号。计算机控制系统硬件由主机、外部设备、过程输入输出设备（PIO）、广义被控对象（包括被控对象及测量仪表和执行装置）组成。模拟输入 AI、模拟输出 AO，开关量输入 DI，输出 DO(Digital Output)。系统需要实时响应能力，强抗干扰能力，可靠性，MTBF 平均无故障时间 (Mean Time Between Failures)，MTTR 平均修复时间 (Mean Time to Repair)。系统类型：1. 计算机检测与操作指导系统，2. 计算机直接数字控制系统（DDC:Direct Digital Control）：用计算机代替常规模拟控制器，直接对被控对象进行控制。3. 计算机顺序控制系统。可编程逻辑控制器 (PLC:Programmable Logical Controller) 可编程自动化控制器 (PAC:Programmable Automation Controller)，4. 计算机监督控制系统 SCC:Supervisory Computer Control，5. 分散控制系统或计算控制系统 DCS:Distributed Control System，分散控制，集中操作，分级管理，(honeyw 的 TDC3k,Foxboro 的 I/A，横河的 centum)。加个 DDZ 电动单元组合仪表,ICM"Input Comparator Module"(输入比较器模块),DVC"Deviation"(偏差)ICV"Input Compensation Value"(输入补偿量) 计控特点：1. 同时实现模拟仪表的功能便于集中监视和操作，2. 利用快速运算能力分时工作用一台控制多个回路，可同时实现 DDC，顺序控制，监督控制等多个功能，3. 利用强大的信息处理能力实现模拟做不到的先进复杂控制策略。5. 调试整定灵活只需要改软件，5. 利用网络分布结构构成计算机控制管理集成系统，实现工业生产与经营的控制管理一体化，7. 容错能力，可靠性，9. 连续，离散信号混合系统。离散化与连续化不等价：D/A 的信号保持器有带通滤波特性，是相位滞后环节，相角裕量小于预期，现场总线控制系统 FCS:Fieldbus Control System。

第 2 章 A/D 转换中插入零阶保持过程是为了满足量化过程需要一定转换时间，以提高转换精度。采样信号（由采样开关实现）$f^*(t) = \sum_{n=0}^{\infty} f(nT)\delta(t-nT)$，零阶保持 $h_0(t) = u(t) - u(t-T), G_h(s) = \frac{1-e^{-Ts}}{s}, G_{h0}(j\omega) = \frac{TsinwT/2e^{-jwT/2}}{wT/2}$ 量化误差 1. 截尾法，期望 q/2，方差 $q^2/12$，舍入法（好）期望 0，方差一样。其相当于随机干扰，有害，但用 12 位字长，精度够。采样保持结构 $f(t) - f^*(t) - f_h(t)$ 采样开关，零阶保持器。主频谱 F(jw) 旁频谱 $\frac{1}{T}F(jw - jwnws), \omega s >> 2\omega m$，以避免混叠效应。常用前置低通高频滤波器进行滤波再采样。香农重构公式：$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} f(nT)\frac{sinwN(t-nT)}{wN(t-nT)}, \omega N = 0.5\omega s$ 是 Nyquist 频率，ws 采样角频率。精确恢复条件：1. 连续信号 f(t) 带宽有限，wm<const，2. 采样频率 ws>=2wm3. 通过理想低通滤波器（非因果）滤波。为何不可实现：实际 wm 没有上限，理想滤波非因果不可实现，f(t) 需要无穷项采样序列。采样周期 T 选取：1. 闭环系统频带 wB:$T = (0.2\ 0.1)\frac{2\pi}{\omega B}$2. 开环系统频率特性 ws=5 10 wc(穿越频率)3. 开环传递函数 $G(s) = N(s)/(s^m\prod_{i=1}^{n1}(Tis+1)\prod_{j=1}^{n2}((s+\frac{1}{\tau j})^2 + wj^2)$ $tj = 2\pi/wj$ $T = 0.25min(Ti, \tau j, tj)$ 4. 开环阶跃响应上升时间（第一次到稳态时间）：T=tr/(2 4)，5.A/D 转换量化单位和连续信号最大变化速度，T<=q/max|f'(t)|，6. 控制系统抑制干扰要求 ws>=2wfm.Z 变换：采样信号拉氏变换 $F^*(s) = \sum_{n=0}^{\infty} f(nT)e^{-nTs} = \frac{1}{T}\sum_{n=0}^{\infty} F(s - jnws)$。性质 1. 以 jws 为周期，2.$si \pm jnws$ 都是 F* 的极点。3.F(s) 严格真有理，则留数计算法。4.$[F_1^*(s)F_2(s)]^* = F_1^*(s)F_2^*(s)$ 5.$[F_1(s)F_2(s)]^* = F_1F_2^*(s)$。$z = e^{Ts}, F(z) = Z[f(s)] = Z[F(s)] = \sum_{n=0}^{\infty} f(nT)z^{-n}$,S 平面实轴对应 Z 的正实轴，S 与实轴平行，距离 $\pm ws/2$ 对应负实轴。Z 变换性质 1. 线性性质，2. 位移延迟定理：$Z[f(t-kT)] = z^{-k}F(z)$ 证明:$Z[f(t-kT)] = \sum_{m=-k}^{\infty} f(mT)z^{-k-m}$ 3. 位移超前定理 $Z[f(t+kT)] = z^kF(z) - \sum_{m=0}^{k-1} f(mT)z^{k-m}$ 证明:$Z[f(t+kT)] = z^k\sum_{m=k}^{\infty} f(mT)z^{-m} =$ 结果 4. 复位移定理 $Z[e^{\mp at}f(t)] = Z[F(s \pm a)] = F(e^{\pm aT}z)$ 证明:$left = \sum_{n=0}^{\infty} f(nT)(e^{\pm aT}z)^{-n} = right$ 5. 初值定理 $f(0) = \lim_{z->\infty} F(z)$ 6. 终值定理 $\lim_{k->\infty} f(kT) = \lim_{z->1}(1-z^{-1})F(z)$ 证明:$(z-1)F(z) = Z[f(n+T) - f(t)] + zf(0) = \lim_{k->\infty}\sum_{n=0}^{k}[f(n+T) - f(t)]z^{-n} + zf(0) = f(kT)$ 7. 差分变换 $\nabla f(k) = f(k) - f(k-1), Z[\nabla f(k)] = (1-z^{-1})F(z), \triangle f(k) = f(k+1) - f(k), Z[\triangle f(k)] = (z-1)F(z) - f(0)z$ 8. 复域微分定理 $Z[tf(t)] = -Tz\frac{dF(z)}{dz}$，证明:$right = \sum_{n=0}^{k} nTf(nT)z^{-n}$ 9. 复域积分 $Z[\frac{f(t)}{t}] = \int_z^{\infty}\frac{F(\lambda)}{T\lambda}d\lambda + \lim_{n->0}\frac{f(nT)}{nT}$ 证明:左先对 z 微分,$\frac{dG(z)}{dz} = -\frac{F(z)}{Tz}$，再对 z 积分 $G(\infty) - G(z) = -\int_z^{\infty}\frac{F(\lambda)}{T\lambda}d\lambda$ 10. 时域离散卷积定理 $Z[f(n) * g(n)] = F(z)G(z)$. Z 变换求法：分式展开结合基本变换和 Z 变换性质，留数计算:$F(z) = \sum_{i=1}^{m}\frac{1}{(mi-1)!}(\frac{d}{dp})^{mi-1}[(p-pi)^{mi}F(p)\frac{1}{1-e^{pT}z^{-1}}]$ 由 e-Ts 就转换为 z-1，反变换：反演积分法:$f(k) = \sum_{i=1}^{n} Res[F(z)z^{k-1}]_{z=pi} = \sum_{i=1}^{n}\frac{1}{(m-1)!}\lim_{z=p_i}\frac{d^{m-1}}{dz^{m-1}}[(z-p_i)^mf(z)]$ 修正 Z 变换（留数公式：$F(z,m) = \sum_{i=1}^{n}\frac{1}{(m_i-1)!}\frac{d^{m_i-1}}{dp^{m_i-1}}[(p-p_i)^{m_i}F(p)\frac{e^{mTp}}{z-e^{Tp}}]_{p=p_i}$，同时 $F(z,m) = z^{-1}Z[f(t+mT)]$)：其中 $m = 1 - \lambda$。时域-X(s)-X(z)-X(z,m):$u(t) - 1/s - \frac{1}{1-z^{-1}} - 1/(z-1); tu(t) - 1/s^2 - \frac{Tz^{-1}}{(1-z^{-1})^2} - \frac{mTz^{-1}}{1-z^{-1}} + \frac{Tz^{-2}}{(1-z^{-1})^2}; e^{-at}u(t) - 1/(s+a) - \frac{1}{1-e^{-aT}z^{-1}} - \frac{e^{-amT}z^{-1}}{1-e^{-aT}z^{-1}}; te^{-at}u(t) - 1/(s+a)^2 - \frac{Te^{-aT}z^{-1}}{(1-e^{-aT}z^{-1})^2} - Te^{-amT}[\frac{mz^{-1}}{1-e^{-aT}z^{-1}} + \frac{e^{-aT}z^{-2}}{(1-e^{-aT}z^{-1})^2}]; cosw0tu(t)/\frac{s}{s^2+w^2}/\frac{1-z^{-1}coswT}{1-2z^{-1}coswT+z^{-2}} - \frac{z^{-1}[sinmwT+z^{-1}sin(1-m)wT]}{1-2z^{-1}cowwT+z^{-2}}; sinw0tu(t) - \frac{w0}{s^2+w^2} - \frac{z^{-1}sinwT}{1-2z^{-1}coswT+z^{-2}} - \frac{z^{-1}[cosmwT-z^{-1}cos(1-m)wT]}{1-2z^{-1}cowwT+z^{-2}}$

(补:$\frac{df(t)}{dt}//sF(s); -tf(t)//sF(s); \int_{-\infty}^{t} f(\tau)d\tau$//F(s)/s)

第 3 章系统数学描述，默认线性时不变：$y(k-n) = aT[x_1(k-n)] + bT[x_2(k-n)]$. 受控自回归模型 (CAR). 前向差分 $y(k+n) + a_1y(k+n-1) + ... + a_ny(k) = b_0x(k+m) + b_1x(k+m-1) + ... + b_mx(k), m \leq n$ 为因果，l=n-m 为 l 步延迟。差分方程求解：举例:$y(k+2) - 1.2y(k+1) + 0.32y(k) = 1.2x(k+1)$.(1) 递推法 k=0 时，y(k)=...;k=1 时...;(2)Z 变换法 $z^2Y(z) - z^2y(0) - zy(1) - 1.2zY(z) + 1.2zy(0) + 0.32Y(z) = 1.2zX(z) - 1.2zx(0)$// Z 传函可由差分方程或系统单位脉冲相应序列获得。前向 $W(z) = \frac{b_0z^m+b_1z^{m-1}+...+b_m}{z^n+a_1z^{n-1}+...+a_n}$ 后向:$y(k)+a_1y(k-1)+...+a_ny(k-n) = b_0x(k)+b_1x(k-1)+...+b_mx(k-m), W(z) = \frac{b_0+b_1z^{-1}+...+b_mz^{-m}}{1+a_1z^{-1}+...+a_nz^{-n}}$. 脉冲响应序列 g(k),$W(z) = Z[g(k)] = g(0)+g(1)z^{-1}+...+g(l)z^{-l}$ 要写成有理分式形式，根据 $g(k) = -a_1g(k-1) - a_2g(k-2) - ... - a_ng(k-n) + b_0\delta(k) + b_1\delta(k-1) + ... + b_n\delta(k-n)$ 递推求系数即可。序列–Z 变换：$u[n] - \frac{1}{1-z^{-1}}; (n+1)u[n] - \frac{1}{(1-z^{-1})^2}; a^nu[n] - \frac{1}{1-az^{-1}}; cos\Omega_0nu[n] - \frac{1-(cos\Omega_0z^{-1})}{1-(2acos\Omega_0)z^{-1}+z^{-2}}; sin\Omega_0nu[n] - \frac{sin\Omega_0z^{-1}}{1-(2acos\Omega_0)z^{-1}+z^{-2}}$. 状态空间表示式：$X(k+1) = AX(k) + BU(k); Y(k) = CX(k) + DU(k)$A 状态转移（系统）矩阵，B 控制（输入）矩阵，C 测量（输出）矩阵，D 直传（传输）矩阵，如果输出滞后于输入，则 D 零矩阵. 1. 根据差分方程求，(前向)(1)m=0,$x_1(k) = y(k), ...x_n(k) = y(k+n-1)$ 则 $A = \begin{Bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -a_n & -a_{n-1} & a_1 \end{Bmatrix}, B = [0\ 0\ b_0]', C = [1\ 0\ 0]$(2)m=n,$x_1(k) = y(k) - h_0u(k), x_n(k) = x_{n-1}(k+1) - h_{i-1}u(k), Ao = \begin{Bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -a_n & -a_{n-1} & a_1 \end{Bmatrix} Bo = [h1\ h2...\ hn]Co = [1\ 0\ 0], do = h0\ hi = g(i)$ 能观规范型，其中 hi 求法：$b_0 = h_0, b_1 = h_1 + a_1h_0, ...bn = hn + a1h_{n-1} + ... + a_nh_0$. 能控就是转置 2.Z 传函求。(1) 直接实现法后向 $W(z) = b_0 + \frac{c_1z^{-1}+...+c_nz^{-n}}{1+a_1z^{-1}+..a_nz^{-n}}$ 控制器规范型：$Aco = \begin{Bmatrix} -a_1 & -a_{n-1} & -a_n \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{Bmatrix}, Bco = [1\ 0\ 0], Cco = [c1, c2, cn], ci = bi - aib0, dco = b0$ (2) 嵌套实现法，观测器规范型：$Aob = \begin{Bmatrix} -a_1 & 1 & 0 \\ -a_{n-1} & 0 & 1 \\ -a_n & 0 & 0 \end{Bmatrix}, Bob = [c1, c2, cn], Cob = [1\ 0\ 0], ci = bi - aib0, dco = b0$ (3) 并联实现:$W(z) = b_0 + \frac{c_1z^{n-1}+...+c_n}{(z-p_1)(z-p_2)...(z-p_{n-m})(z-p_n)^m} = b_0 + \frac{d_1}{z-p_1} + \frac{d_{n-m}}{z-p_{n-m}} + \frac{e_1}{z-p_n} + ... + \frac{e_m}{(z-p_n)^m}$ $Ad = \begin{Bmatrix} p1 & 0... & \\ 0 & p2 & ... \\ 0... & pn & ... \\ 0... & 1 & pn \end{Bmatrix}, Bd = [1, 1, (n-m)1, 0, 0], Cd = [d1, d(n-m), e1, em]$ (4) 串联实现 $W(z) = b_0 + \frac{d(z-z1)(z-z_{n-1})}{(z-p1)(z-p_n)}, As = \begin{Bmatrix} p1 & 0... & \\ p1-z1 & p2 & 0... \\ p1-z1 & p2-z2 & ...pn \end{Bmatrix}, Bs = [d, d, d], Cs = [0, 0, 1], ds = b0$ 若矩阵 1$H_o = [C, CA, ..., CA^{n-1}]'$ 如果其满秩，则 $P = Ho, Ao = HoAHo^{-1}, Bo = HoB, Co = Ho^{-1}$ 变换为能观规范型，取 $P = [A^{n-1}p_n, A^{n-2}p_n..., Ap_n, p_n]^{-1} = Hob^{-1}, pn = [CA^{n-1}, CA^{n-2}, ..., CA, C]'^{-1}[1, 0, ..., 0]'$，变换 $Aob = Hob^{-1}AHob, Bob = Hob^{-1}B, Cob = CHob$ 即观测器规范型。若矩阵 2.$H_c = [B, AB, ..., A^{n-1}B]$ 满秩则 $P = Hc^{-1}, Ac = Hc^{-1}AHc, Bc = Hc^{-1}B, Cc = CHc$ 变换为能控规范型，取 $P = [p_nA^{n-1}, p_nA^{n-2}..., p_nA, p_n]' = Hco, pn = [1, 0, ..., 0][A^{n-1}B, A^{n-2}B, ..., AB, B]'^{-1}$，变换 $Aco = HcoAHco^{-1}, Bob = HcoB, Cco = CHco^{-1}$，即控制器规范型。求状态方程:Z 变换法:$X(z) = (zI-A)^{-1}zX(0) + (zI-A)^{-1}BU(z)$ 再反变换求 x(k). 连续离散化: 连续方程:$\hat{X}(t) = FX(t) + Gu(t); y(t) = CX(t) + du(t)$，离散化：$A = e^{FT}, B = \int_0^T e^{Ft}Gdt$C，d 不变. 控制系统组成: 控制算法 D(z)，连续传函 $G(s) = \frac{1-e^{-Ts}}{s}G_0(s), G(z) = Z[G(s)] = G(z)U(z)$ 其中 U(z) 是计算机输出的离散信号拉氏变换，即连续环节输入，若是离散，则无论连续输出是否有采样开关，连续环节都可以等效为离散环节且输入输出可以用 Z 传函描述。闭环方框图中 $E^*(s) = \frac{R^*(s)}{1+HG^*(s)D^*(s)}$ 闭环传函:$W(z) = \frac{G(z)D(z)}{1+HG(z)D(z)}, HG(z) = Z[H(s)G(s)]$

第 4 章系统特性分析，从稳定性，准确性，快速性三方面分析，系统稳定指该系统在平衡状态下（其输出量为不随时间变化的常值或零），受到外部扰动作用而偏离其平衡状态，当扰动消失后，经过一段时间，系统能够回到原来的平衡状态（渐近稳定），离散系统稳定条件：系统 Z 传函的所有极点位于单位圆内部。|pi|<1. 采样周期越小越有利于系统稳定。

稳定性判据 1.W(双线性) 变换将单位圆映射为虚轴，再用 Routh 判据，$w = \frac{z-1}{z+1}, z = \frac{1+w}{1-w}$ 得到 F'(w),Routh 判据:$\begin{Bmatrix} an & a_{n-2} & a_{n-4} & ... \\ a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} & ... \\ b_{n-1} & b_{n-3} & b_{n-5} & ... \end{Bmatrix}$ 其中 $b_{n-1} = -\frac{a_na_{n-3}-a_{n-3}a_{n-2}}{a_{n-1}}, b_{n-3} = -\frac{a_na_{n-5}-a_{n-1}a_{n-4}}{a_{n-1}}, c_{n-1} = -\frac{a_{n-1}b_{n-3}-a_{n-3}b_{n-1}}{b_{n-1}}$，要求第一列符号相同，若某行为 0，该行其余不为 0，则用 ϵ 代替 0，再让 ϵ 为 0. 2.Raibel 稳定判据。特征多项式 $F(z) = a_0z^n + a_1z^{n-1} + ... + a_{n-1}z + a_n$. Raibel 阵列 $\begin{Bmatrix} a_0 & a_1 & ... & a_n \\ a_0^{(1)} & ... & a_{n-1}^{(1)} & \\ a_0^{(n-1)} & a_1^{(n-1)} & & \\ a_0^{(n)} & & & \end{Bmatrix}$ 其中 $a_i^{(1)} = \frac{a_0a_i-a_na_{n-i}}{a_0}; a_i^{(j+1)} = \frac{a_0^{(j)}a_i^{(j)}-a_{n-j}^{(j)}a_{n-i-i}^{(j)}}{a_0}$j 为 1,2...n 的行序号,i 为 0,1,...,n-j 的列序号。稳定充要条件第一列元素都大于零。若不全大于零，则令大于零元素个数为 n_p(初 a0 外) 小于零个数为 nN，则 F(z) 根的分布为单位圆内根个数 np，外 nN。如第一列有元素为 0，则用 $(1+i\epsilon)z^i$ 代替 z^i(ϵ^2 和分母上的 ϵ 项舍去)，当 $\epsilon > 0$ 时第一列元素（初 a0 外）大于零小于零个数分别为 n_p^+ n_N^+,$\epsilon < 0$ 则 n_p^- n_N^- 此时 F(z) 根分布：单位圆内根 np-，单位圆外根 nN+，单位圆上 $n_p^+ - n_p^- = n_N^- - n_N^+$ 3. 修正的 schur-Cohn(M-S-C) 判据：稳定的充要条件:(1)F(1)>0,(2)$(-1)^nF(-1) > 0$,(3)$|\alpha_j| < 1, j = 0, 1, ..., n-2; \alpha_0 = \frac{a_n}{a_0}; \alpha_j = \frac{a_{n-j}^{(j)}}{a_0^{(j)}}$ 4. 离散系统李雅普诺夫稳定性判据，$V[X(k)]$ 满足当 $X(k) \neq 0$ 时 Vk>0，若对 $X(k) \neq 0, \triangle Vk <= 0$，则一致稳定，若都趋向于无穷，则大范围一致稳定，若 $X(k) \neq 0, \triangle Vk < 0$ 一致渐进稳定。一般做法. 取 $Vk = X^T(k)PX(k)$，解李方程 $A^TPA - P = -Q$，一般 Q 取 I，只要 P 是正定的，就稳定。稳态误差分析：$W_c(z) = \frac{Y(z)}{R(z)} = \frac{W0(z)}{1+W0(z)}, E(z) = \frac{R(z)}{1+W0(z)}$ 位置误差系数 $Kp = \lim_{z->1} W0(z)$，速度误差系数 $Kv = \lim_{z->1}(1-z^{-1})W0(z)$，加速度误差系数 $Kp = \lim_{z->1}(1-z^{-1})^2W0(z)$. 因此 $ep\infty = \frac{1}{1+kp}; ev\infty = \frac{T}{kv}; ea\infty = \frac{T^2}{ka}$;0 型:Kp=W0(1),Kv=Ka=0;1 型:$Kp = \infty, Kv = Wd(1), Ka = 0$; 型:$Kp = Kv = \infty, Ka = Wd(1)$. 暂态响应分析：调整时间 ts 反映系统快速性，超调量和峰值时间 tp 反映阻尼特性和相对稳定性。若有两个靠近单位圆的极点，则称主导极点。$tp = \frac{\pi T}{\theta}, \sigma p = r^{\pi/\theta}, ts = 4T/(-lnr)$r 为主导极点模长。想要获得满意的动态品质，极点尽量不要位于 Z 平面单位圆左侧，不要靠近负实轴，最后在右部区域，靠近原点。振铃现象：系统暂态响应出现大幅度震荡，振荡频率为采样频率的 1/2，是由于系统有负实极点。为了减小实际输出与系统采样的输出差距，在输出端加虚拟延迟 $e^{-\lambda Ts}Y(z,m) = \frac{G(z,m)D(z)R(z)}{1+G(z)D(z)}, G(z,m) = Z[G(s)e^{-\lambda Ts}]$ 再反变换求得 y(kT-T+mT)，取 m 从 0 到 1 即可含有延迟的计控系统输出相应：被控对象 $Go(s) = Gp(s)e^{-\tau s}, \tau = NT + \lambda T, G(z) = (1-z^{-1})z^{-N}Z[\frac{Gp(s)}{s}]e^{-\lambda Ts}$

第 5 章基于输入输出模型设计法计控系统工程设计包括：数字控制器的设计，控制任务分析和控制系统性能指标拟定，被控对象特性测试及其模型建立，控制系统结构与控制计算机硬件系统结构设计和论证，测量装置与驱动执行装置选型，数字控制器的程序实现与控制及操作软件的设计和编写

5.1 连续化设计和模拟控制器离散化。选取采样周期 T-> 确定零阶保持器得到修正的被控对象 $Go(s) = \frac{G(s)}{Ts/2+1}$ 或 $Go(s) = \frac{G(s)}{1+Ts/2+T^2s^2/8}$-> 按照连续理论设计 D(s)-> 离散化 D(z). 模拟控制器离散化：1. 脉冲不变 (Z 变换) 法。就是 D(z)=Z[D(s)],D(z) 与 D(s) 除了脉冲响应序列相同，其余输入的输出响应序列都不同。Yd(z)=DR(z)，用脉冲不变法获得的 D(z) 的频率特性与 D(s) 差别较大。采样频率 ws 需要去很大才行，如果考虑零阶保持器动态特性影响，则改用 D(z)=TZ[D(s)]。特点:D(z) 和 D(s) 有相同的单位脉冲相应序列；若 D(s) 稳定，则 D(z) 也稳定；D(z) 易出现混叠现象，因此 ws 至少大于 D(s) 带宽的 10 倍；该方法适用于频率特性为锐截止型的模拟控制器离散化。2. 加虚拟保持器 Z 变换 (阶跃响应不变) 法。$D(z) = (1-z^{-1})Z[\frac{D(s)}{s}]$ 特点：若 D(s) 稳定，D(z) 也稳定；D(s) 和 D(z) 的阶跃响应序列相同; 但对于其他输入的响应序列和频率响应不同，近似。3. 后向差分变换法 (Fowler 代换) 作近似代换 $z^{-1} = 1 - Ts - > s = \frac{1-z^{-1}}{T}$ 带入到 D(s) 即可。该映射关系：Z 平面单位圆对应 S 右半平面以 (1/T,0) 为圆心，1/T 为半径的圆，单位圆外部对应该圆内部。特点：变换计算简单，不需要进行 Z 变换；D(s) 稳定则 D(z) 稳定，D(s) 不稳定，只要其极点不在 s 平面小圆内，D(z) 仍然稳定。D(z) 不能和 D(s) 保持相同的频率响应。4. 前向差分变换法 (Euler 代换法) $z = 1 + Ts - > s = \frac{z-1}{T}$ 再代入 D(s) 中，映射关系:Z 平面单位圆对应 S 左半平面以 (-1/T,0) 为圆心，1/T 为半径的圆。圆内部对应圆内部。D(s) 稳定，D(z) 不一定稳定，D(s) 的极点都要位于 S 左半平面圆的内部才稳定。5. 双线性变换法 (Tustin 代换) $z = \frac{2/T+s}{2/T-s} - > s = \frac{2}{T}\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$ 映射关系与 W 变换相同。特点：离散化精度高于差分变换法; 是一对一映射关系;D(s) 与 D(z) 同稳定性;D(z) 的频率特性在低频段与 D(s) 相近，高频段有严重畸变. 6. 频率预畸变双线性变换法。(1) 将 D(s) 的零极点 ai 转换为 a'i,$a_i' = \frac{2}{T}tan\frac{a_iT}{2}, D(s) - > D(s, a')$，如果过有二阶因

子，$s^2+a1s+b$ 则转换为 $(\frac{s}{a})^2+2\epsilon\frac{s}{a})+1$ (2) 作双线性变换得到 D’(z)，(3) 计算待定增益 K 使得 D(z) 和 D(s) 的直流增益或高频增益相等，若要求低通，则直流增益相等，$D(z)|_{z=1}=KD'(1)=D(s)|_{s=0}, K=\frac{D(s)|_{s=0}}{D'(1)}, D(z)=KD'(z)$ 高通则高频增益相等。$K=\frac{D(s)|_{s=\infty}}{D'(-1)}, D(z)=KD'(z)$ 7. 零极点匹配法 D(s) 与 D’(z) 零极点映射关系。$s+a->z-e^{-aT}; s->z-1; (s+a-jb)(s+a+jb)->z^2-2e^{-aT}zcosbT+e^{-2aT}; \quad ->z+1$, 得到 D’(z) 后同样有 D(z)=KD’(z)

5.2 数字 PID（因为有理想微分）(Kp=1/δ 比例带) 理想:$u(t)=Kp[e(t)+\frac{1}{T_i}\int_0^t e(\tau)d\tau+Td\frac{de(t)}{dt}]->D(s)=Kp(1+\frac{1}{T_is}+T_ds)$, 比例控制作用: 增大 Kp 可增加系统动态响应速度，减小系统稳态响应误差，如果系统不含积分作用则不能完全消除稳态误差，积分控制：可以完全消除稳态误差，但会产生负相移，降低闭环稳定性，Ki 过大系统不稳定；微分控制作用，与偏差信号变化速度成比例，能够预测偏差变化，产生超前控制作用以阻止偏差的变化，因此能改善系统动态性能。位置式 PID(更安全)：$u(k)=Kpe(k)+K_I\sum_{i=0}^k e(k)+K_D[e(k)-e(k-1)]->u(k)=u(k-1)+\nabla u(k)=u(k-1)+(Kp+K_I+K_D)e(k)-(Kp+2K_D)e(k-1)+K_De(k-2)$, 增量式 PID:$\nabla u(k)=Kp[e(k)-e(k-1)]+K_Ie(k)+K_D[e(k)-2e(k-1)+e(k-2)]$ 其中 $K_i=Kp/T_i, K_d=KpT_d, K_I=K_i*T, K_D=K_d/T$ 分别为积分、微分增益，积分、微分系数。理想微分对赋值变化快的强扰动反应过快，而工业执行机构的动作速度慢，不能及时响应，因此微分不能有效发挥抑制扰动，改善系统的作用。且其对噪声干扰十分敏感，导致信噪比降低，影响控制精度，增加执行机构磨损。实际要在其前或后接低通滤波。实际 PID: 第 (1) 种 $D_1(s)=Kp[1+1+\frac{1}{T_is}+\frac{T_ds}{1+T_ds/Kd}]$ 差分方程: $\nabla u_{pi}(k)=(Kp+K_I)e(k)+Kpe(k-1), \nabla u_d(k)=\frac{Td}{KdT+Td}(\nabla u_d(k-1)+KpKd[e(k)-2e(k-1)+e(k-2)]), \nabla u(k)=\nabla u_{pi}(k)+\nabla u_d(k), u(k)=u(k-1)+\nabla u(k), Ki=KpT/Ti$, 这个就是微分后接低通滤波，Kd 增大，滤波作用减弱，微分作用增强第 (2) 种 $D_2(s)=\frac{1}{1+T_ds/Kd}Kp(1+\frac{1}{T_is}+T_ds)$, 差分方程: $\nabla u_{pid}(k)=(Kp+K_I+K_D)e(k)-(Kp+2K_D)e(k-1)+K_De(k-2), \nabla u(k)=\frac{Td}{K_dT+T_d}\nabla u(k-1)+\frac{KdT}{KdT+Td}\nabla u_{pid}(k), u(k)=u(k-1)+\nabla u(k)$ 第 (3) 种 $D_3(s)=\frac{1+T_ds}{1+T_ds/Kd}Kp(1+\frac{1}{T_is})$, 差分方程: $u_{pi}(k)=Kpe(k)+K_I\sum_{i=0}^k e(k)=u_{pi}(k-1)+(Kp+K_I)e(k)-Kpe(k-1), u(k)=a_1u(k-1)+a_2u_{pi}(k)+a_3u_{pi}(k-1)$ 其中 $a_1=\frac{Td}{K_dT+T_d}, a_2=\frac{Kd(Td+T)}{K_dT+T_d}, a_3=\frac{-KdTd}{K_dT+T_d}$.

PID 改进算法，(1) 积分分离 PID：积分作用提高稳态精度但使系统稳定裕度下降，动态性能变差，积分分离既可以发挥积分消除残差的问题，又能有效降低其对动态性能影响。规则：在 $|e(k)>e_0|$ 时执行 PD 控制算法，<=e0 时执行 PID，e0 过大则达不到积分分离目的，e0 过小则可能无法进入积分区。2. 梯形积分 PID. 即用双线性变换法处理模拟积分项，相应数字积分增量式 $\nabla u_i(k)=K_I/2(e(k)+e(k-1))$，比例和微分项不变。其有较高的积分运算精度，进一步减少残差，提高稳态精度。3. 抗积分饱和 PID. 积分饱和：若输入阶跃变化引起较大偏差，控制量很快增大使执行机构处于极限位置，偏差仍未消除，因而金粉作用控制量继续增大而执行机构处于极限位置无相应动作，导致被控量出现较大超调和长时间波动。方法：对控制器输出量限幅上限 U_{ma} 下限 $U_{mi}, |u(k)|>Uma$ 取 u(k)=Uma，取消积分作用，$|u(k)|<Umi$ 取 u(k)=Umi，取消积分作用，$Umi <= |u(k)| <= Uma$ 执行积分运算，4. 微分先行 PID. 将微分置于反馈通道，差分方程:$\nabla u_{pi}(k)=(K_p+K_I)e(k)-K_pe(k-1), \nabla u_d(k)=\frac{T_d}{T_d+K_dT}\nabla u_d(k-1)-K_pK_d[y(k)-2y(k-1)+y(k-2)], u(k)=u(k-1)+\nabla u_{pi}(k)+\nabla u_d(k)$ 5. 带死区 PID. 对控制精度要求不高的系统，带死区可以减少执行机构的频繁动作，增强系统运行稳定性。$|e(k)|<e0$ 时，u(k)=u(k-1), 大于时才按 PID 算法计算。

Smith 预估补偿 PID, 被控对象存在纯滞后 $G_0(s)e^{-\tau s}$, 模型精确则 $\hat{G}(s)e^{-\hat{\tau}s}=G_0(s)e^{-\tau s}, W(s)=\frac{G_c(s)G_0(s)e^{-\tau s}}{1+G_c(s)\hat{G}_0(s)}$(此时 PID 参数整定只考虑 G0(s)，不用管延迟) 数字 Simth:$\hat{G}_0(z)(1-z^{-l})=Z[G_h(s)\hat{G}_0(z)(1-e^{-\hat{\tau}s})]$ 其中 $l=\hat{\tau}/T$; 性能取决于模型误差，越精确的模型，效果越好，具有延迟特性的被控对象还可采用大林和模型预测控制.// 数字 PID 整定.(近似准则: 稳准快，精确:,ISE: 偏差平方积分,IAE: 偏差绝对值积分,ITAE: 偏差绝对值乘时间的积分.) (1) 理论计算法，很少采用，因为被控对象模型不准确. 可靠性差; (2) 工程整定法：1. 扩充临界比例法–[1] 选取足够小的采样周期 T，(小于纯延时时间 τ 的 0.1);[2] 先用比例控制，输入阶跃，逐渐增大 Kp(减小比例带)，直到出现等幅振荡几下临界比例系数 Kcr 和临界震荡系数 Tcr;[3] 选择控制度 Q>1,Q 越大，控制品质越差，但稳定性好。2. 扩充响应曲线法，3 归一参数整定法：(T=0.1Tcr;Ti=0.5Tcr;Td=0.125Tcr)

极点配置设计. 被控对象传函 $G(z)=Z[G_h(s)G_p(s)]=z^{-d}\frac{M(z)}{N(z)}$，期望特征多项式 $A(z)=1+a_1z^{-1}+...+a_nz^{-n}$, 期望闭环传函 $W_m(z)=z^{-l}\frac{B(z)}{A(z)}, W_m(1)=1=>B(1)=A(1), D(z)=\frac{z^{-l}B(z)}{G(z)[A(z)-z^{-l}B(z)]}$. 如果 G(z) 种有不稳定零极点，那么由于模型和系统之间的偏差不能精确相消，会导致闭环系统不稳定。因此在系统设计时为确保实际系统稳定，不能用 D(z) 的零极点抵消 G(z) 的不稳定零极点 (靠近单位圆、阻尼特性差)。$G(z)=Kz^{-d}\frac{M^-(z)M^+(z)}{N^-(z)N^+(z)}$，其中 $M^-(z)\,N^-(z)$ 分别代表 G(z) 不可相消的零点和极点，阶次分别为 n^-, m^-,$B(z)=M^-(z)B'(z)$，设 $B'(z)=b'_0+...+b'_{\hat{n}}z^{-\hat{n}}$，其阶次 $\hat{n}$ 由 G(z) 中含有积分的阶数 q 确定：$q\geq 1$ 时取 $\hat{n}=n^--1$,q=0 时,$\hat{n}=n^-$，各项系数 bi’ 由：$[A(z)-z^{-d}M^-(z)B'(z)]_{z=1}=0, [A(z)-z^{-d}M^-(z)B'(z)]_{z=p_i^-}=0, \quad i=0,1...,n^-$ 确定，得到 B’(z) 后 $A(z)-z^{-d}M^-(z)B'(z)=N^-(z)\beta(z)$ 解得 $\beta(z)$，最后 $D(z)=\frac{B'(z)N^+(z)}{\beta(z)KM^+(z)}$

复合控制系统极点配置由前馈和反馈控制器构成。($W_m(z)=\frac{B(z)}{A(z)}$) 步骤：(1)$G(z)=k\frac{M^+(z)M^-(z)}{N(z)}, d=degN(z)-degM(z)$d 步延迟，(2) 根据控制性能要求确定 A(z)，若要求闭环系统具有有限拍响应特性，可取 $A(z)=z^{d+m}, m=degB(z)$；若要求具有一阶系统响应特性，则 $A(z)=z^{d+m-1}(z-a1)$，a1 为要求的一阶系统主导极点，可取 $a1=e^{-T/T_m}, T_m$ 为要求的一阶系统时间常数；若要求二阶系统响应特性，则 $A(z)=z^{d+m-2}(z^2+a1z+a2), a1=-2e^{-\epsilon\omega_nT}cos\sqrt{1-\epsilon^2}\omega_nT, a2=e^{-2\epsilon\omega_nT}, \epsilon\,\omega_n$ 为阻尼系数和自然振荡频率。(3) 确定 B’(z)，若要求对阶跃输入无稳态误差则取 $B'(z)=b'_0, W_m(z)|_{z=1}=1$，若要求阶跃输入无稳态误差同时对速度误差系数 Kv 有要求，则 $B'(z)=b'_0z+b'_1, W_m(z)|_{z=1}=1, \frac{1}{TKv}=-\frac{dW_m(z)}{dz}|_{z=1}$. 若要求对等速度输入无稳态误差 ($Kv=\infty$)，则 $B'(z)=b'_0z+b'_1, W_m(z)|_{z=1}=1, \frac{dW_m(z)}{dz}|_{z=1}=0$; (4) 再求 $B(z)=kM^-(z)B'(z)$ (5)G(z) 有积分环节->r=0，没有->r=1，此时求 $A_0(z)=z^{r_0}$，而 $r_0=2degN-degA-degM^++r-1$ (6) 再求 $degS=degN+r-1, degQ1=degA_0+degA-degN-r$, 设 Q1(z) 和 S(z)，解方程 $(z-1)^rNQ_1+kM^-S=A_0A$ (7) 最后 $Q(z)=(z-1)^rM^+(z)Q1(z), T(z)=A_0(z)B'(z)$ 前馈控制器 $D1(z)=\frac{T(z)}{Q(z)}$, 反馈控制器 $D2(z)=\frac{S(z)}{Q(z)}$

大林控制器 (实质是基于控制器与对象实现零极点相消的思想，用于控制具有延迟特性的一阶或二阶工业过程对象). 被控对象 $\frac{ke^{-\theta s}}{(T1s+1)(T2s+1)}$ 或 $\frac{ke^{-\theta s}}{T1s+1}; G_p(z)=Z[\frac{1-e^{-Ts}}{s}G_p(s)]$，其中 $\theta=dT$，期望闭环 $W_m(z)=\frac{(1-e^{-T/\tau})z^{-(d+1)}}{1-e^{-T/\tau}z^{-1}}$ 得到大林 (τ 大则闭环响应慢，鲁棒性增强) $D(z)=\frac{W_m(z)}{G_p(z)[1-W_m(z)]}=\frac{(1-e^{-T/\tau})z^{-(d+1)}}{G_p(z)[1-z^{-1}(1+(1-e^{-T/\tau})(z^{-1}+...+z^{-d}))]}$(一阶积分保证控制精度)(靠近-1 的负极点会引起振铃现象，加快执行器磨损，应消去，即让对应的 $q+az^{-1}$ 取 z=1)

最小拍控制系统. (1)$G(z)=Kz^{-d}\frac{M^-(z)M^+(z)}{N^-(z)N^+(z)}$ (2) 阶跃、等速度、等加速度输入 l 分别为 1、2、3；再有 $W(z)=z^{-d}M^-(z)F(z), W_e(z)=(1-z^{-1})M_1^-(z)F_e(z)$ 其中若 $l\geq q==>degF=l+n_1^--1,, l<q==>q+n_1^--1$(q 为 G(z) 的积分次数),$degF_e=d+m^--1$ (3) 求 F(z) 和 Fe(z)：先根据 $W(z)|_{z=1}=W(1)=1, W^{(i)}(1)=0, i=1,2,...,l-1(q-1), W(p_i^-)=1i=1,2,...,n_1^-$ 求得 F(z)，在根据 $[(\frac{d}{dz^{-1}})^jW(z)]|_{z1=0}=0, i=0,1,...,d-1; W(z)|_{z=z_i^-}=0, i=1,2,...,m_i^-$, (4) 最后代入 $D(z)=\frac{N(z)[1-W_e(z)]}{kz^{-d}M(z)W_e(z)}$

最少拍无纹波系统 (1) 依然先确定 l 和 G(z) (2) 先决条件 1.$q-l+1\geq 0$, 2.$1-(1-z^{-1})^lN_1^-(z)F_e(z)=z^{-d}M(z)F(z)$ 如果条件 1 不满足，则只能对典型输入 Rl(z) 实现最少拍控制 (有纹波)，或在 Gp(s) 前串一个模拟积分环节提高 q，根据条件 2 确定 $W(z)=z^{-d}M(z)F(z), W_e(z)=(1-z^{-1})^lN_1^-(z)F_e(z)$ 依然根据前面的最小拍控制获得 F(e) 和 Fe(z) (3) 最终若 $l\geq q==>D(z)=\frac{F(z)N^+(z)}{k(1-z^{-1})^{l-q}F_e(z)}; l<q==>\frac{F(z)N^+(z)}{kF_e(z)}$

卡尔曼控制器. 前提：被控对象没有不可相消极点。它直接取 Z 对象传函的分子为期望闭环 Z 传函，取分母为控制量的期望闭环传函。$G(z)=\frac{kM(z)}{N(z)}, D(z)=\frac{N(z)}{k[M(1)-M(z)]}$

第 8 章计算机控制系统工程实现的步骤及其任务 1. 设计准备，(1) 系统功能：控制功能，操作功能，检测和显示功能，故障报警和故障联锁功能，参数记录和报表打印功能，先进控制和管理功能 (2) 系统设计：确定控制系统规模和结构，选择实现技术路线 (控制系统硬件和软件全部自行设计; 硬件由 OEM 产品组成，系统软件由 OEM 产品厂家供给，或从市场购买。而应用软件和一些特殊要求的功能模块硬件自行设计开发; 购买成套的硬件系统和系统软件以及组态软件，自己仅开发一些应用软件;)，硬件模块设计, 应用软件设计. (3) 组装集成：硬件测试与组装，软件组装调试，系统集成。(4) 仿真调试：用电子模拟或数字装置作为模拟的被控对象，同集成好的计算机系统连接，组成计算机控制系统的半实物仿真系统, 利用仿真系统进行整个控制系统联调通过仿真实验，可检查控制系统所设计的功能，尤其有关控制功能及其性能指标，能否达到要求, 排除仿真实验中出现的各种硬件和软件方面的故障错误 (5) 联调投运：要求：要有合格的系统操作室或机房，系统电源引入方式，要注意引入可靠的稳定交流电源，重要系统还应采用 UPS 后备电源；注意不同地线的正确埋设和连接，由现场引入的信号线均应加屏蔽，并远离动力电源线；系统投运，要逐步推进，先易后难：通常先开通输入通道，引入全部输入信号，并通过显示器观察各个信号是否正常；待系统输入通道和系统巡回检测工作正常运行后，再逐个投运控制回路；控制回路投运，要先置于手动开环运行，待系统运行处于平稳状态时，再将手动切换到自动状态，使回路闭合置于闭环控制；回路闭合时，要注意回路的初始偏差不要过大，以免控制系统波动过大，影响整个控制系统安全运行；闭合后耐心调参. 2. 集中式计算机系统仅有一台计算机，计算机利用率很高，系统费用成本较低，缺陷是故障危险集中 DCS 主要设备: 本地控制单元 (LCU)，数据输入输出单元 (DI/DO)，高层人机接口（HHMI），高级计算设备（HCD），外部计算机接口设备. 其控制分散，功能分散，负荷分散但监视集中，操作集中和管理集中，具有自治性和协调性、适应性和灵活可扩展性，可靠性高。现场总线特点：数字化和分散性、开放性和可互操作性、可靠性，总线标准:FF(Foundation Fieldbus，基金会现场总线)Profibus(Process 过程现场总线),HART(Highway Addressable Remote Transducer,可寻址远程传感器数据通路),CAN(Controller Area Network,控制器局域网络)LonWorks(Local Operating Network System,局部操作网络系统) 3. 软件，(1) 人机界面：过程监视、过程操作、过程诊断、过程记录、图形界面、人机界面中的人机工程学.(2) 数据管理和数据通讯: 实时数据的内容、管理，数据通信 (3) 数据输入和输出.(4) 控制器的算法实现及其计算延时减少

第 7 章 MPC(模型预测控制) 根据被控对象的历史信息和未来输入，预测系统未来响应，三要素：内部 (预测) 模型、滚动优化、反馈控制。先进控制特点: 基于模型的控制策略；常用于处理复杂的多变量过程控制；先控的实现需要计算机作为平台，在 DCS 或上位机上实现. /预测控制的特点: 采用的是不断在线滚动优化，而且在优化过程中不断通过实测系统输出与预测模型输出的误差来进行反馈校正建模方便, 不需要深入了解过程内部机理非最小化描述的离散卷积和模型, 有利于提高系统的鲁棒性滚动的优化策略, 较好的动态控制效果不增加理论困难, 可推广到有约束条件、大纯滞后、非最小相位及非线性等过程是一种计算机优化控制算法. 对模型要求不高, 鲁棒性可调, 可处理约束动态矩阵控制 (DMC(阶跃响应序列)) 模型算法控制 (MAC(脉冲)) 广义预测控制 (GPC) /前馈控制器 (FFC)/模糊控制 (FC)/先进控制是对那些不同于常规单回路控制，并具有比常规 PID 控制更好的控制效果的控制策略的统称，而非专指某种计算机控制算法改善过程动态控制的性能，减少过程变量的波动幅度，将生产装置推向更接近其约束边界条件下运行, 优点: 增强装置运行的稳定性和安全性、保证产品质量的均匀性、提高目标产品收率、增加装置处理量、降低运行成本、减少环境污染。特点: 基于模型、用于处理复杂的多变量过程控制问题、(大时滞、多变量耦合、多约束等) 需要足够的计算能力。模型预测启发控制 MPHC, 自回归移动平均模型 ARMA，差分自回归移动平均模型 ARIMA。先进控制的核心内容：(1) 数据的采集、处理和软测量技术;(2) 多变量动态过程模型辨识;(3) 先进控制策略: 解决有约束多变量过程的协调控制问题，主要采用带协调层的多变量预测控制策略;(4) 先进控制的实施