

寄语：今天是 2013 年 12 月 13 日，距 2013 年结束仅剩 17 天。分专业整整一年，我们每个人都有责任让自动化变得更好。

本复习材料由全体班委根据老师讲稿整理而成，由于时间仓促，并没有充足时间校对，所以肯定有不少错误。具体章节复习材料由班委负责解释，大家有什么疑问直接联系班委。

最后，感谢所有同学的付出。祝愿班级越来越好！

2011 级自动化 2 班班委

2013 年 12 月

计算机控制系统数学基础(由洪振明整理并负责解释)

1. 差分方程（对应发的讲义 P61--64）：

在离散系统中，则用差分方程、脉冲传递函数和离散状态空间表达式三种方式来描述。

差分方程的求解：

1. 差分方程的经典解法：齐次方程的通解+非齐次方程的一个特解。

【例 3.1】求解差分方程 $y(k+2) - 5y(k+1) + 6y(k) = 0$

初始条件为 $y(1) = 5, y(2) = 9$

解：上式的特征方程为 $\lambda^2 - 5\lambda + 6 = 0$

特征根： $\lambda_1 = 2, \lambda_2 = 3$

齐次方程的通解： $y(k) = l_1 \lambda_1^k + l_2 \lambda_2^k = l_1 \times 2^k + l_2 \times 3^k$

把两个初始条件分别代入上式，得到系数的值，所以差分方程的通解为 $y(k) = 3 \times 2^k - \frac{1}{3} \times 3^k$

因差分方程的右边为零，故其特解为零。

2. 差分方程的迭代解法：由前一时刻的已知结果，递推出后一时刻的待求值。

【例 3.2】已知离散系统的差分方程为 $y(k+1) - 2y(k) = r(k)$

初始条件 $y(0)=0, r(k)=\{r(0), r(1), r(2), \dots\} = \{1, 0, 1, 0, 1, 0, \dots\}$ ，

求方程的解。

解： $y(k+1) = 2y(k) + r(k)$

当 $k=0$ 时 $y(1) = 2y(0) + r(0) = 1$

当 $k=1$ 时 $y(2) = 2y(1) + r(1) = 2$

当 $k=2$ 时 $y(3) = 2y(2) + r(2) = 5$

依次类推，方程可求解。

2. z 变换（对应发的讲义 P65--68）：
$$F^*(s) \Big|_{s=\frac{1}{T} \ln z} = F(z) = \sum_{k=0}^{\infty} f(kT)(e^{Ts})^{-k} = \sum_{k=0}^{\infty} f(kT)z^{-k}$$

先将差分方程经 z 变换后成为 z 的代数方程，然后求出未知序列的 z 表达式 $Y(z)$ ，最后查 z 变换表或用其他方法求得 $y(k)$ 。

平移定理：
$$Z[f(t - nT)] = z^{-n} F(z)$$

初值定理：
$$f(0) = \lim_{z \rightarrow \infty} F(z)$$

终值定理：
$$\lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = \lim_{z \rightarrow 1} \left(\frac{z-1}{z} \right) F(z) = \lim_{z \rightarrow 1} (1 - z^{-1}) F(z)$$

3. 逆 z 变换（对应发的讲义 P68--70）：

所谓逆 z 变换, 是已知 z 变换表达式 $F(z)$, 求相应离散序列 $f(kT)$ 的过程。常用的 z 反变换法有如下三种: **部分分式展开法**; **幂级数展开法(长除法)**; **留数计算法**

部分分式展开法: 具体方法和求拉氏变换的部分分式展开法类似, 分为特征方程无重根和有重根两种情况。

无重根: 【例 3.4】 求 $F(z) = \frac{z}{z^2 - 3z + 2}$ 的反变换。

解: 由于 $\frac{F(z)}{z} = \frac{1}{z^2 - 3z + 2} = \frac{1}{z - 2} - \frac{1}{z - 1}$

故有 $f(t) = (2)^{\frac{t}{T}} - (1)^{\frac{t}{T}}$

即 $f(kT) = (2)^k - 1$
有重根: 【例 3.5】 求 $F(z) = \frac{-3 + z^{-1}}{1 - 2z^{-1} + z^{-2}}$ 的反变换。

解: $F(z)$ 的特征方程为 $F(z) = \frac{-3 + z^{-1}}{1 - 2z^{-1} + z^{-2}} = \frac{A}{(1 - z^{-1})^2} + \frac{B}{(1 - z^{-1})}$, 所以特征方程有两重根。

设 $F(z) = \frac{-3 + z^{-1}}{1 - 2z^{-1} + z^{-2}} = \frac{A}{(1 - z^{-1})^2} + \frac{B}{(1 - z^{-1})}$

其中 A, B 为 $A = (1 - z^{-1})^2 F(z) \Big|_{z^{-1}=1} = (-3 + z^{-1}) \Big|_{z^{-1}=1} = -2$

$$B = \frac{d}{dz} [(1 - z^{-1})^2 F(z)] \Big|_{z^{-1}=1} = \frac{d}{dz} [-3 + z^{-1}] \Big|_{z^{-1}=1} = -1$$

所以有 $F(z) = \frac{-3 + z^{-1}}{1 - 2z^{-1} + z^{-2}} = \frac{-2}{(1 - z^{-1})^2} + \frac{-1}{(1 - z^{-1})}$

由于在表中查不到上式第一项的 z 反变换, 故将上式两边都乘 z^{-1} $z^{-1}F(z) = \frac{-2z^{-1}}{(1 - z^{-1})^2} + \frac{-z^{-1}}{(1 - z^{-1})}$

由于 $Z^{-1}[\frac{-2z^{-1}}{(1 - z^{-1})^2}] = -\frac{2}{T}t$, $Z^{-1}[\frac{-z^{-1}}{(1 - z^{-1})}] = -1(t - T)$

故有 $f(t) = -\frac{2}{T}(t + T) - 1(t)$

即 $f(kT) = -2(k + 1) - 1$

幂级数展开法:

【例 3.6】 求下式的 z 反变换 $F(z) = \frac{z^2 + 2z}{z^2 - 2z + 1}$

解: $F(z) = \frac{z^2 + 2z}{z^2 - 2z + 1} = \frac{1 + 2z^{-1}}{1 - 2z^{-1} + z^{-2}}$

长除格式
$$\begin{array}{r} 1 + 4z^{-1} + 7z^{-2} + \dots \\ 1 - 2z^{-1} + z^{-2} \overline{) 1 + 2z^{-1}} \end{array}$$

$$\begin{array}{r} 1 - 2z^{-1} + z^{-2} \\ \hline 4z^{-1} - z^{-2} \end{array}$$

$$\begin{array}{r} 4z^{-1} - z^{-2} \\ \hline 4z^{-1} - 8z^{-2} + 4z^{-3} \end{array}$$

$$\begin{array}{r} 4z^{-1} - 8z^{-2} + 4z^{-3} \\ \hline 7z^{-2} - 4z^{-3} \end{array}$$

$$\begin{array}{r} 7z^{-2} - 4z^{-3} \\ \hline \end{array}$$

由长除结果得： $f^*(t) = \delta(t) + 4\delta(t-T) + 7\delta(t-2T) + \dots$

4.开环脉冲传递函数（对应发的讲义 P73--76）::

串联环节之间有采样开关情况：

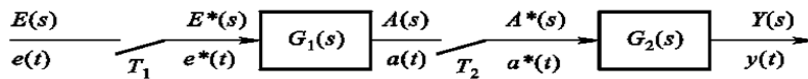


图3.5 串联环节之间有采样开关

$$Y(s) = G_2(s)A^*(s) \quad Y(z) = G_2(z)A(z)$$

$$A(s) = G_1(s)E^*(s) \quad A(z) = G_1(z)E(z)$$

$$Y(z) = G_2(z)G_1(z)E(z)$$

串联环节之间无采样开关情况

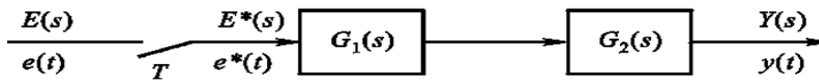


图3.6 串联环节之间无采样开关

$$Y(s) = G_2(s)G_1(s)E^*(s) \quad Y(z) = G_2G_1(z)E(z)$$

此时开环脉冲传递函数为 $G(z) = G_2G_1(z) = Z[G_2(s)G_1(s)]$

输入处无采样开关情况

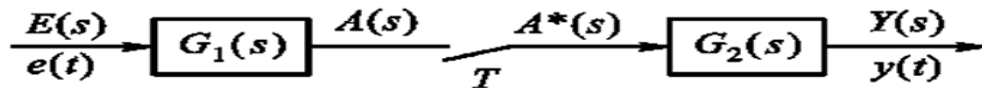


图3.7 输入处无采样开关

$$Y(s) = G_2(s)A^*(s) \quad Y(z) = G_2(z)A(z)$$

$$A(s) = G_1(s)E(s) \quad A(z) = G_1E(z) = Z[G_1(s)E(s)]$$

所以: $Y(z) = G_2(z)G_1E(z)$

当输入处无采样开关时，求不出输出对输入的脉冲传递函数，只能求出输出采样信号的 z 变换。

闭环脉冲传递函数

由于采样开关的配置不同，因此闭环离散系统没有统一的结构形式。

闭环脉冲传递函数的分析方法与开环脉冲传递函数类似

第三章 过程通道和数据采集系统（由林学敏整理并负责解释）

3.11 信号的采样

把时间连续的信号转换为一连串时间不连续的脉冲信号，这个过程称为“采样”，又称为“抽样”、“取样”采样后的脉冲信号称为采样信号，采样信号在时间轴上是离散的，但在函数轴上仍是连续的

香农（Shannon）采样定量：若信号的最高频率为 f_{max} ，只要采样频率 $f \geq 2f_{max}$ ，采样信号就能唯一复现原信号。

量化：采样信号经过整量化成为数字信号的过程称为整量化过程

整量化过程是一个数值分层过程。四舍五入过程

量化单位 q 是 A/D 转换器最低位二进制位（LSB）所代表的物理量，量化误差为 $\pm q$

采样信号与数字信号的区别-前者的幅值是断续的。实际应用中, $f \geq (5 \sim 10)f_{max}$

编码

把量化信号转换为二进制代码的过程称为编码 编码的任务由 A/D 转换器完成

双极性(正负)信息的 3 种表示方法符号—数值码— 偏移二进制码 — 补码表示法
符号—数值码

数值为正时，符号位为 0；数值为负时，符号位为 1。

偏移二进制码

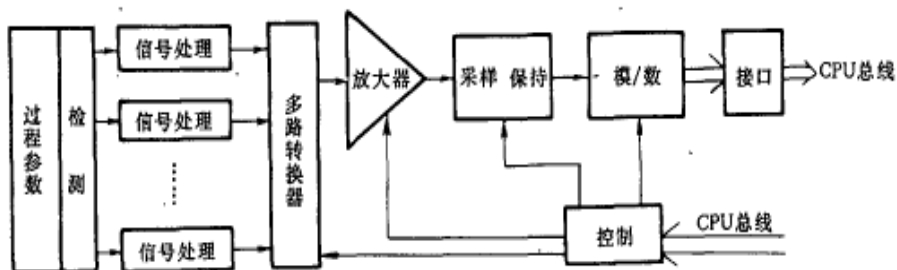
用满刻度来加以偏移。符号位在正值（包括零在内）时，均为 1；而在负值时，均为 0。

补码表示法

其符号位的特征正好与偏移二进制码相反，而数值相同。

3.2 模拟量输入通道的一般组成

一般由信号处理、多路转换器、放大器、采样/保持器和 A/D 转换器组成



多路转换器

当多个信号共用一个 A/D 转换器时，就需要这个器件

理想工作状态：开路电阻无穷大，导通电阻为 0。要求切换速度快。

两大类：— 机械触点式，干簧继电器，机械振子继电器

— 电子开关式，晶体管开关,集成电路开关，场效应管

3.2.4 采样/保持器

作用：在采样时，其输出能够跟随输入变化；而在保持状态时，能使输出值不变。

A/D 转换器完成一次转换过程的时间称为转换时间;转换期间将引起误差;误差估计:

$V_f = 5V$; 12 位的 A/D;基准电压 10.24V; 量化误差为最低位的一半; 转换时间 0.1ms.则信号最高频率为

$$\begin{aligned} V &= V_f \sin 2\pi f t; \Delta V = 2\pi f V_f \cos 2\pi f t \Delta t \\ \Delta V &= \frac{1}{2} \frac{10.24}{2^{12}} = 1.25 \text{ mV} \\ \Delta V &= 2\pi f V_f \Delta t \leq \Delta E \\ \Delta t &\leq \frac{\Delta V}{2\pi f V_f}; f \leq \frac{\Delta V}{2\pi V_f \Delta t} \\ f_{\max} &\leq \frac{\Delta V}{2\pi V_f \Delta t} = \frac{1.25 \times 10^{-3}}{2\pi \times 5 \times 10^{-4}} = 0.5 (\text{Hz}) \end{aligned}$$

3.3.1D/A 与 A/D 转换器技术

E 为基准电压; S_1 --- S_4 为晶体管位切换开关, 受二进制各位状态控制 ; 相应位为“0”, 开关接地; 相应位为“1”, 开关接 E

$2^n R$ 为权电阻网络, 其阻值与各位权相对应, 权越大, 电阻越大(电流越小), 以保证一定权的数字信号产生相应的模拟电流

运算放大器的虚地按二进制权的大小和各位开关的状态对电流求和
设输入数字量为 D , 采用定点二进制小数编码, D 可表示为:

$$D = a_1 \cdot 2^{-1} + a_2 \cdot 2^{-2} + \dots + a_n \cdot 2^{-n} = \sum_{i=1}^n a_i \cdot 2^{-i}$$

当 $a_i = 1$ 时, 开关接基准电压 E , 相应支路产生的电流为

$$I_i = \frac{E}{R_i} = 2^{-i} \cdot I$$

当 $a_i = 0$ 时, 开关接地, 相应支路中没有电流。

因此, 各支路电流可以表示为 $I_i = I \cdot a_i \cdot 2^{-i}$

这里 $I = 2 \cdot E/R$

运算放大器输出的模拟电压为:

$$\begin{aligned} U &= -\sum_{i=1}^n I_i \cdot R_f = -\sum_{i=1}^n I \cdot a_i \cdot 2^{-i} \cdot R_f = -I \cdot R_f \cdot D \\ &= -\frac{2E}{R} \cdot R_f \cdot (a_1 \cdot 2^{-1} + a_2 \cdot 2^{-2} + \dots + a_n \cdot 2^{-n}) \end{aligned}$$

可见, D/A 转换器的输出电压 U 正比于输入数字量 D

缺点: 位数越多, 阻值差异越大

运算放大器的满度输出为:

$$U_{FS} = -\left(\frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \frac{1}{8} + \frac{1}{16}\right) \cdot I_{REF} \cdot R = -\frac{15}{16} I_{REF} \cdot R$$

这里满度输出电压(流)比基准电压(流)少了 $1/16$, 是因端电阻常接地造成的, 没有端电阻会引起译码错误

对 n 位 D/A 转换器而言, 其输出电压为

$$U = -I_{REF} \cdot R \cdot (a_1 \cdot 2^{-1} + a_2 \cdot 2^{-2} + \dots + a_n \cdot 2^{-n})$$

◆ 4 位权电阻网络 D/A 转换器原理图

常用 A/D 转换方式:

逐次逼近式: 转换时间短, 抗扰性差 (电压比较)

ADC0809 (8 位), AD574 (12 位)

双斜率积分式: 转换时间长, 抗扰性好 (积分)

MC14433 (11 位), ICL7135 (14 位)

计数—比较式: 转换速度慢, 抗扰性差, 较少采用

逐次逼近式 A/D 转换原理图

采用对分搜索原理来实现 A/D 转换

主要由逐次逼近寄存器 SAR、D/A 转换器、电压比较器、时序及控制逻辑等部分组成

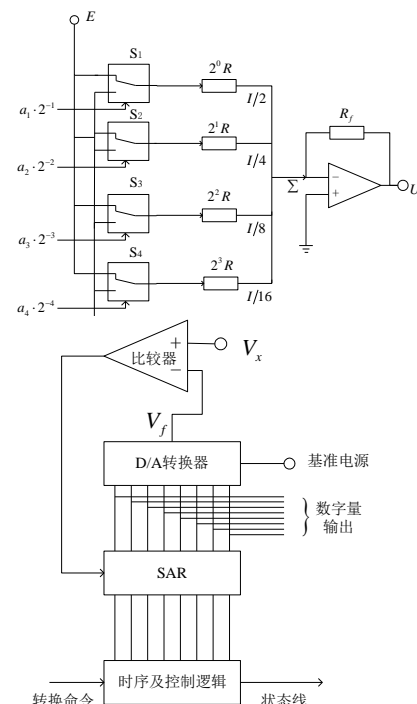
工作过程: 逐次把设定在 SAR 中的数字量

所对应的 D/A 转换器输出的电压,

与要被转换的模拟电压进行比较,

比较时从 SAR 中的最高位开始,

逐次确定各数码位是“1”还是“0”, 最后, SAR 中的内容就是与输入的模拟电压对应的二进制



数字代码

◆ 以 4 位 A/D 转换器为例, 说明其逐次逼近过程的原理:

LSB 所代表的信号电压为 $0.25v$ (满量程, $4/2^4$), 模拟输入电压为 $1.8v$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{一: } D_3 = 1, (1000), V_f = 2^3 * 0.25 = 2v, V_x < V_f, \text{清除} \\ \text{二: } D_2 = 1, (0100), V_f = 2^2 * 0.25 = 1v, V_x > V_f, \text{保留} \\ \text{三: } D_1 = 1, (0110), V_f = (2^2 + 2^1) * 0.25 = 1.5v, V_x > V_f, \text{保留} \\ \text{四: } D_0 = 1, (0111), V_f = (2^2 + 2^1 + 2^0) * 0.25 = 1.75v, V_x > V_f, \text{保留} \end{array} \right.$$

这里误差为 $0.05v$ 。SAR 位数越多, 越逼近, 但转换时间也越长

A/D 转换器的主要技术指标

分辨率 — 能对转换结果发生影响的最小输入量, 通常用数字量的位数来表示(如: 8 位或 $1/2^8$, LSB) — 分辨率越高, 转换时对输入模拟信号的变化反应就越灵敏

量程(与全一值区别) — 所能转换的电压范围

精度

— 转换后所得结果相对于实际值的准确 — 有绝对精度和相对精度之分

— 常用数字量的位数作为度量绝对精度的单位, — 用百分比表示相对精度

转换时间 — 积分型 毫秒级, 逐次比较 微秒级(1~200)

D/A 转换器的主要技术参数

分辨率: 同 A/D

稳定时间 — 输入数字信号的变化是满量程时, 输出信号达到稳定 (离终值 $\pm 1/2\text{LSB}$)

所需的时间, ns 或 ms

输出电平 — 不同型号其输出电平相差很大, $5\sim 10v$; $24\sim 30v$ 或者 $20mA, 3A$

输入编码: 二进制码、BCD 码、双极性时的各种码等

调零和增益校准

大多数转换器都要进行调零和增益校准; 一般先调零, 然后校准增益, 这样零点调节和增益调整之间就不会相互影响。

调整步骤: 首先在“开关均关闭”的状态下调零, 然后再在“开关均导通”的状态下进行增益校准

◆ D/A 转换器的调整

— 调零: 设置一定的代码, 使开关均关闭, 然后调节调零电路, 直至输出信号为零或落入适当的读数 ($\pm 1/10\text{LSB}$ 范围内) 为止

— 增益校准: 设置一定的代码, 使开关均导通, 然后调节增益校准电路, 直至输出信号读数与满度值减去一个 LSB 之差小于 $1/10\text{LSB}$ 为止

◆ A/D 转换器的调整

— 调零: 将输入电压精确地置于使“开关均关闭”的输入状态对应的输入值高于 $1/2\text{LSB}$ 的电平上, 然后调节调零电路, 使转换器恰好切换到最低位导通的状态

— 增益校准: 将输入电压精确地置于使“开关均导通”的输出状态对应的输入值低 $3/2\text{LSB}$ 的电平上, 然后调节增益校准电路, 使输出位于最后一位恰好变成导通之处

3.5 数据采集系统

◆ 典型的结构方案:

(1) 单通道结构: — 采集现场单一信号, 只需考虑是否要对信号进行滤波、变换, 是否要进行前置放大, 是否要用采样保持器等 — 选择分辨率满足要求的 A/D 转换器来实现

(2) 多通道结构:

— 采用单通道结构方案, 各个模拟信号分别转换, 然后把各通路 A/D 转换器的输

出直接挂在微处理器的总线上，再用译码器进行选择，实现多路转换

— 对采样保持器的输入进行多路转换，共用采样保持器和 A/D 转换器，各模拟信号可以分别进行信号处理

— 对放大器的输入进行多路转换，各通路共用放大器、采样保持器和 A/D 转换器

◆ 采用共用采样保持器和 A/D 转换器的方案

系统组成: 温度传感器采用 Pt100 快速响应薄膜铂电阻; 变送器电路可并行或串行

— 并行: 可同时对多点温度进行测量, 但由于需要多个变送器, 整个系统成本高, 整机所耗功率较大

— 串行: 多个铂电阻共用一个变送器, 整机成本低, 功耗小, 但系统响应时间长

★ 多路转换器

采用 8 片 CD4051, 用 8 位锁存器和 74LS138 译码器进行地址锁存和译码, 选通 64 路开关; 采样保持器选用 LF398; A/D 转换器选用 ADC1211, 通过两片 8212 与微处理器接口; 地址分配: 8 位锁存器地址为 01H, A/D 转换器地址为 02H, 接口片 8212(1) 地址为 03H, 8212(2) 地址为 04H, 采样保持器地址为 05H

第四章 顺序控制和数值控制 (此部分内容 by 洪振明整理, 并负责解释)

顺序控制和数值控制是计算机控制系统中最常见的控制方式

顺序控制:

控制系统根据生产工艺按预先规定的工艺要求, 在各个输入信号的作用下, 使生产过程的各个执行机构自动地按预先规定的顺序动作。

顺序控制器的功能

1. 根据生产过程要求预先确定程序, 使系统在输入信号条件的作用下, 按顺序进行工序转换
2. 根据各工序要求, 控制相应的执行机构动作, 保证过程正常进行

顺序控制器分类:

1. 接触式电气机械元件 (继电器, 接触器触电等);
2. 非接触式原件 (半导体晶体管, 无触点开关, 集成电路等);
3. 可编程控制器;

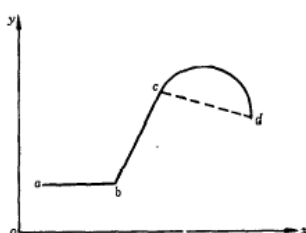
运用举例: 发泡成型机

16 个工步的顺序动作: 合模—填充材料—返排料—模具预热—模具一面加热—模具两面同时加热—模具另一面加热—水冷—排水—放冷—高型—启模—推顶—待合模

— **数值控制:** 用计算机把输入的数字信息按一定的程序进行处理后转换为控制信号, 去控制一个或几个被控制对象, 使被控制点按照某种轨迹运动。

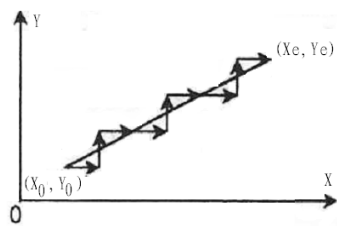
利用数字控制原理实现的**机械加工绘图设备**

- 数字控制机床
- 线切割机
- 数字绘图仪



★ 曲线分段: 图中曲线分为三段, 分别为 ab、bc、cd, a、b、c、d 四点坐标送计算机

★ 插补计算: 给定曲线基点坐标, 求得曲线中间值的数值计算方法。



★ 折线逼近:

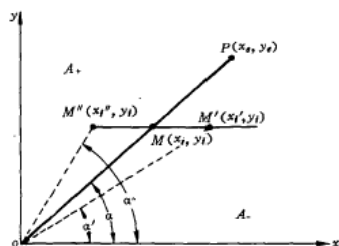
— 根据插补计算出的中间点, 产生脉冲信号驱动 x 、 y 方向上的步进电机, 带动绘图笔、刀具等, 从而绘出图形或加工所要求的轮廓

— 一步长: 刀具对应于每个脉冲移动的相对位置, 用 Δx 、 Δy 表示

x 方向步数: $N_x = (x_e - x_0) / \Delta x$

y 方向步数: $N_y = (y_e - y_0) / \Delta y$

逐点比较法插补原理: 一点一比较, 一步步逼近



偏差计算式: 若点 M 在 OP 直线段上, 则有 $x_m/y_m = x_e/y_e$, 即 $y_m x_e - x_m y_e = 0$, 因此取偏差计算式为 $F_m = y_m x_e - x_m y_e$

★ 偏差判别:

— 若 $F_m = 0$, 则点 M 在 OP 直线段上

— 若 $F_m > 0$, 则点 M 在 OP 直线段的上方

— 若 $F_m < 0$, 则点 M 在 OP 直线段的下方

★ 偏差计算的简化:

— 设加工点在 M 点, 若 $F_m \geq 0$, 这时沿 $+x$ 轴方向走一步至 $M+1$ 点, 则走一步的新坐标为

该点偏差为:

$$F_{m+1} = y_{m+1} x_e - x_{m+1} y_e = y_m x_e - (x_m + 1) y_e = F_m - y_e$$

— 设加工点在 M 点, 若 $F_m < 0$, 这时沿 $+y$ 轴方向走一步至 $M+1$ 点, 则走一步的新坐标为

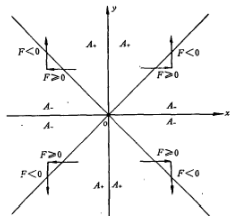
该点偏差为:

$$F_{m+1} = y_{m+1} x_e - x_{m+1} y_e = (y_m + 1) x_e - x_m y_e = F_m + x_e$$

★ 终点判断:

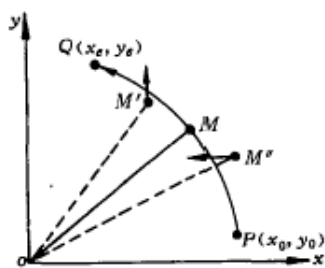
— 双计数器法: 设置 x 、 y 轴两个减法计数器 N_x 和 N_y , 加工前分别存入终点坐标 x_e 和 y_e , x (y) 轴每进给一步则 $N_x - 1$ ($N_y - 1$), 当 N_x 和 N_y 均为 0, 则认为达到终点

— 单计数器法: 设置一个终点计数器 N_{xy} , x 或 y 轴每进给一步则 $N_{xy} - 1$, 当 N_{xy} 为 0, 则认为达到终点



偏差符号 $F \geq 0$			偏差符号 $F < 0$		
直角坐标位置	进给方向	偏差计算	直角坐标位置	进给方向	偏差计算
第一、四象限	$+x$	$F_m = F_m - y_e$	第一、二象限	$+y$	$F_m = F_m + x_e$
第二、三象限	$-x$	$F_m = F_m - y_e$	第三、四象限	$-y$	$F_m = F_m + x_e$

逐点比较法圆弧插补：



偏差定义：

$$M \text{ 点偏差 } F_m = R_m^2 - R^2 = x_m^2 + y_m^2 - R^2$$

★ 偏差判别：

- 若 $F_m = 0$ ，则 M 点在圆弧上
- 若 $F_m > 0$ ，则 M 点在圆弧外
- 若 $F_m < 0$ ，则 M 点在圆弧内

偏差计算的简化（以逆圆弧插补为例）：

— 当 $F_m \geq 0$ 时，向 $-x$ 方向进给一步，新点坐标为

$$(x_{m+1}, y_{m+1}) = (x_m - 1, y_m)$$

$$\text{该点偏差为 } F_{m+1} = F_m - 2x_m + 1$$

— 当 $F_m < 0$ 时，向 $+y$ 方向进给一步，新点坐标为

$$(x_{m+1}, y_{m+1}) = (x_m, y_m + 1)$$

$$\text{该点偏差为 } F_{m+1} = F_m + 2y_m + 1$$

四个象限的圆弧插补：

偏差符号 $F_m \geq 0$				偏差符号 $F_m < 0$			
圆弧象限和进给方向	进给方向	偏差计算	坐标计算	圆弧象限和进给方向	进给方向	偏差计算	坐标计算
SR ₁ , NR ₂	$-y$	$F_{m+1} = F_m - 2y_m + 1$	$x_{m+1} = x_m$	SR ₁ , NR ₄	$+x$	$F_{m+1} = F_m + 2x_m + 1$	$x_{m+1} = x_m + 1$
SR ₃ , NR ₄	$+y$	$F_{m+1} = F_m - 2y_m + 1$	$y_{m+1} = y_m - 1$	SR ₃ , NR ₂	$-x$	$F_{m+1} = F_m + 2x_m + 1$	$y_{m+1} = y_m$
NR ₁ , SR ₄	$-x$	$F_{m+1} = F_m - 2x_m + 1$	$x_{m+1} = x_m - 1$	NR ₁ , SR ₂	$+y$	$F_{m+1} = F_m + 2y_m + 1$	$x_{m+1} = x_m$
NR ₃ , SR ₂	$+x$	$F_{m+1} = F_m - 2x_m + 1$	$y_{m+1} = y_m$	NR ₃ , SR ₄	$-y$	$F_{m+1} = F_m + 2y_m + 1$	$y_{m+1} = y_m + 1$

步进电机的控制

步进电机：利用电磁铁的作用原理将电脉冲信号转换为线位移或角位移的机电式数模(D/A)转换器。 输入：脉冲。 输出：位移。 脉冲数：决定位移量。 脉冲频率：决定位移的速度。

第五章 PID 控制算法控制算法(冯丽园整理并负责解释)

1、什么是 PID 控制算法？其优点是什么？

答：控制系统中，控制器的输出是其输入的比例、积分、微分的函数，简称 PID 控制

优点：(1) PID 控制技术成熟 (2) 不要求出系统的数学模型 (3) 控制效果好

2、试述 PID 算法的表达式中各项的作用。

答：比例系数 K_p 决定控制

作用的强弱， K_p 加大时可

减少系统的稳态误差，提高系统的动态响应速度，但 K_p 过大会引起振荡或导致系统不稳定。

积分项 K_i/s 用于消除系统的稳态误差，但积分项会使动态过程变慢，增大系统的超调量，使系统的稳定性变坏。

微分 KdS 的控制作用与偏差的变化速度有关。微分能产生超前的校正作用，有助于减少超调和振荡，并能减少调整时间，从而改善系统的动态性能。

2 模拟 PID 调节器

一、模拟 PID 控制系统组成

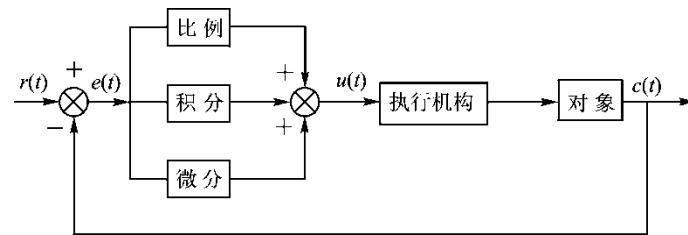


图 5-1-4 模拟 PID 控制系统原理框图

二、模拟 PID 调节器的微分方程和传输函数

1、PID 调节器的微分方程

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right]$$

式中 $e(t) = r(t) - c(t)$

2、PID 调节器的传输函数

$$D(S) = \frac{U(S)}{E(S)} = K_p \left[1 + \frac{1}{T_i S} + T_d S \right]$$

三、PID 算法的两种类型

1、位置型控制——例如图 5-1-5 调节阀控制

$$u(n) = K_p \left\{ e(n) + \frac{T}{T_i} \sum_{i=0}^n e(i) + \frac{T_d}{T} [e(n) - e(n-1)] \right\} + u_0$$

2、增量型控制——例如图 5-1-6 步进电机控制

$$\begin{aligned} \Delta u(n) &= u(n) - u(n-1) \\ &= K_p [e(n) - e(n-1)] + K_p \frac{T}{T_i} e(n) + K_p \frac{T_d}{T} [e(n) - 2e(n-1) + e(n-2)] \end{aligned}$$

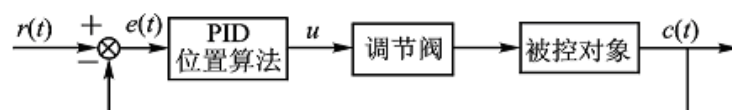


图 5-1-5 数字 PID 位置型控制示意图

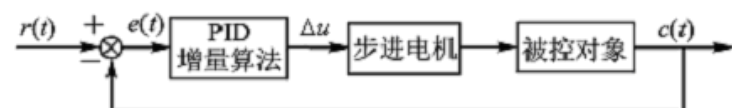


图 5-1-6 数字 PID 增量型控制示意图

1、在数字 PID 中，采样周期如何确定？采样周期的大小对调节品质有何影响？

答：采样周期 T 的确定：由采样定理，采样频率的下限 $f_s \geq 2f_{\max}$ 时，系统可真实恢复原有的信号。实际控制中，采样频率取值都取得较高，一般要根据被测参数的情况进行变化

影响采样周期的因素有以下几个方面：

- (1) **扰动频率**：当扰动频率高时，采样频率应相对提高。
- (2) **被控对象的动态特性**：被控对象的滞后和时间常数应作为考虑的因素，采样周期 T 应与滞后时间基本相符。
- (3) **控制的回路数**：当回路多时，采样周期应加大
- (4) 其它 如采用的算法和执行器的类型、控制的精度等因素。

2、PID 控制中，为何需要参数整定？简述临界比例法、试凑法的操作过程。

答：工业生产过程中，对于生产装置的温度、压力、流量、液位等工艺变量常常要求维持在一定的数值上，或按一定的规律变化，以满足生产工艺的要求。PID 控制器是根据 PID 控制原理对整个控制系统进行偏差调节，从而使被控变量的实际值与工艺要求的预定值一致。不同的控制规律适用于不同的生产过程，必须合理选择相应的控制规律，否则 PID 控制器将达不到预期的控制效果。

试凑法

此方法是通过仿真或实际运行，观察系统对典型输入作用的响应曲线，根据 PID 各参数对系统的控制作用，反复调节试凑得到满意的结果为止。

试凑时按先比例、后积分、再微分的次序进行。

- (1) 调整比例系数 KP，由小变大观察响应曲线的变化，达到满意为止。
- (2) 当 KP 不能达到控制效果时，须加入积分环节。将积分时间常数，由大逐渐减小，并适当调整 KP，观察系统特性，使其保持在良好的动态特性下消除稳定误差 Ess。
- (3) 若动态特性不能满意，则再加入微分环节，调整时，将微分时间常数由小到大，观察系统特性。(4) 按步骤(1)，(2)反复试凑，直到满意为止。

3、临界比例法

该方法是一种简易的工程整定方法。临界比例法是基于模拟调节器使用的一种 PID 参数整定方法，操作的步骤如下：

- (1) 选择一个足够短的采样周期；
- (2) 将 输入到计算机控制系统，只取比例控制，逐步缩小比例度，直到系统产生等幅振荡，此时的比例度 δu 称临界比例度，相应的振荡周期 T_u 称为临界振荡周期。
- 3) 选择控制度：控制度指 DDC 的控制效果与模拟调节器控制效果之比，评价函数用误差平方积分表示。

$$\text{控制度} = \frac{\left[\int_0^{\infty} E^2(t) dt \right]_{DDC}}{\left[\int_0^{\infty} E^2(t) dt \right]_{\text{模拟}}}$$

对于模拟系统，其误差平方积分可按记录纸上的图形面积计算，而 DDC 系统可用计算机计算。通常当控制度为 1.05 时，表示 DDC 系统和模拟系统的控制效果相当。

- (4) 根据控制度，查表可求出 T、KP、KI 和 KD 值。
- (5) 按照上方法求得的参数，通过实际运行观察控制效果，必要时可适当调整参数，直到获得满意的效果为止。

达林算法 (谭玉政整理并负责解释)

1. 设 $G_o(s) = \frac{e^{-2s}}{s(s+1)}$, $T=1s$, 试用大林算法设计单位阶跃输入时数字控制器 $D(z)$ 。设等效闭环系统的时间

常数 $T_0=2s$ 。设计的大林数字控制器存在振铃现象吗? 如何消除?

解:

包括采样保持器在内的广义对象的脉冲传递函数为

$$G(z) = \frac{0.368(1+0.718z^{-1})z^{-3}}{(1-z^{-1})(1-0.368z^{-1})}$$

现在构成 $T_0=2s$ 的一阶闭环系统, 纯滞后也为 $2s$ 。

$$\Phi(s) = \frac{e^{-2s}}{2s+1} = \frac{e^{-2s}}{2s+1} = \frac{0.5e^{-2s}}{s+0.5}$$

$$\Phi(z) = Z \left[\begin{matrix} 1-e^{-s} & 0.5e^{-2s} \\ s & s+0.5 \end{matrix} \right] = \frac{0.393z^{-3}}{1-0.607z^{-1}}$$

$$D(z) = \frac{\Phi(z)}{G(z)[1-\Phi(z)]} = \frac{1.068(1-z^{-1})(1-0.368z^{-1})z^{-3}}{(1+0.781z^{-1})(1-0.607z^{-1}-0.393z^{-3})}$$

存在振铃现象, 将 $D(z)$ 中的因子 $1+0.718z^{-1}$ 改为 $1+0.718$ 即可。修改后的 $D(z)$ 为:

$$D(z) = \frac{0.622(1-z^{-1})(1-0.368z^{-1})z^{-3}}{1-0.607z^{-1}-0.393z^{-3}}$$

由上面给出的例子可以看出, 达林算法主要计算点在 $G(Z)$, $\Phi(Z)$, $D(Z)$ 的求法, 然后判断是否有振铃现象, 怎么消除振铃现象等等

(1) 被控对象为带纯滞后的一阶惯性环节:

计算步骤:

1. 由求采样保持器内的广义脉冲传递函数 $G(Z)$:

$$\begin{aligned} G(Z) &= (1-Z^{-1}) \times Z \left[\frac{1}{s} G_0(s) \right] \\ &= \left[\frac{1-e^{-Ts}}{s} \frac{e^{-2s}}{s(s+1)} \right] \\ &= Z^{-(L+1)} \frac{1-e^{-T/T_r}}{1-e^{-T/T_r}Z^{-1}} \end{aligned}$$

2. 假定被控对象有 L 个采样周期的纯滞后, (期望的) Z 阶惯性环节的时间常数为 T , 则期望的闭环 Z 传递函数为:

$$\begin{aligned} \Phi(Z) &= Z^{-L} \times \frac{1-\sigma Z^{-1}}{1-\sigma Z^{-1}} \\ &= Z^{-(L+1)} \times \frac{1-e^{-\frac{T}{T_r}}}{1-e^{-\frac{T}{T_r}}Z^{-1}} \end{aligned}$$

4.相应的数字控制器的传递函数: $D(Z) = \frac{1}{G(Z)} \frac{\phi(Z)}{1 - \phi(Z)}$

(2)被控对象为带纯滞后的二阶惯性环节:

$$G(Z) = KZ^{-(L+1)} \frac{C_1 + C_2 Z^{-1}}{(1 - e^{-T/T_1} Z^{-1})(1 - e^{-T/T_2} Z^{-1})}$$

$$C_1 = 1 + \frac{1}{T_2 - T_1} (T_1 e^{-T/T_1} - T_2 e^{-T/T_2})$$

$$C_2 = e^{-T(1/T_1 + 1/T_2)} + \frac{1}{T_2 - T_1} (T_1 e^{-T/T_2} - T_2 e^{-T/T_1})$$

$\Phi(Z)$, $D(Z)$ 求法同上

$$Y(Z) = R(Z)\phi(Z) \quad U(Z) = \frac{Y(Z)}{G(Z)}$$

(1)振铃现象及其消除

◆所谓振铃现象,是指数字控制器的输出 $u(k)$ 以 $2T$ 大幅度上下摆动。振铃幅度表示为 RA

◆振铃现象对系统的输出几乎无影响,但会增加执行机构的磨损,并影响多参数系统的稳定性

◆振铃现象与被控对象的特性、闭环时间常数、采样时间、纯滞后时间的大小等有关

★消除方法 1: 找出 $D(z)$ 中引起振铃的因子 ($z = -1$ 附近的极点), 令其中的 $z = 1$ 。系统稳态值不变,但瞬态特性会变化,数字控制器的动态性能也会影响

★方法 2: 通过选择采样时间 T 和闭环系统时间常数,使系统振铃幅度抑制在最低限度内

(2)振铃现象产生的根源:

$$\text{由于, 令 } Y(Z) = R(Z)\phi(Z) = U(Z)G(Z) \quad \phi_U(Z) = \frac{\phi(Z)}{G(Z)}$$

$$\text{则 } U(Z) = \phi_U(Z)R(Z),$$

对单位阶跃输入, $R(Z) = \frac{1}{1 - Z^{-1}}$, 它有极点 $z = 1$, 如果 $\phi_U(z)$ 的极点在负实轴上, 且与 $z = -1$ 接近, 则上述两个极点造成的输出瞬态项在不同的时刻可能叠加也可能抵消, 导致输出出现波动

★规律:

- 极点距离 $z = -1$ 越近, 振铃现象越严重
- 单位圆内右半平面的零点会加剧振铃现象
- 单位圆内右半平面的极点会减弱振铃现象

1.对带纯滞后的一阶惯性环节

其极点, Z 不在负实轴上 0 因此不会出现振铃现象

2.对带纯滞后的二阶惯性环节

第一个极点, 不会出现振铃现象

第二个极点, 由于 $Z = -C_2/C_1$

$$\lim_{r \rightarrow 0} \left(-\frac{C_2}{C_1} \right) = -1$$

将引起振铃