

中国计算机应用文集

(6)

DJS100系列机辅助设计、图形处理专辑

中國計算機用戶協會



00201

中国计算机应用文集

第 六 集

DJS100 系列机辅助设计、图形处理专辑

中国计算机用户协会

前言

在党和国家政府的领导和关怀下,我国计算机事业正在迅速发展,我国自行设计和生产的DJS100系列电子计算机历经了十个寒秋,十年来广大计算机工作者为了发展民族计算机工业,振兴中华,他们付出了辛勤劳动,克服了重重困难,设计生产了我国第一个与国际优选系列兼容的国产小型计算机系列——DJS100,结出了累累硕果;十年来各行各业为了加速祖国的现代建设,积极推广计算机的应用,使DJS100系列计算机在各个领域大显神通,取得了一大批有水平、有效益的应用成果;十年来,在DJS100系列计算机不断提高和完善的同时,她又象一只摇篮,培养造就了一批又一批计算机研制和应用的软、硬件技术人材,为民族计算机事业做出了巨大贡献。

在DJS100系列计算机诞生十周年之际,为全面总结DJS100系列计算机研制、生产、应用及技术服务等方面的经验教训,加强技术交流;促进软、硬件及其应用成果的共享和推广;充分发挥现有资源效益及提高使用效率;密切研制、生产、使用及服务等部门团结与协作,进一步探讨民族计算机工业的发展道路,开创我国计算机事业的新局面,我们编辑了这套《中国计算机应用文集(DJS100系列分辑)》(以下简称《文集》),奉献给广大计算机工作者。

《文集》共分七册,有九部分内容:

1. 100系列计算机的硬件使用维护技术
2. 100系列计算机系统软件的改进与开发
3. 100系列计算机系统软件的分析与使用
4. 100系列计算机在实时控制中的应用
5. 100系列计算机在辅助设计、辅助制造、辅助教学等方面的应用
6. 100系列计算机在事务处理方面的应用
7. 100系列计算机数据库应用技术
8. 100系列计算机在其它方面的应用
9. 100系列计算机十周年庆祝会专集

本套《文集》内容丰富、实用,是100系列计算机十年应用成果的大检阅,对100系列及其他计算机工作者具有一定的实用参考价值。

《文集》的编辑是在计算机工业管理局的直接关怀和指导下,并由:

计算机工业管理局总工程师

中国计算机用户协会秘书长

天津计算机研究所付所长

清华大学计算机系付教授

中科院计算技术研究所高级工程师

中科院物理所高级工程师

计算机工业管理局

中科院电工所北京用户协会会长

华北计算技术研究所

中国计算机用户协会总会办公室

北京市计算机三厂

陈力为

曹长久

赵淑珍

房家固、林行良

曹东启

褚克弘

俞振声、陈正清、吴奇

冯国治

王寿松

周锡卫

华平瀾等同志

组织和领导《文集》的编辑工作。

《文集》由曹长久、周锡卫负责总编,周锡卫、阎二昌二位同志担任《文集》的编辑工作。

天津计算机研究所、中国计算机用户协会北京协会、北京计算机三厂组织部分同志对来稿进行了初审工作。中国计算机用户协会总会办公室侯德方、王敏慧、张端端等同志也为《文集》的编辑出版做了大量工作。在此向为本《文集》积极撰写文稿和对《文集》编辑工作给予支持和付出辛勤劳动的广大工作者表示衷心感谢!

许多单位为本《文集》的出版提供了资助,(具体单位附后)在此一并表示感谢。

由于我们水平有限,加之时间仓促,书中错误在所难免,请广大读者批评指正。

中国计算机用户协会办公室

一九八三年九月

目 录

计 算 机 辅 助 设 计

在DJS131机上进行的双环直流调速系统的CAD.....	张成明 (1)
宽带、高方向性波导定向耦合器的自动设计.....	徐鸿明 (16)
DJS130机应用于感应调压器的辅助设计	山东工学院等 (29)
用DJS131机进行有载电力变压器的系列设计	朱嘉卿 陆臻茜 (38)
计算机辅助电制刀网孔设计.....	北京家用电器研究所 (44)
用BASIC 语言在130机上实现光线追迹程序.....	徐 谐 (49)
计算机辅助洗衣机电机的电磁设计.....	黄鲁淳 (54)
在NRDOS 支持下的门级逻辑模拟系统.....	解永兴 董保华 (63)
《应用瞬态分析程序分析延时线的延时特性》摘要.....	扬颂新 (69)
《计算机排课程序》摘要.....	彭年华 王生举 (70)
《逻辑模拟》摘要.....	王学均 彭寿全 (70)

计 算 机 辅 助 测 试 与 辅 助 制 造

用DJS100系列机控制疲劳试验机的应用软件.....	郑耀坤 朱步平 (70)
航空电源系统动态参数检测研究和数据处理系统介绍	秦岭电工厂47所6室 (74)
FL—23风洞实验测量、控制、处理、自动化系统软件.....	王先明 (80)
CG—01风洞CAMAC自动测控系统软件	李兴学 徐美芝 (86)
SIMCDL: 一个运行在DJS130机和131上的寄存器传输及逻辑模拟器	甘骏人等 (89)
在DJS130机上进行数控气割套料编程简介	殷广鸿 (92)
在ECLIPSE小型计算机上移植和使用集成电路工艺模拟程序SUPREM—II	王碧娟 (97)

工 程 计 算

- 均质土壤降雨喷洒入渗模型的数值计算杨诗秀 雷志栋 (105)
- 重力坝(宽缝重力坝)坝体抗滑稳定及坝缝、坝趾应力计算BASIC语言程序
.....姚耀武 (113)
- 自行车架有限元分析在小型机上的实现过程.....杨安祺 (123)
- 配电网络线损理论计算的BASIC程序设计强衿裕 (132)
- 工程网络图计算程序系统.....王志欣 (139)
- 明渠恒定非均匀流的几个通用程序.....车仲英 (142)
- 风洞测试程序设计语言的调度算法.....陈福厚等 (149)
- 计算药物代谢动力学参数的一种非线性算法及其通用程序.....杨友春等 (154)
- 《给药间隔非恒定时双隔室静注模型药物代谢动力学的有关计算公式》摘要
.....杨春友 (161)

计算机图形处理

- IGES交互图形编辑软件使用说明.....赵致格等 (161)
- 用于LSI CAD的交互式图形编辑软件——IGES.....赵致格等 (173)
- 光笔图形显示程序库 GDSL孙家广 (180)
- BC3—IM1小型数字图象处理系统俞昌 陆守一 (191)
- CGS—3M三维图形软件系统.....苏鸿根 (195)
- PDH计算机绘图系统研究.....中科院电工所 (213)
- CTS—2绘图机实现联机绘图刘治军等 (219)
- CTS—2绘图机基本绘图软件的改进.....杜兆祥 (225)
- SIPS—I型遥感数字图象处理系统的研制.....李志荣等 (230)
- FORTRAN 语言计算机数字图象处理系统徐祖哲等 (238)
- DSK—1系统绘图语言设计及其实现.....孙志挥 (248)
- 《FORTRAN绘图子程序库使用手册》摘要王民等 (260)

在DJS131机上进行的 双环直流调速系统的CAD

西安冶金建筑学院 张成明

摘 要

自动控制的CAD技术是一种快、好、省的设计手段。本文详细论述了离散相似法仿真原理,并按梯形近似法编制了仿真程序。在DJS131终端上对双环直流调速系统进行了仿真研究,对仿真结果在实际装置上进行了实验验证,计算机仿真结果与实验吻合较好。

在仿真研究中,特别注意并提出了PI调节器仿真模型输出的过饱和问题。通过在程序中对状态及输出限制的办法使这一问题得到圆满解决,从而彻底解决了PI调节器的过饱和超调问题,使计算机仿真结果更加合理。

实验证明,本文所提出的方法可行。与以前方法相比,用本文提出的CAD方法调试、设计双环直流调速系统的优点是节省时间、节约能源、可达到更高的性能指标。

一. 引言

随着可控硅技术的不断发展,各种多环直流调速系统,应用越来越广泛,但其设计调试工作,目前大都在实际装置上进行。这样,不仅需要花大量时间,耗费能源,并且由于受测量精度限制,往往得不到最佳的动态性能。与此同时,由于计算机硬件和软件的飞速发展,自动控制的CAD逐渐形成一门独立的学科。如果应用CAD,就可克服上述缺点。CAD技术是一种快、好、省的设计手段,它促进了控制理论在解决各种实际问题中的应用,同时又给控制理论提出了新的课题,推动其进一步发展。在全国第二、三次控制理论及其应用大会上,都将控制系统的CAD列为一个独立课题,成立一个专门小组,进行学术交流和讨论,国内许多研究所、院校已在CAD技术的理论和实践方面取得了不少可喜的成果。

本文针对双环直流调速系统的数学模型,根据面向结构图的离散相似法原理,用BASIC语言,编制了仿真程序。在DJS131机终端上对双环直流调速系统进行了仿真研究,对仿真结果在实际装置上进行实验验证,仿真结果与实验吻合较好。

在仿真研究中,特别注意PI调节器的过饱和问题,并用软件限制办法作了圆满的处理,使仿真结果更加合理。

二. 双环直流调速系统的数学模型

在适当简化处理后,双环直流调速系统的数学模型如图2—1所示,其中。

- I 速度给定滤波;
- II 速度调节器;
- III 电流给定滤波;
- IV 电流调节器;
- V 触发整流装置;
- VI VII 电动机;

Ⅷ 电流反馈滤波；

Ⅸ 速度反馈滤波。

三、面向结构图的离散相似法仿真原理

由于在双环直流调速系统的数学模型中，包含有饱和和非线性环节，我们选用面向结构图的离散相似法，下面简述其原理。

（一）连续系统状态方程的离散化

设连续系统状态方程为：

$$\dot{X} = AX + BU$$

(3-1)

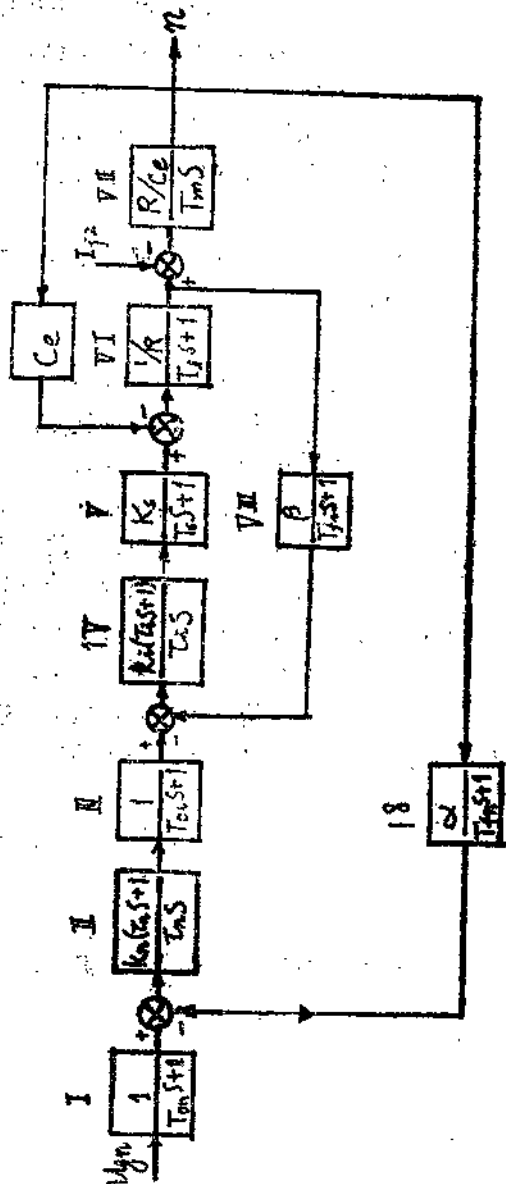


图 2-1 双环直流调速系统的数学模型
注：图中“速度反馈滤波”框图“IX”为“IX”

现在人为地在系统输入及输出端加上采样开关，如图3—1所示，同时，为使输入信号恢复到原来的信号，在输入端还需加一个保持器，设其为零阶保持器，即假定输入 $U(t)$ 的所有分量，在任意采样周期 T 内为常值。

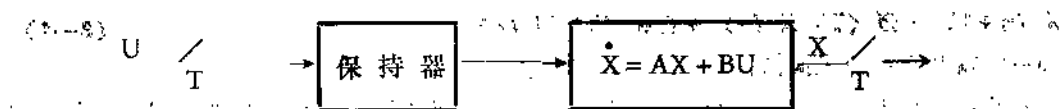


图3—1 连续系统的离散化

对(3—1)用拉氏变换法求解得

$$X(S) = (SI - A)^{-1} X(0) + (SI - A)^{-1} BU(S) \quad (3-2)$$

$$\text{令 } L^{-1}[(SI - A)^{-1}] = e^{At}$$

称为矩阵指数或状态转移矩阵，则(3—2)可写为

$$X(S) = L[e^{At}] X(0) + L[e^{At}] BU(S)$$

对上式进行反变换，并应用卷积公式，可得

$$X(t) = e^{At} X(0) + \int_0^t e^{A(t-\tau)} BU(\tau) d\tau \quad (3-3)$$

这是连续系统状态方程的解，系统离散化后，对于 k 及 $k+1$ 两个采样瞬时

$$X(kT) = e^{AkT} X(0) + \int_0^{kT} e^{A(kT-\tau)} BU(\tau) d\tau \quad (3-4)$$

$$X[(k+1)T] = e^{A(k+1)T} X(0) + \int_0^{(k+1)T} e^{A[(k+1)T-\tau]} BU(\tau) d\tau \quad (3-5)$$

$$(3-5) = e^{AT} \times (3-4)$$

$$X[(k+1)T] = e^{AT} X(kT) + \int_{kT}^{(k+1)T} e^{A[(k+1)T-\tau]} BU(\tau) d\tau \quad (3-6)$$

上式右端积分与 k 无关，故可令 $k=0$ ，又由于在 kT ， $(k+1)T$ 两个采样瞬时之间； $U(\tau) = U(kT)$ ，保持不变，故有

$$X[(k+1)T] = e^{AT} X(kT) + \left[\int_0^T e^{A(T-\tau)} B d\tau \right] U(kT) \quad (3-7)$$

$$\text{令 } e^{AT} = \Phi(T)$$

$$\int_0^T e^{A(T-\tau)} B d\tau = \int_0^T \Phi(T-\tau) B d\tau = \Phi_m(T)$$

则 (3-7) 可改写为

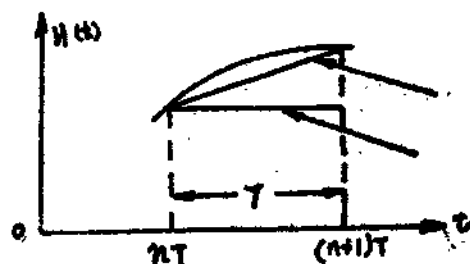
$$X[(k+1)T] = \Phi(T) X(kT) + \Phi_m(T) U(kT)$$

或

$$X(n+1) = \Phi(T) X(n) + \Phi_m(T) U(n) \quad (3-8)$$

(3-8) 就是连续系统离散化后状态方程的解。

上式是假定输入 $U(t)$ 在两个采样时刻保持不变, 即在图3-2所示矩形近似的前题下推导出来的。



图中 3-2 矩形近似与梯形近似

实际上, 在采样周期之内, $U(t)$ 是变化的, 为了减少误差, 可以假定在采样周期内, $U(t)$ 为一斜坡函数, 即用图3-2的梯形近似。这实际上是认为虚拟的采样器之后加了一个三角形保持器。此时, 在 $nT \sim (n+1)T$ 之间, 有一个 $\Delta U_n(\tau)$ 存在。

$$\Delta U_n(\tau) = \frac{U(n+1) - U(n)}{T} \times \tau \approx U(n) \tau \quad (3-9)$$

对应 $\Delta U_n(\tau)$ 的输入, $X(n+1)$ 引起一个变化量

$$\begin{aligned} \Delta X(n+1) &= \int_0^T \frac{A(T-\tau)}{e^{B\tau}} \Delta U_n(\tau) d\tau \\ &= \left[\int_0^T \frac{A(T-\tau)}{e^{B\tau}} B d\tau \right] \dot{U}(n) \\ &= \hat{\Phi}_m(T) \dot{U}(n) \end{aligned} \quad (3-10)$$

其中

$$\hat{\Phi}_m(T) = \int_0^T \frac{A(T-\tau)}{e^{B\tau}} B d\tau \quad (3-11)$$

因此, 采用梯形近似后, (3-8) 就变为

$$X(n+1) = \Phi(T) X(n) + \Phi_m(T) U(n) + \hat{\Phi}_m(T) \dot{U}(n) \quad (3-12)$$

如果已知系统的 A 、 B 矩阵, 则 $\Phi(T)$, $\Phi_m(T)$, $\hat{\Phi}_m(T)$ 矩阵也就可以求得。这样, 利用差分方程 (3-12), 在已知各状态变量初值的情况下, 就可十分容易地求出不同采样时刻各状态变量的值。

(二) 典型环节离散状态方程系数的确定

和所有自动控制系统一样，双环直流调速系统也是由一些典型环节组成。如果我们对每个典型环节都进行离散化处理，那么每个环节都可用(3—8)所表示的差分方程来求解，因此，数字仿真问题就归结为事先求出各典型环节的差分方程的系数阵 $\Phi(T)$ ， $\Phi_m(T)$ 及 $\hat{\Phi}_m(T)$ 的问题。

1. 积分环节

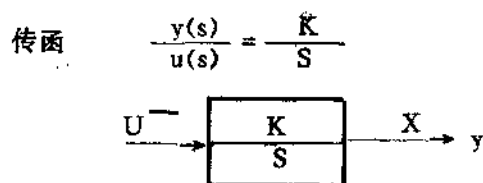


图3—3积分环节的结构图

状态方程 $\dot{X} = KU$

输出方程 $Y = X$

与标准方程(3—1)对比 $A=0$, $B=K$, 因此得 $\Phi(T) = e^{AT} = 1$

$$\Phi_m(T) = \int_0^T e^{A(T-t)} B dt = \int_0^T B dt = \int_0^T K dt = KT$$

$$\hat{\Phi}_m(T) = \int_0^T e^{A(T-\tau)} B d\tau = \int_0^T \tau K d\tau = \frac{KT^2}{2}$$

2. 比例—积分环节

传函 $\frac{y(s)}{u(s)} = \frac{K(bs+1)}{S} = \frac{K}{S} + Kb$

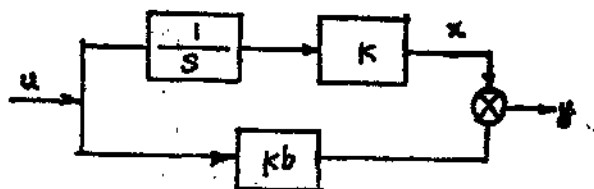


图3—4 比例—积分环节的结构图

状态方程 $\dot{X} = KU$

输出方程 $y = X + KbU$

由积分环节公式求出状态 X ，再由输出方程求 y

3. 惯性环节

传函 $\frac{y(s)}{u(s)} = \frac{K}{s+a}$

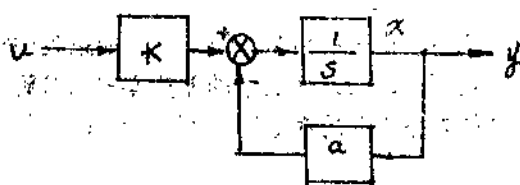


图3—5 惯性环节的结构图

$$\varnothing_m(T) = \int_0^{TA(T-\tau)} B d\tau = \int_0^{T-a(T-\tau)} K d\tau = \frac{K}{a} (1 - e^{-aT})$$

$$\hat{\varnothing}_m(T) = \int_0^T \tau e^{-a(T-\tau)} B d\tau = \int_0^T \tau e^{-a(T-\tau)} K d\tau = \frac{K}{a^2} (e^{-aT} - 1) + \frac{KT}{a}$$

4. 比例—惯性环节

传函 $\frac{y(s)}{u(s)} = K \frac{s+b}{s+a} = K + K \frac{b-a}{s+a}$

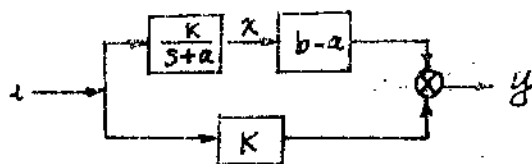


图3—6 比例—惯性环节的结构图

上述结果可用表3—1表示

表3—1

H	状态方程及 输出方程	$\varnothing(T)$	$\varnothing_m(T)$	$\hat{\varnothing}_m(T)$	差 分 方 程
0	$\dot{X} = KU$ $y = x$	1	KT	$\frac{KT^2}{2}$	$X(n+1) = \varnothing(T)X(n) + \varnothing_m(T)U(n)$ $+ \hat{\varnothing}_m(T)\dot{U}(n)$ $y(n+1) = x(n+1)$
1	$\dot{X} = KU$ $y = x + KbU$	1	KT	$\frac{KT^2}{2}$	$X(n+1) = \varnothing(T)X(n) + \varnothing_m(T)u(n)$ $+ \hat{\varnothing}_m(T)\dot{U}(n)$ $y(n+1) = X(n+1) + KbU(n+1) + \dot{U}(n+1)$
2	$\dot{X} = -ax + KU$ $y = x$	e^{-aT}	$\frac{K}{a}(1 - e^{-aT})$	$\frac{K}{a^2}(e^{-aT} - 1) + \frac{KT}{a}$	$X(n+1) = \varnothing(T)X(n) + \varnothing_m(T)U(n)$ $+ \hat{\varnothing}_m(T)\dot{U}(n)$ $y(n+1) = X(n+1)$
3	$\dot{X} = -ax + KU$ $y = (b-a)x + KU$	e^{-aT}	$\frac{K}{a}(1 - e^{-aT})$	$\frac{K}{a^2}(e^{-aT} - 1) + \frac{KT}{a}$	$X(n+1) = \varnothing(T)X(n) + \varnothing_m(T)U(n)$ $+ \hat{\varnothing}_m(T)\dot{U}(n)$ $y(n+1) = X(n+1) + KU(n+1) + KT\dot{U}(n+1)$

在表3—1中, 用H表示环节特性

H=0 积分环节

H=1 比例——积分环节

H=2 惯性环节

H=3 比例惯性环节

(三) 根据各环节传函求闭环系统过渡过程

如果已知上述各典型环节的 $\Phi(T)$, $\varnothing_m(T)$ 及 $\hat{\varnothing}_m(T)$, 就可编制一个通用程序, 只要事先将各个环节的类型、参数、初始条件及连接矩阵送入计算机, 计算机就可求出在输入信号作用下, 各个环节输出量变化的情况。

上已求得, 各典型环节计算状态及输出的公式为

$$H=0 \quad X(n+1) = X(n) + KTU(n) + \frac{KT^2}{2} \dot{U}(n)$$

$$y(n+1) = X(n+1)$$

$$H=1 \quad X(n+1) = X(n) + KTU(n) + \frac{KT^2}{2} \dot{U}(n)$$

$$y(n+1) = X(n+1) + KbU(n) + KbT \dot{U}(n)$$

$$H=2 \quad X(n+1) = e^{-aT}X(n) + \frac{K}{a}(1 - e^{-aT})U(n) + \left[\frac{K}{a^2}(1 - e^{-aT}) - \frac{KT}{a} \right] \dot{U}(n)$$

$$y(n+1) = X(n+1)$$

$$H=3 \quad X(n+1) = e^{-aT}X(n) + \frac{K}{a}(1 - e^{-aT})U(n) +$$

$$+ \left[\frac{K}{a}(1 - e^{-aT}) - \frac{KT}{a} \right] \dot{U}(n)$$

$$y(n+1) = (b - a)X(n+1) + K_0U(n) + KT \dot{U}(n)$$

各环节的输入U可按下述矩阵方程求得

$$U = WY$$

其中

$$U = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_n \end{bmatrix} \quad Y = \begin{bmatrix} y_0 \\ y_1 \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix} \quad W = \begin{bmatrix} w_{10} & w_{11} & \cdots & w_{1n} \\ w_{20} & w_{21} & \cdots & w_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{n0} & w_{n1} & \cdots & w_{nn} \end{bmatrix}$$

W是系统连接矩阵, 其元 w_{ij} 表示第j个环节输出 y_i 与第i个环节输入 u_i 的连接情况。 $w_{ij} = 0$, 表示第j个输出与第i个输入元连接, $w_{ij} = 1$, 表示直接连接, $w_{ij} = \beta$, 表示第j个环节输出经过传函为 β 的一个反馈环节的输入端。

但是, 实际上为方便计, 我们送给计算机的数据, 不是按以上典型环节, 而是按图3—7所示的环节参数, 让计算机自己再判断出环节类型H并求出典型环节的参数 k, a, b , 这由

表3—2及图3—8所示的框图实现。

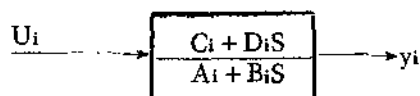


图3—7 给计算机输入数据的典型环节

表3—2

参数	H	1	2	3	4
A	○	○			
B					○
C					
D	○		○		○
$\frac{C+DS}{A+BS}$	$\frac{C}{BS}$	$\frac{C+DS}{BS}$	$\frac{C}{A+BS}$	$\frac{C+DS}{A+BS}$	$\frac{C}{A}$
典型环节	$\frac{K}{S}$	$\frac{1+bS}{S}$	$\frac{1}{s+a}$	$K \frac{b+s}{a+s}$	K
变换式子	$\frac{C}{B} \cdot \frac{1}{S}$	$\frac{C}{B} \left(1 + \frac{D}{C} S \right)$	$\frac{C}{B} \left(\frac{1}{\frac{A}{B} + S} \right)$	$\frac{D}{B} \left(- \frac{\frac{C}{D} + S}{\frac{A}{B} + S} \right)$	$\frac{C}{A}$
a	○	○	$\frac{A}{B}$	$\frac{A}{B}$	○
k	$\frac{C}{B}$	$\frac{C}{B}$	$\frac{C}{B}$	$\frac{D}{B}$	$\frac{C}{A}$
b	○	$\frac{D}{C}$	○	$\frac{C}{D}$	○

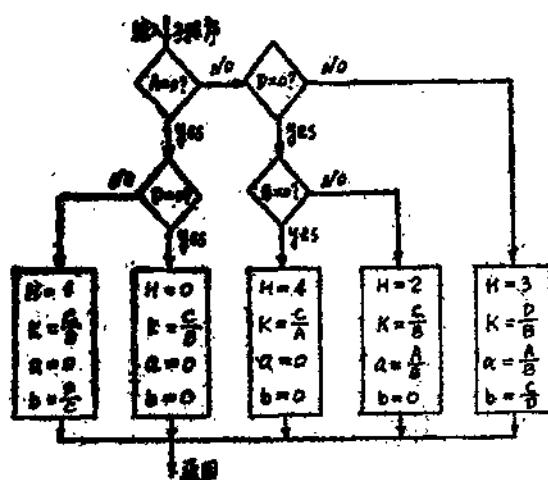


图3—8 转换子程序框图

(四) 饱和非线性环节的仿真

饱和非线性环节特性如图3—9所示，可用图3—10程序框图仿真。

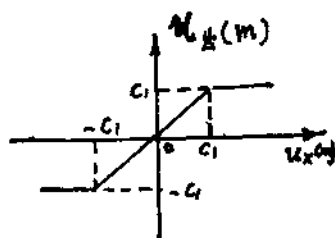


图 3—9 饱和非线性环节特性

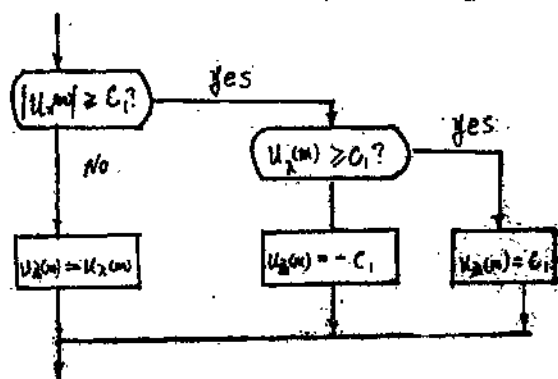


图 3—10 饱和非线性仿真程序框图

用 $Z(I)$ 及 $S(I)$ 表示非线性特性及参数

$Z(I) = 0$ 没有非线性环节 $S(I) = 0$

$Z(I) = 1$ 该环节前有饱和非线性 $S(I) = C_1$

$Z(I) = 4$ 该环节后有饱和非线性 $S(I) = C_1$

考虑非线性后，对每个环节送入的数据为

$A(I)$, $B(I)$, $C(I)$, $D(I)$, $X(I)$, $Y(I)$, $Z(I)$, $S(I)$

(五) 程序框图及仿真程序

综上所述，可得程序框图如图3—11所示，根据框图，我们用BASIC语言编制了仿真程序，在对双环调速系统进行初步计算的基础上，将系统环节数、输入信号幅度、打印间隔、环节数据及连接矩阵送入计算机，计算机打印出电流及速度响应，根据指标修改参数，反复进行计算，就可得到符合指标要求的动态特性及调节器参数。

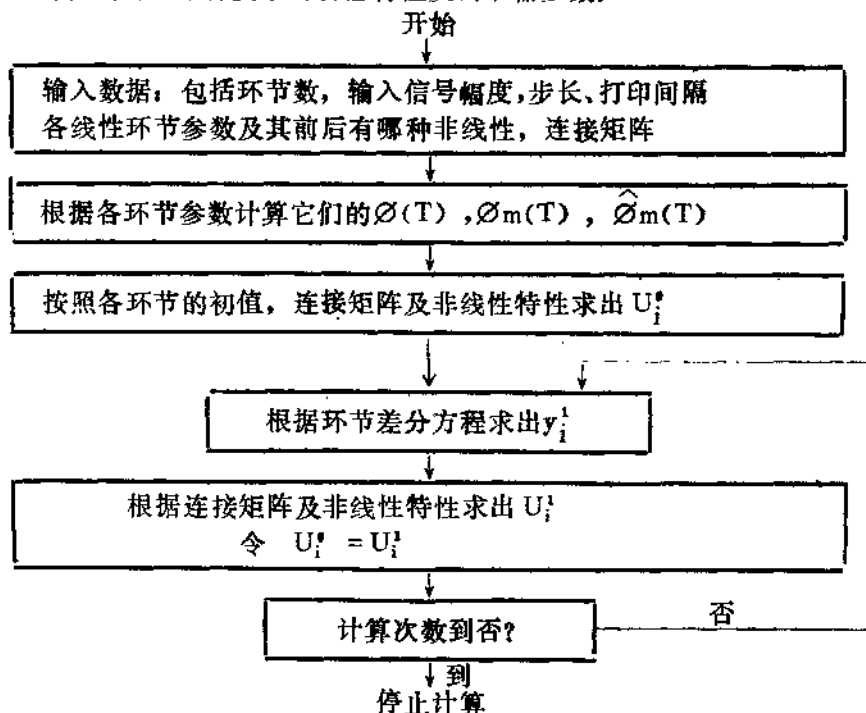


图 3—11 程序框图

四. 遇到的问题及体会

(一) PI调节器输出过饱和问题

在对双环直流调速系统的仿真研究中, 我们首先碰到的一个难题是速度超调过大达60%以上, 不管如何改换调节器及滤波电路参数, 甚至把在实验装置上调试得到的参数换上去, 超调还是压不下来, 这显然存在问题。为了找出原因, 我们对系统中各点的状态及输出逐一作检查, 结果发现PI调节器输出端电压大得惊人, 高达800V以上(图4—1Y(I))。这当然与实际的PI调节器中情况完全不符。在实际电路中(图4—2)由于限幅电路作用, 一旦输出达到限幅值, 就被限制住, 不管输入端电压是否存在, 输出总是不会超过限幅值。而在我

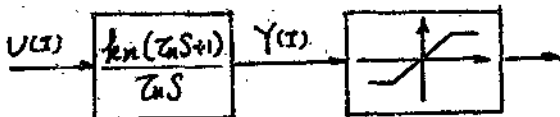


图 4—1 PI调节器仿真模型

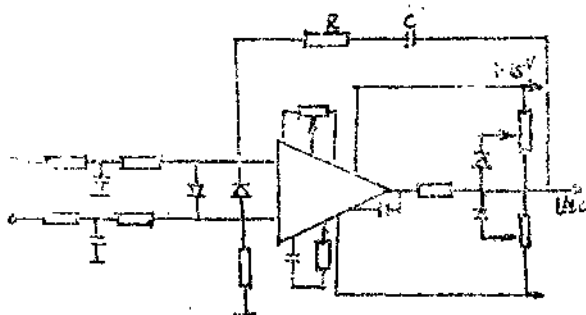


图 4—2 实际的PI调节器电路

们所采用的仿真模型中, 虽然在输出端加了饱和非线性环节, 但非线性环节输入端并不受任何限制, 当达到非线性环节限幅值后, 只要PI调节器输入端还有电压存在, PI调节器输出端, 即非线性环节输入端, 由于积分作用, 电压还要不断上升, 达到非常高的电压值, 如图4—3的H点, 形成调节器的过饱和。当发生速度超调后, 虽然PI调节器输入端电压很快就反号, 但要把PI调节器输出端电压从H降到D₁点以下, 需要相当长的时间, 因而电流长时间不能反号, 速度继续不断上升, 这就是形成速度超调非常大的原因。即速度的过大超调是由于速度调节器长期间不能退饱和所致。

问题弄清楚之后, 我们很快即找到解决办法。在PI调节器计算输出的语句

$$Y(I) = X(I) + B(I) * K(I) * U(I) + B(I) * K(I) * L * V(I)$$

之后, 加了一段限制PI调节器的状态及输出的子程序, 其框图如图4—4所示。由于状态有记忆作用, 必须通过限制状态来限制输出, 光限制输出而不限制状态是不行的。

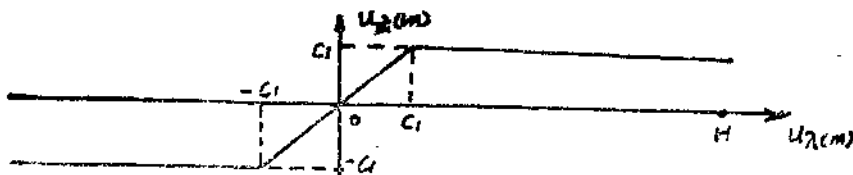


图 4—3 PI调节器过饱和情况

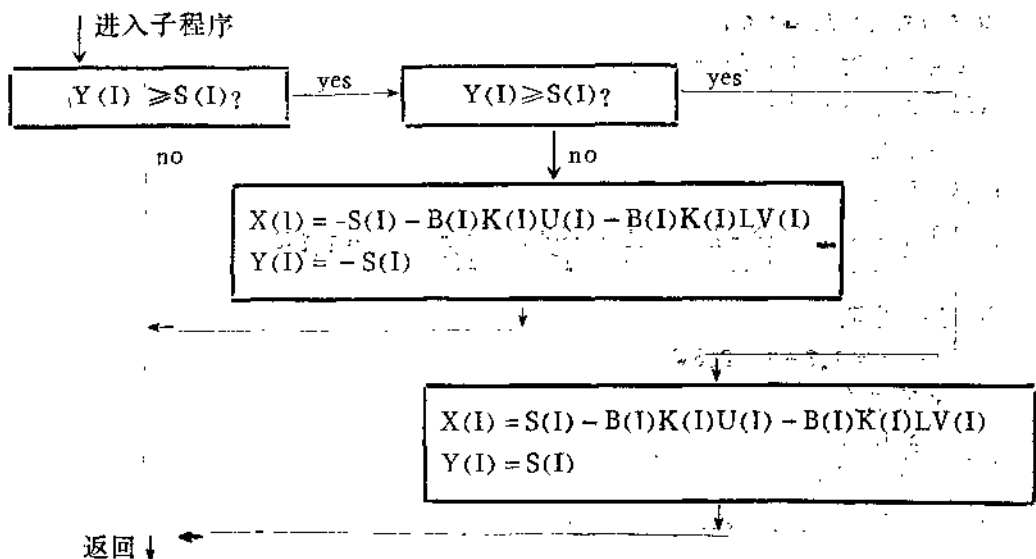


图 4—4 限制PI调节器过饱和的程序框图

经试验证明，程序中采取上述措施之后，调节器的过饱和问题得到圆满解决。速度超调问题也就通过其它措施得到彻底解决。

必须指出，解决调节器过饱和问题的方法，不止上面一种，例如采取对PI调节器输入限制也能达到同样目的，但物理概念不如对状态限制来得明确。

(二) 步长

在对双环直流调速系统的仿真研究中，碰到的另一难题是电流老发生振荡，反复改换电流调节器及滤波电路参数，问题还是得不到解决，最后把步长减小到0.002秒后，问题才解决。我们也发现，三环系统的步长不得大于0.0001秒，因此，仿真时，如何按实际系统选择合适步长是一个值得重视的问题。

(三) 几点体会

从多次上机运算中，我们得到以下几点体会

1. 电流调节器比例系数 k_i 减小时，电流超调减小，例如 $k_i = 0.6$ 时，电流超调为1.5%； $k_i = 0.56$ 时电流超调降为17.6%； $k_i = 0.5$ 时，电流超调只为1.9%。
2. 电流调节器比例系数 k_i 减小时，由于调节作用变差，抗扰性变差。例如， $k_i = 0.6$ 时，动态速降为4.7%； $k_i = 0.5$ 时，动态速降增加到5.2%。
3. 速度给定滤波时间常数 T_{on} 加大时，速度超调减小。例如 $T_{on} = 0.01$ 秒时，速度超调11.2%；当 $T_{on} = 0.08$ 秒时，速度超调降为7.4%。
4. 速度反馈滤波时间常数减小时，抗扰性能提高。例如 $T_{nf} = 0.01$ 秒时，动态速降5.2%； $T_{nf} = 0.005$ 秒时，动态速降为4.4%。

总的说来，减小速度超调的有效办法是加速微分负反馈或增加速度给定滤波时间常数。

五. 实例

(一) 技术数据

主机直流电动机Z₂-41：P_{ed}=3KW，U_{ed}=220V，I_{ed}=17A，N_{ed}=1500rpm，容许电流过载倍数 $\lambda=1.5$ ；

整流装置内阻 $R_n = 1 \Omega$;

主回路机电时间常数 $T_m = 147 \text{ ms}$

(二) 静态参数计算

1. 直流电动机

电枢回路电阻

$$R_s = \frac{1}{2} \left(\frac{U_{ed}}{I_{ed}} - \frac{P_{ed} \times 10^3}{I_{ed}^2} \right) = \frac{1}{2} \left(\frac{220}{17} - \frac{3 \times 10^3}{17^2} \right) = 1.3 \Omega$$

主回路总电阻

$$R = R_s + R_n = 1.3 + 1 = 2.3 \Omega;$$

电枢回路电感

$$L = \frac{19.1 C_x U_{ed}}{2 P N_{ed} I_{ed}}$$

电机无补偿负载, 取 $C_x = 0.4$, $P = 2$

$$L = \frac{19.1 \times 0.4 \times 220}{4 \times 1500 \times 17} = 16.5 \text{ mH}$$

电磁时间常数

$$T_I = \frac{L}{R} = \frac{16.5 \times 10^{-3}}{2.3} = 0.0072 \text{ S}$$

电动机电势常数

$$C_e = \frac{U_{ed} - I_{ed} R_s}{N_{ed}} = \frac{220 - 17 \times 1.3}{1500} = 0.132 \text{ (伏} \cdot \text{分/转)}$$

2. 可控硅整流器

平均滞后时间 (三相桥式电路) $T_s = 1.67 \text{ ms}$

放大系数 $W_1(s) = 4 \text{ (伏/度)}$

3. 触发器

$$\text{放大系数 } W_2(s) = \frac{60}{6} = 10 \text{ (度/伏)}$$

$$K_s = W_1(s) \cdot W_2(s) = 4 \times 10 = 40$$

4. 电流反馈系数

$$\beta = \frac{U_{\max}}{\lambda I_{ed}} = \frac{6}{1.5 \times 17} = 0.24 \text{ (伏/安)}$$

5. 速度反馈系数

$$\alpha = \frac{U_{gn}}{N_{ed}} = \frac{10.5}{1500} = 0.007 \text{ (伏分/转)}$$

(三) 动态参数计算

1. 电流环

电流环的小时间常数

$$T_{\Sigma i} = T_s + T_{oi} = 0.00167 + 0.002 = 0.00367 \text{ S}$$