

# 离散相似法在直流调速系统 中的应用\*

王淑莹

(郑州工学院计算机与自动化系)

**摘 要:** 本文阐述了利用离散相似法对直流调速系统仿真的原理, 并以速度调节器为例说明该方法的具体应用。论证了离散相似法数字仿真中出现的一个新问题, 即积分环节(包括比例积分环节)之后带有非线性环节时, 具体处理的方法。

**关键词:** 离散相似法, 直流调速系统, 速度调节器

目前的直流调速系统, 几乎都采用了可控硅整流装置供电的形式。由于可控硅直流双闭环调速系统在工程中的广泛应用, 使直流调速系统的性能指标, 比以前采用饱和电抗器、电机放大器之类的调节手段得到的调节性能要好得多。但是可控硅的应用也给直流调速系统的分析带来了新的问题, 其中最主要的一点就是非线性因素在系统中的影响愈来愈大, 而且很多非线性因素是为了改善调节性能, 人为地加进的。例如, 调节器的限幅, 逻辑无环流系统中的电流换向死区; 错位无环流系统中的电压调节死区; 调节器封锁或置零; 电平鉴测的滞环等。利用对线性系统进行分析的频率法或根轨迹法, 对这样的系统进行分析显然不能满足要求。利用分段线性法、相平面法、谐波平衡法等方法, 来分析非线性系统也是很困难的。现在, 随着微机控制迅速进入自动控制领域, 不仅使测量信号成为断续的离散信号, 而且控制作用也成为断续的离散信号。离散信号通过采样获得, 它有比较明确的物理意义, 克服了数值计算的不稳定问题。因此, 利用离散相似法编制的仿真程序, 在非线性的系统中很容易推广。

## 1 系统的仿真模型

一个符合实际情况的系统结构图, 是建立精确的数字模型的必要条件, 本系统的原理框图和动态结构图分别如图 1 和图 2 所示。

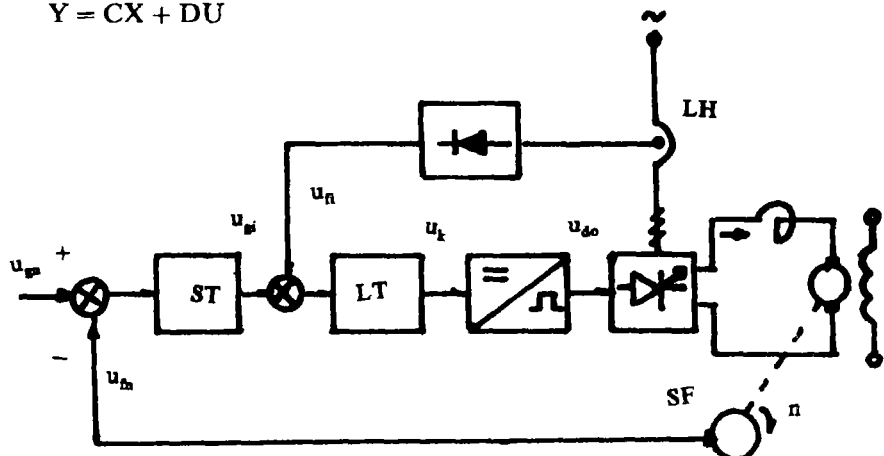
在系统结构图的基础上, 列出双环直流调整系统中各线性环节的状态方程及输出方程:

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} \quad (1)$$

---

\* 收稿日期: 1989.06.15

$$Y = CX + DU \quad (2)$$



ST-转速调节器; LT-电流调节器; SF-测速发电机; LH-电流互感器;  $U_{gn}$ 、 $U_{fn}$ -转速给定和反馈的电压;  $U_{fi}$ 、 $U_{ri}$ -电流给定和反馈的电压

图1 双闭环直流调速系统原理图

将方程(1)两边作拉普拉斯变换, 经归并、简化后, 再进行拉普拉斯反变换, 就可得到系统状态方程的解:

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

上面是连续方程的解。

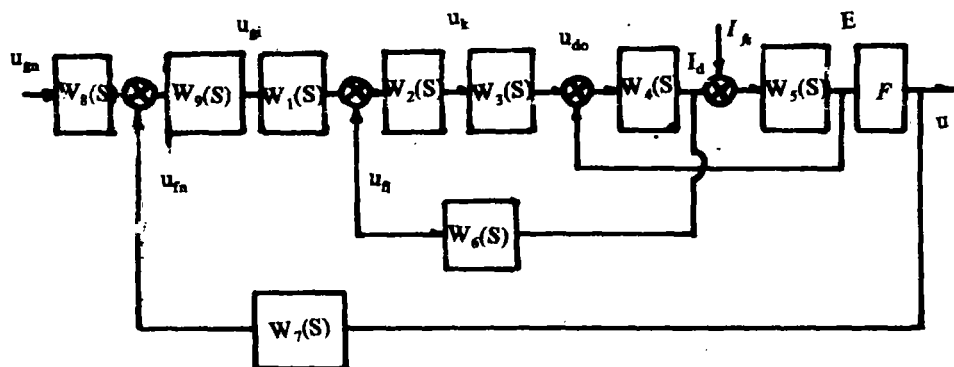


图2 双闭环直流调速系统动态结构图

$W_1(s)$ -电流给定滤波传递系数为  $\frac{1}{0.002s+1}$ ;  $W_2(s)$ -电流调节器传递函数为  $\frac{0.03039s+1.013}{0.03s}$ ;  
 $W_3(s)$ -可控硅传递函数为  $\frac{40}{0.0017s+1}$ ;  $W_4(s)$ -直流电动机电压与电流之间传递函数为  $\frac{2}{0.03s+1}$ ;  
 $W_5(s)$ -直流电动机电流与电势之间传递函数为  $\frac{0.5}{0.18s}$ ;  $W_6(s)$ -电流反馈、滤波传递函数为  $\frac{0.05}{0.002s+1}$ ;  
 $W_7(s)$ -转速反馈、滤波传递函数为  $\frac{0.007}{0.01s+1}$ ;  $W_8(s)$ -转速给定滤波传递函数为  $\frac{1}{0.01s+1}$ ;  
 $W_9(s)$ -转速调节器传递函数为  $\frac{1.0118s+11.7}{0.087s}$ ;  $F = \frac{1}{C_e} = \frac{1}{0.132}$  为电动机环节传递系数。

若设想在系统的每个线性环节的输入端及输出端加上采样开关  $T$  如图 3 所示, 使系统离散化, 同时为使输入信号复现到原来的信号, 在输入端

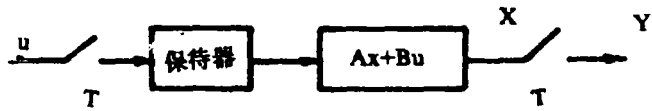


图3 线性环节离散化

加一保持器。当系统离散化后, 其状态方程的解, 可以利用式(3)导出。对于  $K$  和  $K+1$  两个依次相连的采样时刻, 有:

$$X(KT) = e^{AKT} X(0) + \int_0^{KT} e^{A(KT-\tau)} B U(\tau) d\tau \quad (4)$$

$$X[(K+1)T] = e^{A(K+1)T} X(0) + \int_0^{(K+1)T} e^{A[(K+1)T-\tau]} B [U(\tau) + \Delta U(\tau)] d\tau \quad (5)$$

将(5) -  $[e^{AT} \times (4)]$  并简化, 可得解的普遍形式:

$$X(n+1) = E(T)X(n) + F(T)U(n) + G(T)V(n) \quad (6)$$

式中:  $V(n) \triangleq [U(n+1) - U(n)] / T$ ;  $E(T) = e^{AT}$

$$F(T) = \int_0^T e^{A(T-\tau)} B d\tau; \quad G(T) = \int_0^T \tau e^{A(T-\tau)} B d\tau$$

根据系统的参数, 可求出状态方程中的  $A$ 、 $B$  阵, 则上列  $E(T)$ 、 $F(T)$ 、 $G(T)$  系数阵也可求出。在已知各状态变量的初始值时, 很容易求出每一采样时刻的各状态变量的数值, 并由输出方程求得各线性环节的输出量。

例如, 本系统中的速度调节器, 是一个比例积分环节, 如图 4 所示, 其传递函数为:

$$Y(S) / U(S)$$

$$= K + \frac{1}{TS}$$

$$= 11.7 + \frac{1}{0.0074S}$$

其状态方程及输出方程为:

$$\dot{X} = (1/T)U = (1/0.0074S)U$$

$$Y = X + KU = X + 11.7U$$

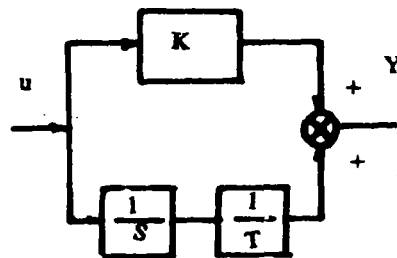


图4 速度调节器结构图

可见:  $A = 0$ ,  $B \triangleq 135$ ; 故:  $E(T) = e^{AT} = 1$

$$F(T) = \int_0^T e^{A(T-\tau)} B d\tau = BT = 135T, \quad G(t) = \int_0^T \tau e^{A(T-\tau)} B d\tau = \frac{B}{2} T^2 = 67.5T^2$$

得每一采样瞬间的状态变量为:  $X(n+1) = X(n) + 135TU(n) + 67.5T^2V(n)$  (7)

每一采样瞬间的输出量为:  $Y(n+1) = X(n+1) + KU(n+1)$  (8)

以  $U(n+1) = U(n) + TV(n)$  代入(8)式

得:  $Y(n+1) = X(n+1) + KU(n) + KTV(n) = X(n+1) + 11.7U(n) + 11.7TV(n)$  (9)

其余各环节均根据其传递函数作类似的运算, 得到两组差分方程。然后从  $t_0 = 0$  开始, 给定一步长  $H0$  就可求出  $t_1$  时刻各状态变量  $x_1(t_1)$ ,  $x_2(t_1)$ ,  $x_3(t_1) \cdots x_9(t_1)$  及输出量  $y_1(t_1)$ ,  $y_2(t_1)$ ,  $y_3(t_1) \cdots y_9(t_1)$ 。重复上述迭代过程, 可求得在阶跃输入下时

间域的响应。显然, 当  $A$ 、 $B$  阵已知时, 则离散化后的  $E(T)$ 、 $F(T)$ 、 $G(T)$  阵都可以求出, 故利用上述公式, 在已知各状态变量, 初始值的情况下, 就很容易求出不同采样时刻的各种状态变量的数值, 而这种推算方法很容易在计算机上实现。

## 2 系统的仿真程序

针对双闭环直流调速系统, 编制的离散相似法仿真程序图如图 5 所示:

在编制程序中, 有一点需要特别指出, 就是当线性环节在输入端存在非线性环节时, 则每次迭代前要根据此非线性环节的特性, 对输入量加以处理, 若线性环节的输出端存在有非线性时, 则每次迭代后要根据此非线性环节的特性, 对输出量加以处理。

例如, 当积分环节(包括比例积分环节)之后存在非线性环节时, 在对比比例积分环节的输出量(如图 4 中的  $Y$ ) 作非线性处理的同时, 必须对状态变量(如图 4 中的  $X$ ) 也作非线性处理。不

然, 当输入量  $U$  反号时, 输出量  $Y$  就不会较快响应, 而会产生一个很大延滞, 这种延滞与实际情况是不相符合的。

对于积分环节的结构图, 如图 6 所示, 可以写出其状态方程及输出方程如下:

$$X = (1/T)u$$

$$Y = X$$

根据离散相似法可以分别写出它们的差分方程:

$$X(n+1) = E(T)X(n) + F(T)U(n) + G(T)V(n)$$

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

在一段时间中, 若  $U > 0$ , 则  $X$  将随时间增大。  $Y$  也增大。若设输出端具有有限幅非线性

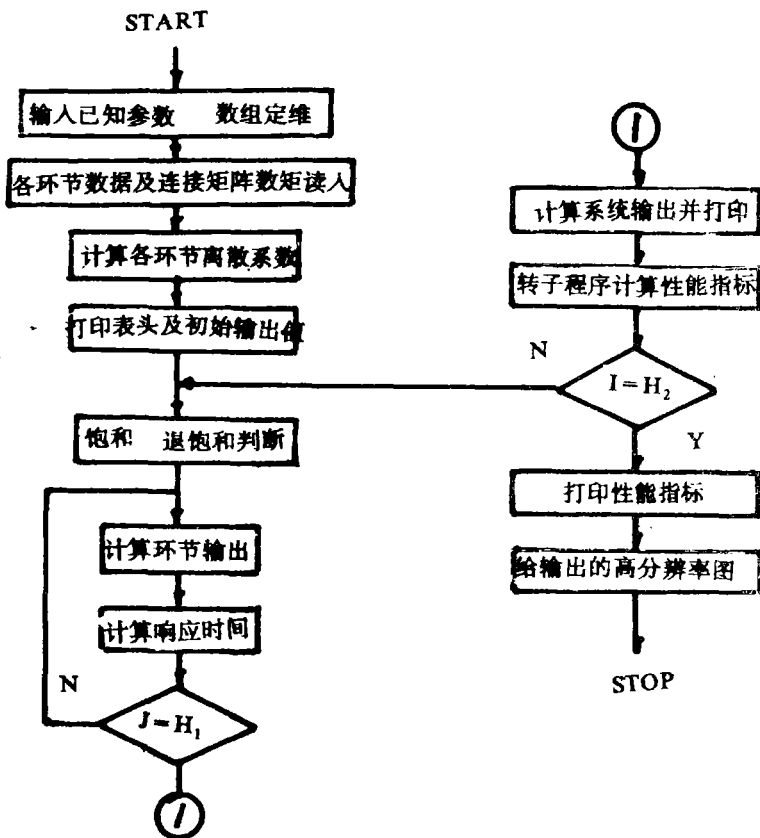


图 5 程序框图

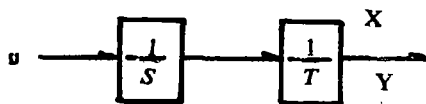


图 6 积分环节结构图

性, 则  $Y$  被限幅。如果不同时对状态变量限幅, 则  $X$  的值将不断地增加, 当达到某一时刻, 若  $U$  变号反向, 由于  $X$  已经积累了一个较大的值, 所以要等它的数值全部抵消后,  $Y$  才能反号, 而这与带限幅的积分环节的实际情况也是不相符合的。

实际上, 当带有限幅器的积分电路的输出被限幅时, 积分电容上所充的电压也受到限制, 因此, 在仿真程序中, 必须在对输出量作非线性处理的同时, 对状态变量也作相应处理, 才能达到与实际情况相符合的正确结果。

上面是以积分环节后面带有限幅为例来说明的, 当其输出端带有其它非线性环节时, 也可参照此方法相应处理。

本系统中, 速度调节器是比例积分环节, 在双环调速系统起动过程中, 转速有超调, 但它不是线性系统的超调, 而是经历过饱和和非线性区域之后产生的超调, 故称为退饱和超调。对于退饱和超调的处理, 就是在速度调节器这个环节之后, 加一个输出限幅非线性环节, 在对其输出量  $Y(I)$  作非线性处理的同时, 对其状态变量  $X(I)$  也作了相应处理。其处理的程序框图如图 7 所示。在此程序中, 对应的语句为:

```

600 FOR I=1 TO N
605 IF G(I) < > 2 GOTO 675
610 IF ABS(Y(I)) >= ED(I) GOTO 625
615 LET Y(I) = Y(I)
620 GOTO 675
625 IF Y(I) >= ED(I) GOTO 655
630 LET Y(I) = -ED(I)
635 IF X(I) <= -ED(I) GOTO 645
640 GOTO 675
645 LET X(I) = -ED(I)
650 GOTO 675
655 LET Y(I) = ED(I)
660 IF X(I) >= ED(I) GOTO 670
665 GOTO 675
670 LET X(I) = ED(I)
675 NEXT I
680 RETURN

```

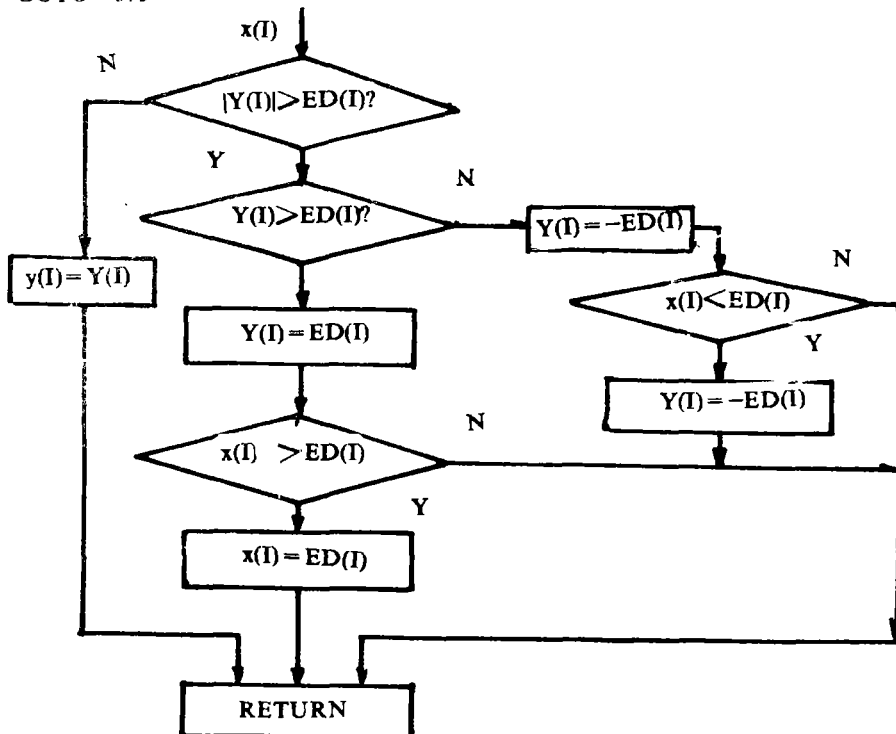


图 7 非线性处理程序框图

### 3 系统的性能指标及运算结果

在许多实际情况中, 被控制系统所需要的性能指标, 总是以时间域量值的形式给出的。这对于采用离散相似法仿真的系统来说是很容易得到的, 而在频率域中进行分析的频率法和根轨迹法, 就没有如此直观。

通常被控制系统的性能指标, 以系统对单位阶跃输入量的动态响应来反映, 因为这种响应比较容易得到, 而且这种方法也相当有效, 如果已知系统对阶跃输入量的响应, 就可以用数学方法计算系统任何输入量的响应。因此, 被控制系统对单位阶跃输入信号的动态响应特性, 通常采用下列性能指标:

- ① 延迟时间  $t_d$ : 响应曲线第一次到稳态值的一半所需的时间。
- ② 上升时间  $t_r$ : 响应曲线从稳态值的 10% (或 5% 或 0), 上升到 90% (或 95% 或 100%) 所需时间。
- ③ 峰值时间  $t_p$ : 响应曲线达到超调量的第一个峰值所需时间。
- ④ 最大超调量  $M_p$ : 从 1 开始计算的响应曲线的最大超调量值。如果稳态值不是 1, 则用最大百分比超调量  $\sigma\%$ 。
- ⑤ 调整时间  $t_s$ : 在响应曲线的稳态线上, 用稳态值的百分数 (通常取 5% 或 2%) 作一个允许误差范围, 响应曲线达到并永远保持在这一允许误差范围内所需的时间。

上述时间域的性能指标是很重要的, 因为大多数被控制的系统都是时域系统, 如果确定了  $t_d$ 、 $t_r$ 、 $t_p$ 、 $t_s$  和  $M_p$  的数值以后, 响应曲线的形状实际上就可以确定了, 如图 8 所示。

在本直流调速系统的数字仿真程序中, 加入适当的子程序, 就可以方便地得到上述性能指标。建立性能指标后, 一方面便于对动态响应进行分析, 在不需要过渡过程时间时, 不必每次把响应曲线打印出来, 这样可以加快分析速度, 另一方面, 建立了性能指标后, 为进行寻优创造了条件。

计算性能指标子程序框图如图 9 所示, 此子程序在计算输出响应时间调用。输出响应计算完后, 可把各性能指标运算结果打印出来。例如在速度阶跃给定时, 对于不同的 TNT 的性能指标如表 1 所示:

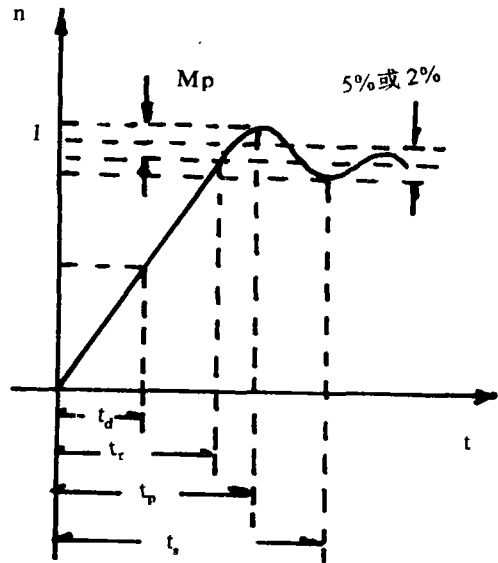


图 8 速度响应曲线

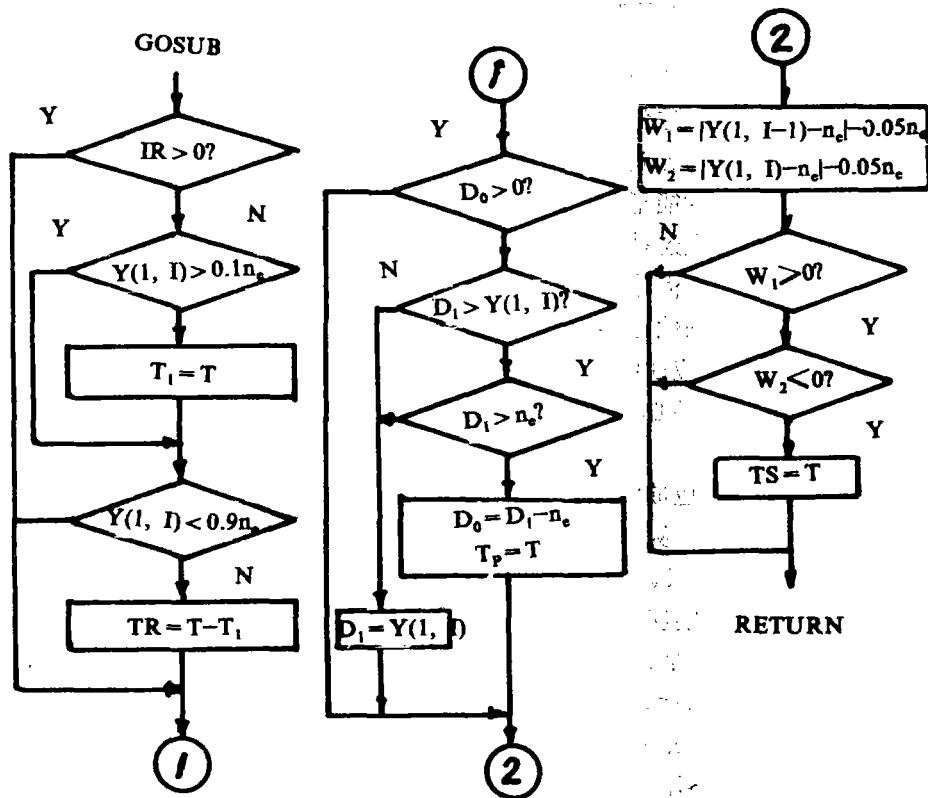


图9 计算性能指标子程序框图

表1 速度阶跃给定时对于不同 TNT 的性能指标表

| TNT               | $t_d$    | $t_r$    | $t_p$    | $t_s$    | $\sigma\%$ |
|-------------------|----------|----------|----------|----------|------------|
| 速度调节器<br>时间参数 (S) | 延迟时间 (S) | 上升时间 (S) | 峰值时间 (S) | 调整时间 (S) | 超调量        |
| 0.010             | 0.160    | 0.304    | 0.348    | 0.738    | 3.77       |
| 0.027             | 0.160    | 0.304    | 0.355    | 0.504    | 4.65       |
| 0.047             | 0.160    | 0.304    | 0.358    | 0.418    | 5.43       |
| 0.067             | 0.160    | 0.304    | 0.361    | 0.434    | 6.21       |
| 0.087             | 0.160    | 0.304    | 0.363    | 0.452    | 7.52       |
| 0.104             | 0.160    | 0.304    | 0.365    | 0.472    | 8.30       |

## 参 考 文 献

- (1) 陈伯时主编. 自动控制系统. 机械工业出版社, 1981年
- (2) 绪方胜彦著, 卢伯英译. 现代控制工程. 科学出版社, 1976年
- (3) 熊光楞编著. 控制系统数字仿真. 清华大学出版社, 1982年

## The Application of Discrete Analogy Method in Speed Regulation System of Direct Current

Wang Suying

(ZhengZhou Institute of Technology)

**Abstract:** This paper makes a special exposition of theory that discrete analogy method is used to simulate the speed regulation system of direct current, gives an exposition of the actual application of this method taking the speed regulator for example. And the paper also gives a detail explanation of the method dealing with the new problem appearing in the process of discrete analogy method, that the integral component (including propertional integral component) followed by nonlinear component.

**Keywords:** discrete analogy method, speed regulation system of direct current, speed governor, (speed regulator)