第 19 卷 第 9 期 控 制 与 决 策 2004 年 9 月
Vol 19 No. 9 Control and Decision Sept. 2004

文章编号: 1001-0920(2004)09-1022-04

T-S 模糊时滞模型的时滞相关稳定性分析和镇定

陈 兵[1], 周玉成[2]
(1. 渤海大学 数学系, 辽宁 锦州 121003; 2. 中国林业科学研究院 木材工业研究所, 北京 100091)

摘 要: 研究一类用 T-S 模糊模型描述的非线性不确定时滞系统的时滞相关鲁棒镇定问题. 基于线性矩阵不等式的可行解, 首先给出利用 T-S 模糊模型描述的非线性时滞系统时滞相关稳定性准则; 然后给出了经状态反馈鲁棒镇定设计的新方法. 所设计的控制器能确保闭环系统渐近稳定.

关键词: T-S 模型; 状态时滞; 模糊控制; 线性矩阵不等式
中图分类号: TP13 **文献标识码**: A

Delay-dependent stability analysis and stabilization of T-S fuzzy models with time-delay

CHEN Bing[1], *ZHOU Yu-cheng*[2]
(1. Department of Mathematics, Bohai University, Jinzhou, 121003, China; 2. Institute of Wood Industry, Chinese Academy of Forestry, Beijing 100091, China. Correspondent: CHEN Bing, E-mail: dongshuoch@sina.com)

Abstract: Problem of delay-dependent stabilization for a class of nonlinear delay systems described by fuzzy T-S model is dealt with. Based on the feasibility solutions of some linear matrix inequalities, the delay-dependent stability criteria and the new robust stabilization design scheme are developed. The controller designed guarantees the closed-loop system to be asymptotically stable in the sense of delay-dependence.

Key words: T-S model; state delay; fuzzy control; linear matrix inequality

1 引 言

传统的模糊 T-S 模型中并不含有状态时滞, 然而系统中的时滞通常会导致整个系统性能下降, 甚至不稳定. 因此, 对时滞系统的稳定性分析及其控制问题的研究具有重要意义. 近年来, 人们开始利用 T-S 模型方法研究非线性时滞系统的控制问题, 文献[1,2]利用 T-S 模型方法研究了非线性时滞系统的镇定问题, 基于线性矩阵不等式的可解性, 提出了经状态反馈和基于观测器的输出反馈镇定方案; 文献[3]考虑了与其类似的问题, 并给出了状态反馈控制器的设计方案; 不同于文献[1,2], 文献[3]中假定时滞有界, 但未知; 而文献[4]基于 T-S 模糊模型, 讨论了非线性时滞系统的输出反馈 H_∞ 控制问题.

对于时滞系统稳定性问题的研究方法通常可分为两类, 一类称为时滞独立稳定性[5,6], 另一类称为时滞相关稳定性[7]. 前者提供的控制器对时滞具有较强的鲁棒性, 使得整个闭环系统稳定, 且与时滞的大小无关; 后者在控制器的设计过程中考虑了时滞大小对整个系统的影响, 通常提供一个时滞幅值的上界, 当时滞的幅值小于或等于该上界时, 闭环系统稳定. 一般而言, 与时滞相关稳定性设计方案相比, 时滞独立稳定性设计方案具有较大的保守性, 尤其当时滞的值较小时. 尽管时滞相关稳定性设计方案是一种重要的设计方法, 但基于 T-S 模糊模型的时滞相关稳定性的研究成果尚未见报道.

本文主要考虑T-S模糊模型描述的非线性时

收稿日期: 2003-08-26; **修回日期**: 2004-01-12
作者简介: 陈兵(1958—), 男, 辽宁岫岩人, 教授, 博士, 从事非线性系统的鲁棒控制等研究; 周玉成(1958—), 男, 山东章丘人, 副研究员, 博士, 从事非线性系统的鲁棒控制等研究.

滞系统的时滞相关鲁棒镇定问题 基于线性矩阵不等式的可解性, 给出时滞相关意义下的鲁棒控制设计新方案

2　时滞相关稳定性准则

考虑文献[4] 提出的不确定 T-S 模糊时滞模型, 其第 i 条模糊规则为

R_i: If $\theta_1(t)$ is N_{i1} and $\theta_p(t)$ is N_{ip} Then

$$\dot{x} = (A_i + \Delta A_i)x(t) + (A_{1i} + \Delta A_{1i})x(t-d) + (B_i + \Delta B_i)u(t),$$
$$x(t) = \varphi(t), d \in [-d, 0], i = 1, 2, \cdots, k. \tag{1}$$

其中: $x \in R^n$ 是系统状态向量; $u \in R^m$ 是控制输入; $A_i, A_{1i} \in R^{n\times n}, B_i \in R^{n\times m}$ 是具有适当维数的系统矩阵; $\Delta A_i, \Delta A_{1i}$ 和 ΔB_i 是未知矩阵, 表示系统所含的不确定性, 并假定具有如下形式:

$$[\Delta A_i, \Delta A_{1i}, \Delta B_i] = MF(t)[E_i, E_{1i}, E_{bi}],$$

$F(t)$ 是未知矩阵函数, 具有性质 $F^{\mathrm{T}}(t)F(t) \leq I$; N_{ij} 是模糊语言值; 标量 k 是模糊规则数目; $\theta_1(t), \theta_2(t), \cdots, \theta_p(t)$ 是模糊规则前件变量, 并假定与控制输入 $u(t)$ 无关 给定系统状态向量和控制输入 $x(t)$ 和 $u(t)$, 全局模糊闭环控制系统可表示成

$$\dot{x} = \sum_{i=1}^{k} h_i(\theta(t))[(A_i + \Delta A_i)x + (A_{1i} + \Delta A_{1i})x(t-d) + (B_i + \Delta B_i)u(t)]. \tag{2}$$

其中

$$h_i(\theta(t)) = \mu_i(\theta(t)) \Big/ \sum_{i=1}^{k} \mu_i(\theta(t)),$$
$$\mu_i(\theta(t)) = \prod_{j=1}^{p} N_{ij}(\theta_j(t)).$$

本文假定 $\mu_i(\theta(t)) \geq 0$ 对一切 i 成立, 且对所有 t 有 $\sum_{i=1}^{k} \mu_i(\theta(t)) > 0$. 因此, 有 $h_i(\theta(t)) \geq 0 (i = 1, 2, \cdots, k)$ 且 $\sum_{i=1}^{k} h_i(\theta(t)) = 1$. 对于式(2), 利用 Newton-Leibuniz 公式

$$x(t-d) = x(t) - \int_{d} \dot{x}(t+\alpha)\mathrm{d}\alpha,$$

可得到新的控制系统为

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^{k} h_i(\theta(t))\Big\{(A_i + \Delta A_i + A_{1i} + \Delta A_{1i})x + (B_i + \Delta B_i)u(t) - (A_{1i} + \Delta A_{1i})\int_{d} \sum_{p=1}^{k} h_p(\theta(t))[(A_p + \Delta A_p)x(t+\alpha) + (A_{1p} + \Delta A_{1p})x(t-d+\alpha) + (B_p + \Delta B_p)u(t+\alpha)]\mathrm{d}\alpha\Big\}. \tag{3}$$

对于式(3), 需作如下假定: 1) 初值函数 $\varphi(t)$ 在 $[-2d, 0]$ 上有定义; 2) 隶属函数 $h_i(\theta(t))$ 在 $[-d, 0]$ 上有定义 事实上, 当 $t \in [-d, 0]$ 时, 可特别定义 $h_i(\theta(t)) = h_i(\theta(0))$. 因为系统(2) 的解显然包含在系统(3) 的解集中, 因此系统(2) 的稳定性问题可通过系统(3) 的稳定性来解决

本文主要针对系统(3) 讨论时滞相关稳定性问题 下面给出系统(3) 自治系统的时滞相关稳定性准则

定理 1　考虑系统(3) 的自治系统(即 $\Delta A_i = 0, \Delta A_{1i} = 0, \Delta B_i = 0, u(t) = 0$) 及常数 $d^* > 0$. 如果存在矩阵 $P > 0, S > 0, H > 0, U > 0$ 和 $V > 0$, 对于 $i = 1, 2, \cdots, k$ 满足如下LMIs:

$$\begin{bmatrix} P(A_i + A_{1i}) + (A_i + A_{1i})^{\mathrm{T}}P + d^*X + d^*H & d^*PA_{1i} & d^*PA_{1i} \\ (*) & -d^*U & 0 \\ (*) & (*) & -d^*V \end{bmatrix} < 0, \tag{4}$$

$$-S + A_i^{\mathrm{T}}UA_i \leq 0, \tag{5}$$
$$-H + A_{1i}^{\mathrm{T}}VA_{1i} \leq 0. \tag{6}$$

则对于一切满足 $0 < d \leq d^*$ 的 d, 系统(3) 的自治系统渐近稳定 其中符号 (*) 表示矩阵对称位置上元素的转置

证明　选择Lyapunov 函数

$$V = x^{\mathrm{T}}Px + \int_{d}\int_{+\alpha} x^{\mathrm{T}}(s)Sx(s)\mathrm{d}s\mathrm{d}\alpha + \int_{d}\int_{d+\alpha} x^{\mathrm{T}}(s)Hx(s)\mathrm{d}s\mathrm{d}\alpha \tag{7}$$

其中 $P > 0, S > 0$ 和 $H > 0$ 由定理条件决定 则式(7) 沿系统(3) 轨迹的导数为

$$\dot{V} = 2x^{\mathrm{T}}P\dot{x} + dx^{\mathrm{T}}(S + H)x - \int_{d} x^{\mathrm{T}}(t+\alpha)Sx^{\mathrm{T}}(t+\alpha)\mathrm{d}\alpha - \int_{d} x^{\mathrm{T}}(t-d+\alpha)Hx^{\mathrm{T}}(t-d+\alpha)\mathrm{d}\alpha \tag{8}$$

因为

$$2x^{\mathrm{T}}P\dot{x} \leq \sum_{i=1}^{k} h_i(\theta(t))x^{\mathrm{T}}[P(A_i + A_{1i}) + (A_i + A_{1i})^{\mathrm{T}}P]x + d\sum_{i=1}^{k} h_i(\theta(t))x^{\mathrm{T}}PA_{1i}U^{-1}A_{1i}Px + \int_{d}\sum_{i=1}^{k} h_i(\theta(t))x^{\mathrm{T}}(t+\alpha)A_i^{\mathrm{T}}UA_ix(t+$$

$$\alpha)\mathrm{d}\alpha + d\sum_{i=1}^{k} h_i(\theta(t))x^{\mathrm T}PA_{1i}V^{-1}A_{1i}^{\mathrm T}Px + \int_{-d}^{0}\sum_{i=1}^{k} h_i(\theta(t))x^{\mathrm T}(t-d+\alpha)A_{1i}^{\mathrm T}VA_{1i}x(t-d+\alpha)\mathrm{d}\alpha \tag{9}$$

将式(9) 代入(8), 得

$$\dot V \le \sum_{i=1}^{k} h_i(\theta(t))x^{\mathrm T}[P(A_i + A_{1i}) + (A_i + A_{1i})^{\mathrm T}P + dS + dH + dPA_{1i}(U^{-1} + V^{-1})A_{1i}^{\mathrm T}P]x + \int_{-d}^{0}\sum_{i=1}^{k} h_i(\theta(t+\alpha))x^{\mathrm T}(t+\alpha)(A_i^{\mathrm T}UA_i - S)x(t+\alpha)\mathrm{d}\alpha + \int_{-d}^{0}\sum_{i=1}^{k} h_i(\theta(t+\alpha))x^{\mathrm T}(t-d+\alpha)(A_{1i}^{\mathrm T}VA_{1i} - H)x(t-d+\alpha)\mathrm{d}\alpha \tag{10}$$

注意到矩阵 $P(A_i + A_{1i}) + (A_i + A_{1i})^{\mathrm T}P + dS + dH + dPA_{1i}^{\mathrm T}(U^{-1} + V^{-1})A_{1i}P$ 关于 $d > 0$ 在正定意义下单调增加, 对式(4) 应用 Schur 引理可得

$$P(A_i + A_{1i}) + (A_i + A_{1i})^{\mathrm T}P + d^*S + d^*H + d^*PA_{1i}^{\mathrm T}(U^{-1} + V^{-1})A_{1i}P < 0. \tag{11}$$

结合式(5) 和(6), 式(10) 表明对所有满足 $0 < d \le d^*$ 的 d 有 $\dot V < 0$ 成立, 即系统(3) 的自治系统渐近稳定 □

3 状态反馈镇定

为讨论状态反馈镇定问题, 引入下述控制律规则, 其中第 i 个规则为

R_i: If $\theta_1(t)$ is N_{i1} and $\theta_p(t)$ is N_{ip}

Then $u(t) = K_ix(t)$, $i = 1, 2, \cdots, k$. (12)

于是, 全局模糊控制律为

$$u(t) = \sum_{i=1}^{k} K_ix(t). \tag{13}$$

其中 $K_i(i = 1, 2, \cdots, k)$ 是局部控制增益矩阵. 结合控制律(13), 系统具有如下形式:

$$\dot x = \sum_{i=1}^{k}\sum_{j=1}^{k} h_i(\theta)h_j(\theta)\Big\{(A_i + \Delta A_i + A_{1i} + \Delta A_{1i} + (B_i + \Delta B_i)K_j)x - (A_{1i} + \Delta A_{1i})\int_{-d}^{0}\sum_{p=1}^{k}\sum_{q=1}^{k} h_p(\theta(t+\alpha))h_q(\theta(t+\alpha))[(A_p + \Delta A_p + (A_{1p} + \Delta A_{1p})x(t-d+\alpha) + (B_p + \Delta B_p)K_qx(t+\alpha)]\mathrm{d}\alpha\Big\}. \tag{14}$$

定理2 考虑系统(14) 及正数 d^*, 如果存在正定矩阵 $X > 0, Y > 0, Z > 0, U > 0, V > 0$ 以及矩阵 N_i 和正数 $\epsilon_i, \epsilon_{ij}, \beta_i, \beta_{ij}, \eta_i$ 和 η_{ij}, 分别满足线性矩阵不等式

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ii} + d^*Y + d^*Z + \epsilon_i MM^{\mathrm T} & A_{1i}U & A_{1i}V & \widetilde{E}_{ii}^{\mathrm T} \\ (*) & -U/d^* & 0 & UE_{1i}^{\mathrm T} \\ (*) & (*) & -V/d^* & VE_{1i}^{\mathrm T} \\ (*) & (*) & (*) & -\epsilon_i I \end{bmatrix} < 0,$$

$$i = 1, 2, \cdots, k; \tag{15}$$

$$\begin{bmatrix} -Y & XA_i^{\mathrm T} + N_i^{\mathrm T}B_i^{\mathrm T} & (E_iX + E_{bi}N_i)^{\mathrm T} \\ (*) & -U + \beta_i MM^{\mathrm T} & 0 \\ (*) & (*) & -\beta_i I \end{bmatrix} < 0,$$

$$i = 1, 2, \cdots, k; \tag{16}$$

$$\begin{bmatrix} -Z & XA_i^{\mathrm T} & (E_{1i}X)^{\mathrm T} \\ (*) & -V + \eta_i MM^{\mathrm T} & 0 \\ (*) & (*) & -\eta_i I \end{bmatrix} < 0,$$

$$i = 1, 2, \cdots, k; \tag{17}$$

$$\begin{bmatrix} \frac{\Phi_{ij}+\Phi_{ji}}{2} + d^*Y + d^*Z + \epsilon_{ij}MM^{\mathrm T} & \left(\frac{A_{1i} + A_{1j}}{2}\right)U & \left(\frac{A_{1i} + A_{1j}}{2}\right)V & \widetilde{E}_{ij}^{\mathrm T} \\ (*) & -U/d^* & 0 & U\left(\frac{E_{1i} + E_{1j}}{2}\right)^{\mathrm T} \\ (*) & (*) & -V/d^* & V\left(\frac{E_{1i} + E_{1j}}{2}\right)^{\mathrm T} \\ (*) & (*) & (*) & -\epsilon_{ij} I \end{bmatrix} \le 0,$$

$$i, j = 1, 2, \cdots, k,\ i < j; \tag{18}$$

$$\begin{bmatrix} -Y & X\left(\frac{A_i + A_j}{2}\right)^{\mathrm T} + \left(\frac{B_iN_j + B_jN_i}{2}\right)^{\mathrm T} & X\left(\frac{E_i + E_j}{2}\right)^{\mathrm T} + \left(\frac{E_{bi}N_j + E_{bj}N_i}{2}\right)^{\mathrm T} \\ (*) & -U + \beta_{ij}MM^{\mathrm T} & 0 \\ (*) & (*) & -\beta_{ij} I \end{bmatrix} \le 0,$$

$$i, j = 1, 2, \cdots, k,\ i < j; \tag{19}$$

$$\begin{bmatrix} -Z & X\left(\frac{A_i+A_j}{2}\right)^{\mathrm{T}} & X\left(\frac{E_{1i}+E_{1j}}{2}\right)^{\mathrm{T}} \\ (*) & -V+\eta_{ij}MM^{\mathrm{T}} & 0 \\ (*) & (*) & -\eta_{ij}I \end{bmatrix} \le 0,$$

$$i, j = 1, 2, \cdots, k, i < j. \tag{20}$$

则系统(14) 渐近稳定, 且反馈控制增益矩阵为 $K_i = N_iX^{-1}$. 其中

$$\widetilde{E}_{ij} = \frac{E_i + E_j + E_{1i} + E_{1j} + E_{bi}K_j + E_{bj}K_i}{2},$$

$$\Phi_{ij} = (A_i + A_j)X + X(A_i + A_j)^{\mathrm{T}} + B_iN_j + N_j^{\mathrm{T}}B_i^{\mathrm{T}}.$$

证明　类似于定理 1 的证明, 容易得到系统(14) 渐近稳定的一个充分条件是对于 $i = 1, 2, \cdots, k$, 有

$$\Delta\Phi_{ii} + d^*Y + d^*Z + d^*(A_{1i} + \Delta A_{1i})(U + V)(A_{1i} + \Delta A_{1i})^{\mathrm{T}} < 0, \tag{21}$$

$$\begin{bmatrix} -Y & X(A_i + \Delta A_i)^{\mathrm{T}} + N_i^{\mathrm{T}}(B_i + \Delta B_i)^{\mathrm{T}} \\ (*) & -U \end{bmatrix} < 0, \tag{22}$$

$$\begin{bmatrix} -Z & X(A_{1i} + \Delta A_{1i})^{\mathrm{T}} \\ (*) & -V \end{bmatrix} < 0, \tag{23}$$

以及对于 $i, j = 1, 2, \cdots, k,\ i < j$, 有

$$\frac{\Delta\Phi_{ij} + \Delta\Phi_{ji}}{2} + d^*Y + d^*Z + d^*\left(\frac{A_{1i} + \Delta A_{1i} + A_{1j} + \Delta A_{1j}}{2}\right)(U + V)\left(\frac{A_{1i} + \Delta A_{1i} + A_{1j} + \Delta A_{1j}}{2}\right)^{\mathrm{T}} \le 0, \tag{24}$$

$$\begin{bmatrix} -Y & X\frac{Q}{2} \\ (*) & -U \end{bmatrix} \le 0, \tag{25}$$

$$\begin{bmatrix} -Z & X\left(\frac{A_{1i} + \Delta A_{1i} + A_{1j} + \Delta A_{1j}}{2}\right)^{\mathrm{T}} \\ (*) & -V \end{bmatrix} \le 0. \tag{26}$$

其中: $\Delta\Phi_{ij} = \Phi_{ij} + (\Delta A_i + \Delta A_{1i})X + X(\Delta A_i + \Delta A_{1i})^{\mathrm{T}} + \Delta B_iN_j + N_j^{\mathrm{T}}\Delta B_i^{\mathrm{T}}$, $Q = (A_i + \Delta A_i + A_j + \Delta A_j)^{\mathrm{T}} + N_i^{\mathrm{T}}(B_j + \Delta B_j)^{\mathrm{T}} + N_i^{\mathrm{T}}(B_j + \Delta B_j)^{\mathrm{T}}$. 显然式(21) 等价于

$$\Delta\Pi = \begin{bmatrix} \Delta\Phi_{ii} + d^*Y + d^*Z & (A_{1i} + \Delta A_{1i}) & (A_{1i} + \Delta A_{1i}) \\ (*) & -U^{-1}/d^* & 0 \\ (*) & (*) & -V^{-1}/d^* \end{bmatrix} < 0. \tag{27}$$

对于 $\Delta\Pi$ 中的不确定部分, 有

$$\begin{bmatrix} (\Delta A_i + \Delta A_{1i})X + X(\Delta A_i + \Delta A_{1i})^{\mathrm{T}} + \Delta B_iN_i + N_i^{\mathrm{T}}\Delta B_i^{\mathrm{T}} & \Delta A_{1i} & \Delta A_{1i} \\ (*) & 0 & 0 \\ (*) & (*) & 0 \end{bmatrix} \le$$

$$\begin{bmatrix} \epsilon_iMM^{\mathrm{T}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \epsilon_i^{-1}\begin{bmatrix} \widetilde{E}_i^{\mathrm{T}}\widetilde{E}_i & \widetilde{E}_i^{\mathrm{T}}E_{1i} & \widetilde{E}_i^{\mathrm{T}}E_{1i} \\ (*) & E_{1i}^{\mathrm{T}}E_{1i} & E_{1i}^{\mathrm{T}}E_{1i} \\ (*) & (*) & E_{1i}^{\mathrm{T}}E_{1i} \end{bmatrix},$$

其中 $\widetilde{E}_i = E_iX + E_{1i}X + E_{bi}N_i$. 于是, 式(27) 成立的充分条件是

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ii} + d^*Y + d^*Z + \epsilon_iMM^{\mathrm{T}} + \epsilon_i^{-1}\widetilde{E}_i^{\mathrm{T}}\widetilde{E}_i & A_{1i} + \epsilon_i^{-1}\widetilde{E}_i^{\mathrm{T}}E_{1i} & A_{1i} + \epsilon_i^{-1}\widetilde{E}_i^{\mathrm{T}}E_{1i} \\ (*) & -U^{-1}/d^* + \epsilon_i^{-1}E_{1i}^{\mathrm{T}}E_{1i} & \epsilon_i^{-1}E_{1i}^{\mathrm{T}}E_{1i} \\ (*) & (*) & -V^{-1}/d^* + \epsilon_i^{-1}E_{1i}^{\mathrm{T}}E_{1i} \end{bmatrix} < 0. \tag{28}$$

对式(28) 利用 Schur 引理, 得

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ii} + d^*Y + d^*Z + \epsilon_iMM^{\mathrm{T}} & A_{1i} & A_{1i} & \widetilde{E}_i^{\mathrm{T}} \\ (*) & -U^{-1}/d^* & 0 & E_{1i}^{\mathrm{T}} \\ (*) & (*) & -V^{-1}/d^* & E_{1i}^{\mathrm{T}} \\ (*) & (*) & (*) & -\epsilon_iI \end{bmatrix} < 0. \tag{29}$$

用矩阵 $\mathrm{diag}[I, U, V, I]$ 乘以式(29) 两边, 即可得到式(15). 应用类似方法可得到式(16)～(20). □

4　结　　语

本文主要研究了非线性时滞系统基于 T-S 模型模糊控制方法的鲁棒控制问题. 基于线性矩阵不等式可行解的存在性, 给出了由 T-S 模糊模型描述的非线性系统时滞相关稳定性准则, 以及时滞相关鲁棒控制器的设计方案. 另外, 只需对 Lyapunov 函数稍作改动, 本文所提出的结果便可推广到变时滞系统.

参考文献(References):

[1] Cao Y Y, Frank P M. Analysis and synthesis of nonlinear time-delay system via fuzzy control approach [J]. *IEEE Trans on Fuzzy Systems*, 2000, 8(2): 200-211.

[2] Cao Y Y, Frank P M. Stability analysis and synthesis of nonlinear time-delay system via linear Takagi-Sugeno fuzzy models[J]. *Fuzzy Set and Systems*, 2001, 124(2): 213-229.

[3] Zhang A, Pheng H. Stability of fuzzy systems with bounded uncertain delays[J]. *IEEE Trans on Fuzzy Systems*, 2002, 10(1): 92-97.

(下转第 1029 页)

度 这两个分组原则不一致, 因此所有非劣解都是兼顾这两个原则的结果

6　结　　语

应用系统工程方法解决社会考试的组织与管理问题是当前人力资源考核评估与管理中的一个重要研究领域 本文针对考试阅卷的评阅人分组问题, 建立了一个多目标的非线性 0-1 整数规划的优化模型 在多目标的处理上, 本文提出了基于目标模糊满意度的加权和方法, 并开发了一个针对此类问题求解的遗传算法 通过对大量源于实际算例的计算, 证明了本文方法可以在实用中取得满意结果

参考文献(References):

[1] 教育部考试中心《中国考试》杂志社 考试研究论文专集[M]. 北京: 高等教育出版社, 1992.

[2] 于信凤 考试学引论[M]. 沈阳: 辽宁人民出版社, 1997.

[3] Hartigan J A. *Clustering Algorithms*[M]. New York: John Wiley & Sons, 1975.

[4] Ferligoj A, Batagelj Direct multicriteria clustering algorithms[J]. *J of Classification*, 1992, 9(1): 43-61.

[5] Charlraborty K, Roy U. Connectionist models for part-family classifications [J]. *Computer & Industriial Engineering*, 1993, 14(2): 189-198.

[6] Chung Y, Kusiak A. Grouping parts with neural network [J]. *J of Manufacturing Systems*, 1994, 13 (2): 262-275.

[7] Steuer R E. *Multiple Criteria Optimization: Theory, Computation, and Application*[M]. New York: Wiley, 1986.

[8] Cai X, Li K N, A genetic algorithm for scheduling staff of mixed skills under multi-criteria [J]. *European J of Operational Res*, 2001, 125(2): 359-369.

[9] Gen M, Cheng R. *Genetic Algorithm and Engineering Design*[M]. New York: John Wiley & Sons, 1997.

[10] Michalewicz Z. *Genetic Algorithm + Data Structure = Evolution Programs*[M]. 3rd edition. New York: Springer-Verlag, 1996.

[11] Gerber M U, Kobler D. Algorithmic approach to the satisfactory graph partitioning problem [J]. *European J of Operational Res*, 2001, 125(2): 283-291.

[12] 方述诚, 汪定伟 模糊数学与模糊优化[M]. 北京: 科学出版社, 1997.

(上接第 1025 页)

[4] Lee K R, Kim J H, Jeung E T, et al Output feddback robust H_∞ control of uncertain fuzzy dynamic systems with time-varying delay [J]. *IEEE Trans on Fuzzy Systems*, 2000, 8(6): 657-664.

[5] Jeung E T, Oh D C, Kim J H, et al Robust controller design for uncertain linear systems with time-varying delays: LMI approach [J]. *Automatica*, 1996, 32 (8): 1229-1231.

[6] Esfahani S H, Petersen I R. An LMI approach to output-feedback guaranteed cost control for uncertain time-delay systems [J]. *Int J of Robust and Nonlinear Control*, 2000, 10(4): 157-174.

[7] Xie L, De C E Souza Delay-dependent robust stability and stabilization of uncertain linear delay systems: A linear matrix inequality approach [J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1997, 42(8): 1144-1148.

下　期　要　目