

МАТЕМАТИЧНЕ ТА КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ И КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

MATHEMATICAL AND COMPUTER MODELLING

УДК 62-55:681.515

Гостев В. И.

Д-р техн. наук, заведующий кафедрой Государственного университета информационно-коммуникационных технологий г. Киев

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ТРЕХРЕЖИМНОГО НЕЧЕТКОГО РЕГУЛЯТОРА ДЛЯ СИСТЕМ АКТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ ОЧЕРЕДЬЮ В TCP/IP СЕТЯХ

Изложены вопросы проектирования трехрежимного нечеткого регулятора при идентичных треугольных функциях принадлежности с тремя термами для систем активного управления очередью в TCP/IP сетях и представлена принципиальная схема регулятора в системе MATLAB.

Ключевые слова: проектирование, нечеткий регулятор, функции принадлежности, активное управление очередью, TCP/IP сети, MATLAB.

ВВЕДЕНИЕ

В последние годы непредсказуемый рост Интернета все более и более указывает на проблему борьбы с перегрузками. Явление перегрузок сети происходит, когда количество данных, введенных в сеть, больше чем количество данных, которые доставляются по назначению. Широко используется активное управление очередью пакетов. При пакетной передаче источники данных должны уменьшать скорость передачи при наличии потери пакетов. Для эффективной борьбы с перегрузками предложены фаззи-регуляторы (регуляторы, работающие на базе нечеткой логики) активного управления очередью. Проектирование таких регуляторов является сложным из-за эвристически вовлеченных в управление правил и функций принадлежности, отсутствия автоматических методов проектирования нечеткой базы знаний и настройки параметров регулятора. Поэтому параметры нечеткой системы управления обычно настраиваются посредством проб и ошибок с использованием эвристических методов и моделирования. Особые сложности возникают из-за широкого диапазона эксплуатационных условий, например, числа соединений, емкости связей, задержек распространения. При синтезе нечетких регуляторов наиболее часто используются треугольные функции принадлежности (ФП) для лингвистических величин. При расчете управляющих воздействий на выходе

нечеткого регулятора абсциссу «центра тяжести результирующей фигуры» определяют обычно приближенным методом численного интегрирования. В работах [1–8] по системам активного управления очередью с применением нечетких регуляторов не приводятся сведения по проектированию регуляторов, а в работе [1] изложены неправильные результаты выполнения и настройки регуляторов, хотя в этих работах отмечается, что нечеткий регулятор является одной из главных составляющих таких систем. В предлагаемой ниже работе на основе нового метода проектирования нечетких регуляторов, изложенного в работах [9–11], получены строгие аналитические выражения для управляющих воздействий на выходе трехрежимного нечеткого регулятора при идентичных треугольных функциях принадлежности с тремя термами. В качестве входных воздействий на регулятор, кроме ошибки системы, рассматриваются первая и вторая производные ошибки. Представлена принципиальная схема нечеткого регулятора и изложены вопросы настройки регулятора с проверкой правильности его работы.

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

В данной работе рассмотрим нечеткий регулятор, структурную схему которого в интерактивной системе MATLAB можно представить в виде последовательного соединения трех блоков (см. рис. 1): **формирователя ве-**

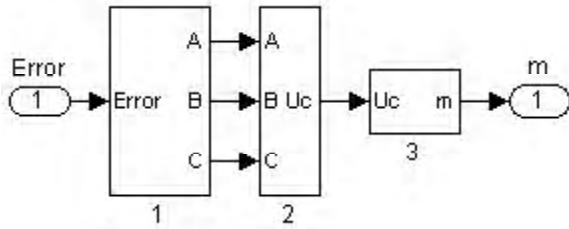


Рис. 1.

личин $A(t)$, $B(t)$ и $C(t)$ (блок 1), блока сравнения величин $A(t)$, $B(t)$ и $C(t)$ и расчета u_c (блок 2) и блока нормировки выходной переменной (блок 3) [10]. На вход регулятора поступают ошибка системы θ , скорость изменения (первая производная) ошибки $\dot{\theta}$, ускорение (вторая производная) ошибки $\ddot{\theta}$, m – выходная величина регулятора.

Блоки оценки первой (1-st drv) и второй (2-nd drv) производных от ошибки реализуют уравнения:

$$\begin{aligned} \dot{\theta}(t) &\approx \{\theta(kh) - \theta[(k-1)h]\} / h, \\ \ddot{\theta}(t) &\approx \{\dot{\theta}(kh) - \dot{\theta}[(k-1)h]\} / h, \end{aligned} \quad (1)$$

где h – шаг квантования (шаг поступления информации на вход регулятора).

На универсальном множестве $U = [-1, 1]$ заданы три нечетких подмножества, ФП которых для каждой лингвистической величины определяются по формулам:

$$\begin{aligned} \mu_1(u) &= \begin{cases} 1, & -1 \leq u \leq -a; \\ (a-u)/(2a), & -a \leq u \leq a; \\ 0, & a \leq u \leq 1; \end{cases} \\ \mu_2(u) &= \begin{cases} 0, & -1 \leq u \leq -a; \\ (a+u)/(2a), & -a \leq u \leq a; \\ 1, & a \leq u \leq 1; \end{cases} \\ \mu_3(u) &= \begin{cases} (a+u)/a, & -a \leq u \leq 0; \\ (a-u)/a, & 0 \leq u \leq a. \end{cases} \end{aligned} \quad (2)$$

При поступлении на нечеткий регулятор в какой-то момент времени значений входных переменных, θ^* , $\dot{\theta}^*$ и $\ddot{\theta}^*$ с шагом квантования h осуществляется пересчет входных переменных в переменные u_1^* , u_2^* , u_3^* на универсальное множество $U = [-1, 1]$. Пересчет фиксированного значения любой переменной $x^* \in [x_{\min}, x_{\max}]$ в соответствующий элемент $u^* \in [-1, 1]$ единого универсального множества (см. рис. 2) при фаззификации и дефаззификации определяется пропорцией:

$$(x_{\max} - x_{\min}) / 2 = (x^* - x_{\min}) / (u^* + 1),$$

откуда

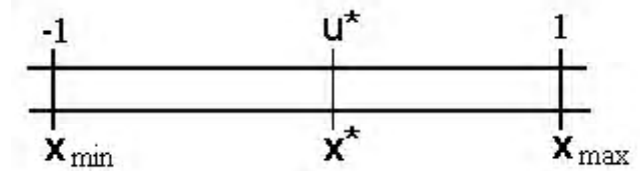


Рис. 2.

$$\left. \begin{aligned} u^* &= 2(x^* - x_{\min}) / (x_{\max} - x_{\min}) - 1 \\ x^* &= (x_{\max} - x_{\min})(u^* + 1) / 2 + x_{\min} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Затем производится расчет значений ФП для этих переменных (см. рис. 3).

Точками на универсальном множестве отмечены возможные для какого-то момента времени значения переменных u_1^* , u_2^* , u_3^* . Для упрощения нормировки (пересчета значений сигналов в значения элементов единого универсального множества) диапазоны изменения входных и выходного сигналов (параметров нечеткого регулятора) принимаем симметричными:

$$\begin{aligned} A_m = \theta_{\max} = -\theta_{\min}; \quad B_m = \dot{\theta}_{\max} = -\dot{\theta}_{\min}; \\ C_m = \ddot{\theta}_{\max} = -\ddot{\theta}_{\min}; \quad D_m = m_{\max} = -m_{\min}. \end{aligned}$$

Тогда формулы для нормировки (пересчета) принимают вид:

$$\left. \begin{aligned} u_1^* &= (\theta^* + A_m) / A_m - 1; \\ u_2^* &= (\dot{\theta}^* + B_m) / B_m - 1; \\ u_3^* &= (\ddot{\theta}^* + C_m) / C_m - 1. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Лингвистическое правило управления нечеткого регулятора:

$$\begin{aligned} \text{если } (\theta^* = a_1^j) \text{ и } (\dot{\theta}^* = a_2^j) \text{ и } (\ddot{\theta}^* = a_3^j), \text{ то} \\ (m^* = a_c^j), \quad j = \overline{1,3}, \end{aligned} \quad (5)$$

где a_1^j , a_2^j и a_3^j – лингвистические оценки ошибки, первой производной ошибки и второй производной ошибки, рассматриваемые как нечеткие терм-множества, определенные на универсальном множестве, $j = \overline{1,3}$; a_c^j – лингвистические оценки управляющего воздействия на объект, выбираемые из терм-множества переменной m . Лингвистические оценки выбираются из терм-множеств лингвистических переменных θ^* , $\dot{\theta}^*$ и $\ddot{\theta}^*$ и m^* :

$$\begin{aligned} a_i^j \in \{ \text{отрицательная (1), положительная (2),} \\ \text{близкая к нулю – нулевая (3)}. \end{aligned}$$

Другими словами, все сигналы (определенные выше лингвистические переменные) характеризуются как отрицательные ($j=1$), положительные ($j=2$) или близкие к нулю ($j=3$).

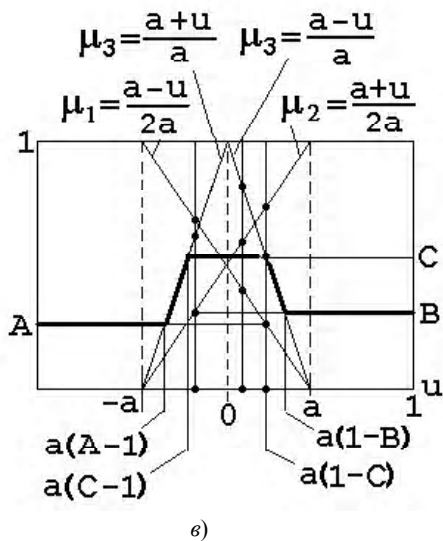
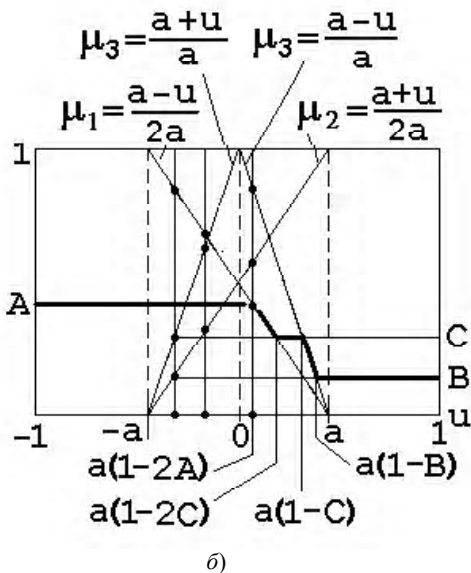
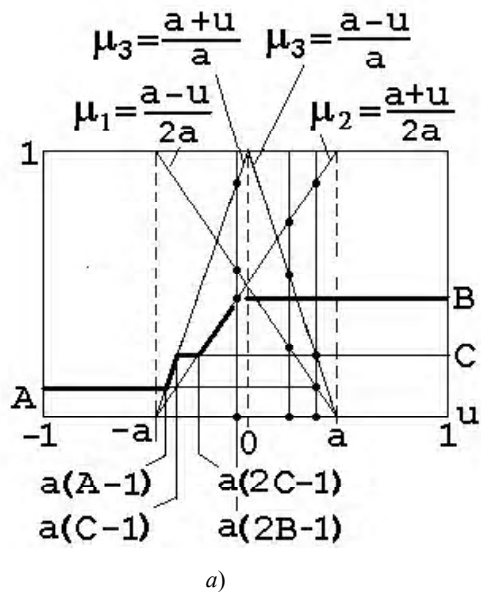


Рис. 3.

Функция принадлежности управляющего воздействия нечеткому множеству «отрицательная» определяется из системы нечетких логических уравнений:

$$\mu_{1c}(u) = \mu_1(u_1) \wedge \mu_1(u_2) \wedge \mu_1(u_3). \quad (6)$$

Функция принадлежности управляющего воздействия нечеткому множеству «положительная» определяется из системы нечетких логических уравнений:

$$\mu_{2c}(u) = \mu_2(u_1) \wedge \mu_2(u_2) \wedge \mu_2(u_3). \quad (7)$$

Функция принадлежности управляющего воздействия нечеткому множеству «близкая к нулю» определяется из системы нечетких логических уравнений:

$$\mu_{3c}(u) = \mu_3(u_1) \wedge \mu_3(u_2) \wedge \mu_3(u_3). \quad (8)$$

Результирующая функция принадлежности для управляющего воздействия в соответствии с рабочим правилом НР записывается в виде:

$$\mu_c(u) = \mu_{1c}(u) \vee \mu_{2c}(u) \vee \mu_{3c}(u). \quad (9)$$

В выражениях (6)–(9) \wedge – логическое «и», \vee – логическое «или».

В соответствии с лингвистическими правилами управления функция принадлежности управляющего воздействия $\mu_{1c}(u)$ нечеткому множеству «отрицательная» ограничена сверху значением:

$$A = \min[\mu_1(u_1^*), \mu_1(u_2^*), \mu_1(u_3^*)], \quad (10)$$

функция принадлежности управляющего воздействия $\mu_{2c}(u)$ нечеткому множеству «положительная» ограничена сверху значением:

$$B = \min[\mu_2(u_1^*), \mu_2(u_2^*), \mu_2(u_3^*)], \quad (11)$$

функция принадлежности управляющего воздействия $\mu_{3c}(u)$ нечеткому множеству «близкая к нулю» ограничена сверху значением:

$$C = \min[\mu_3(u_1^*), \mu_3(u_2^*), \mu_3(u_3^*)]. \quad (12)$$

Результирующая функция принадлежности для управляющего воздействия на основании выражения (9) получается путем формирования максимума:

$$\mu_c(u) = \max[\mu_{1c}(u), \mu_{2c}(u), \mu_{3c}(u)]. \quad (13)$$

Для определения конкретного значения управляющего воздействия m^* формируется «результирующая фигура», ограниченная результирующей ФП, и производится поиск абсциссы «центра тяжести результирующей фигуры» u_c .

Отметим весьма существенный факт. Какие бы значения не принимали переменные u_1^*, u_2^*, u_3^* на универсальном множестве $U = [-1, 1]$, в зависимости от соотношений величин A и B , «результирующая фигура» может принимать только три конфигурации: при $A \leq C \leq B$ первая конфигурация показана на рис.3, а; при

$A \geq C \geq B$ вторая конфигурация показана на рис. 3, б; при $\begin{cases} A \leq B \leq C \\ B \leq A \leq C \end{cases}$ третья конфигурация показана на рис. 3, в.

$$u_c = \frac{\int_{-1}^1 u \mu(u) du}{\int_{-1}^1 \mu(u) du} \quad (14)$$

Общая формула для определения абсциссы «центра тяжести результирующей фигуры» записывается в виде:

Абсцисса «центра тяжести результирующей фигуры» при $A \leq C \leq B$ определяется по формуле:

$$u_c = \frac{A \int_{-1}^{a(A-1)} u du + \int_{a(A-1)}^{a(C-1)} \frac{a+u}{a} u du + C \int_{a(C-1)}^{a(2C-1)} u du + \int_{a(2C-1)}^{a(2B-1)} \frac{a+u}{2a} u du + B \int_{a(2B-1)}^1 u du}{A \int_{-1}^{a(A-1)} du + \int_{a(A-1)}^{a(C-1)} \frac{a+u}{a} du + C \int_{a(C-1)}^{a(2C-1)} du + \int_{a(2C-1)}^{a(2B-1)} \frac{a+u}{2a} du + B \int_{a(2B-1)}^1 du} \quad (15)$$

при $A \leq C \leq B$.

После несложных вычислений находим:

$$u_c = \frac{(a^2-1)(A-B)/2 + a^2 B^2 - a^2(A^2+C^2)/2 + a^2(A^3-4B^3+3C^3)/6}{(1-a)A + (1+a)B - aB^2 + a(A^2+C^2)/2} \quad (16)$$

при $A \leq C \leq B$.

Абсцисса «центра тяжести результирующей фигуры» при $A \geq C \geq B$ определяется по формуле:

$$u_c = \frac{A \int_{-1}^{a(1-2A)} u du + \int_{a(1-2A)}^{a(1-2C)} \frac{a-u}{2a} u du + C \int_{a(1-2C)}^{a(1-C)} u du + \int_{a(1-C)}^{a(1-B)} \frac{a-u}{a} u du + B \int_{a(1-B)}^1 u du}{A \int_{-1}^{a(2A-1)} du + \int_{a(2A-1)}^{a(2C-1)} \frac{a+u}{2a} du + C \int_{a(2C-1)}^{a(1-C)} du + \int_{a(1-C)}^{a(1-B)} \frac{a+u}{a} du + B \int_{a(1-B)}^1 du} \quad (17)$$

при $A \geq C \geq B$.

После несложных вычислений находим:

$$u_c = \frac{(a^2-1)(A-B)/2 - a^2 A^2 + a^2(B^2+C^2)/2 + a^2(4A^3-B^3-3C^3)/6}{(1+a)A + (1-a)B - aA^2 + a(B^2+C^2)/2} \quad (18)$$

при $A \geq C \geq B$.

В качестве примера приведем следующие результаты расчетов при $a=0,2$:

- при $A=0,1, B=0,4, C=0,2$ получаем $u_c = 0,2774$;
- при $A=0,4, B=0,1, C=0,2$ получаем $u_c = -0,2774$.

Абсцисса «центра тяжести результирующей фигуры» при $\begin{cases} A \leq B \leq C \\ B \leq A \leq C \end{cases}$ определяется по формуле:

$$u_c = \frac{A \int_{-1}^{a(A-1)} u du + \int_{a(A-1)}^{a(C-1)} \frac{a+u}{a} u du + C \int_{a(C-1)}^{a(1-C)} u du + \int_{a(1-C)}^{a(1-B)} \frac{a-u}{a} u du + B \int_{a(1-B)}^1 u du}{A \int_{-1}^{a(A-1)} du + \int_{a(A-1)}^{a(C-1)} \frac{a+u}{a} du + C \int_{a(C-1)}^{a(1-C)} du + \int_{a(1-C)}^{a(1-B)} \frac{a-u}{a} du + B \int_{a(1-B)}^1 du} \quad (19)$$

при $\begin{cases} A \leq B \leq C \\ B \leq A \leq C \end{cases}$.

После несложных вычислений находим:

$$u_c = \frac{(a^2 - 1)(A - B) / 2 + a^2(B^2 - A^2) / 2 + a^2(A^3 - B^3) / 6}{(1 - a)A + (1 - a)B + 2aC - aC^2 + a(A^2 + B^2) / 2} \text{ при } \begin{cases} A \leq B \leq C \\ B \leq A \leq C \end{cases} \quad (20)$$

В качестве примера приведем следующие результаты расчетов при $a=0,2$:

- при $A=0,2, B=0,3, C=0,4$ получаем $u_c = 0,0903$;
- при $A=0,3, B=0,2, C=0,4$ получаем $u_c = -0,0903$.

Полученное значение u_c затем преобразуется в значение управляющего воздействия на объект управления (согласно формуле (3)):

$$m^* = D_m u_c^* \quad (21)$$

В качестве примера приведем следующие результаты расчетов при $a=0,2$.

- при $A=0,2, B=0,3, C=0,4$ получаем $u_c = 0,0903$;
- при $A=0,3, B=0,2, C=0,4$ получаем $u_c = -0,0903$.

Полученное значение u_c затем преобразуется в значение управляющего воздействия на объект управления (согласно формуле (3)):

$$m^* = D_m u_c^* \quad (21)$$

Отметим, что при фиксированных A и B величина C имеет строго определенное значение. Если $A \leq B$, то величина C определяется из следующих соотношений:

$$\begin{aligned} \mu_1 = (a - u^*) / (2a) = A; \Rightarrow u^* = a(1 - 2A); \Rightarrow \\ \Rightarrow \mu_3 = C = (a - u^*) / a = 2A. \end{aligned} \quad (22)$$

Если $A \geq B$, то величина C определяется из следующих соотношений:

$$\begin{aligned} \mu_2 = (a + u^*) / (2a) = B; \Rightarrow u^* = a(2B - 1); \Rightarrow \\ \Rightarrow \mu_3 = C = (a + u^*) / a = 2B. \end{aligned} \quad (23)$$

Формирователь величин $A(t), B(t)$ и $C(t)$ (блок 1 на рис. 1) проектируется на основании формул (1), (2), (4), (10), (11), (22) и (23). Этот блок показан на рис. 4.

В формирователе ошибка рассогласования квантуется аналого-цифровым преобразователем (АЦП) (**Zero-Order Hold**) с шагом квантования (шагом поступления данных в нечеткий регулятор) h . Ошибка $\theta(k)$ с выхода АЦП, ее первая $\dot{\theta}(k) = [\theta(k) - \theta(k - 1)] / h$ и вторая $\ddot{\theta}(k) = [\dot{\theta}(k) - \dot{\theta}(k - 1)] / h$ разности (формула (1)) подаются на вход блока нормировки входных переменных, который построен по формулам (4). На выходе блоков **Product, Product1, Product2** структурной схемы формирователя величин $A(t), B(t)$ и $C(t)$ с учетом «минус единицы» получаем переменные u_i (соответственно u_1, u_2, u_3). Элементами ограничения (**Saturation**) моделируем подмножество $(-a \leq u \leq a)$ универсального множества $U = [-1, 1]$, на которое поступают переменные $u_i, i = 1, 2, 3$. В блоках **Fcn, Fcn1, Fcn2** записываем

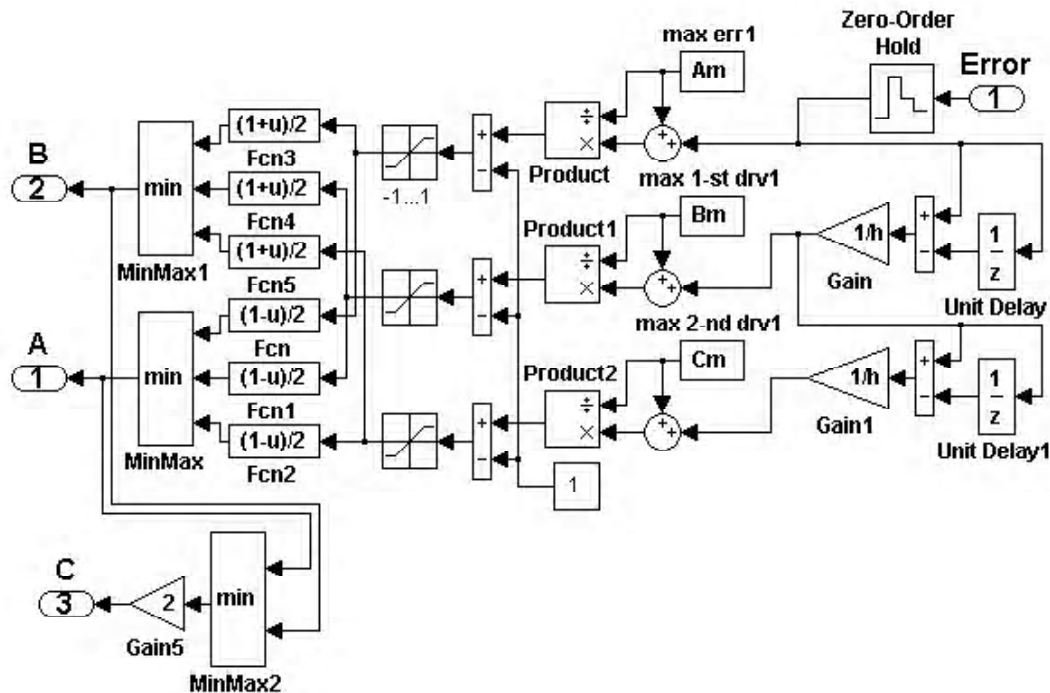


Рис. 4.

аналитические выражения для функций принадлежности $\mu_1(u)$, а в блоках **Fcn3**, **Fcn4**, **Fcn5** – аналитические выражения для функций принадлежности $\mu_2(u)$ (формулы (2), (22), (23)). На выходе блоков **Fcn**, **Fcn1**, **Fcn2** получаем переменные $\mu_1(u_i)$ (соответственно $\mu_1(u_1)$, $\mu_1(u_2)$, $\mu_1(u_3)$), а на выходе блоков **Fcn3**, **Fcn4**, **Fcn5** получаем переменные $\mu_2(u_i)$ (соответственно $\mu_2(u_1)$, $\mu_2(u_2)$, $\mu_2(u_3)$). Выражения (10) и (11) вычисляются в блоках **MinMax** и **MinMax1**, на выходе которых получаем значения переменных **A(t)** и **B(t)**. Вычисление величины **C(t)** осуществляется таким образом: поскольку при **A(t) ≤ B(t)** величина **C(t) = 2 A(t)**, а при **A(t) ≥ B(t)** величина **C(t) = 2 B(t)**, то достаточно определить меньшую величину и увеличить ее значение в два раза (см. соотношения (22) и (23)). Для этого служат блоки **MinMax2** и **Gain5**.

Значения диапазонов $A_m = \theta_{\max} = -\theta_{\min}$; $B_m = -\dot{\theta}_{\max} = -\dot{\theta}_{\min}$; $C_m = \ddot{\theta}_{\max} = -\ddot{\theta}_{\min}$ при настройке нечеткого регулятора подбираются либо вручную, либо автоматически путем решения оптимизационной задачи.

Блок сравнения величин A(t), B(t) и C(t) и расчета u_c (блок 2 на рис. 1) проектируется на основании формул (16), (18) и (20). Этот блок показан на рис. 5.

На выходе делителя **Product** формируется величина u_c на основании формулы (16) при $A \leq C \leq B$. На выходе делителя **Product1** формируется величина u_c на основании формулы (18) при $A \geq C \geq B$. На выходе делителя **Product2** формируется величина u_c на основании формулы (20) при

$$\begin{cases} A \leq B \leq C \\ B \leq A \leq C \end{cases}$$

Переключатели **Switch** и **Switch1** замыкают верхние контакты при условии $A \leq C \leq B$, когда на средних контактах этих переключателей сигналы положительные (в блоках **Switch** и **Switch1** параметр **Threshold=0,000001**). При условии $A \geq C \geq B$, когда на средних контактах переключателей **Switch** и **Switch1** сигналы отрицательные, переключатели замыкают нижние контакты.

Переключатели **Switch2** и **Switch3** замыкают верхние контакты при условии $A \leq B \leq C$, когда на средних контактах этих переключателей сигналы положительные (в блоках **Switch2** и **Switch3** параметр **Threshold=0,000001**).

При условии $A \leq C \leq B$, когда на среднем контакте переключателя **Switch2** сигнал положительный, а на среднем контакте переключателя **Switch3** сигнал отрицательный, то в переключателе **Switch2** замкнут верхний контакт, а в переключателе **Switch3** замкнут нижний контакт.

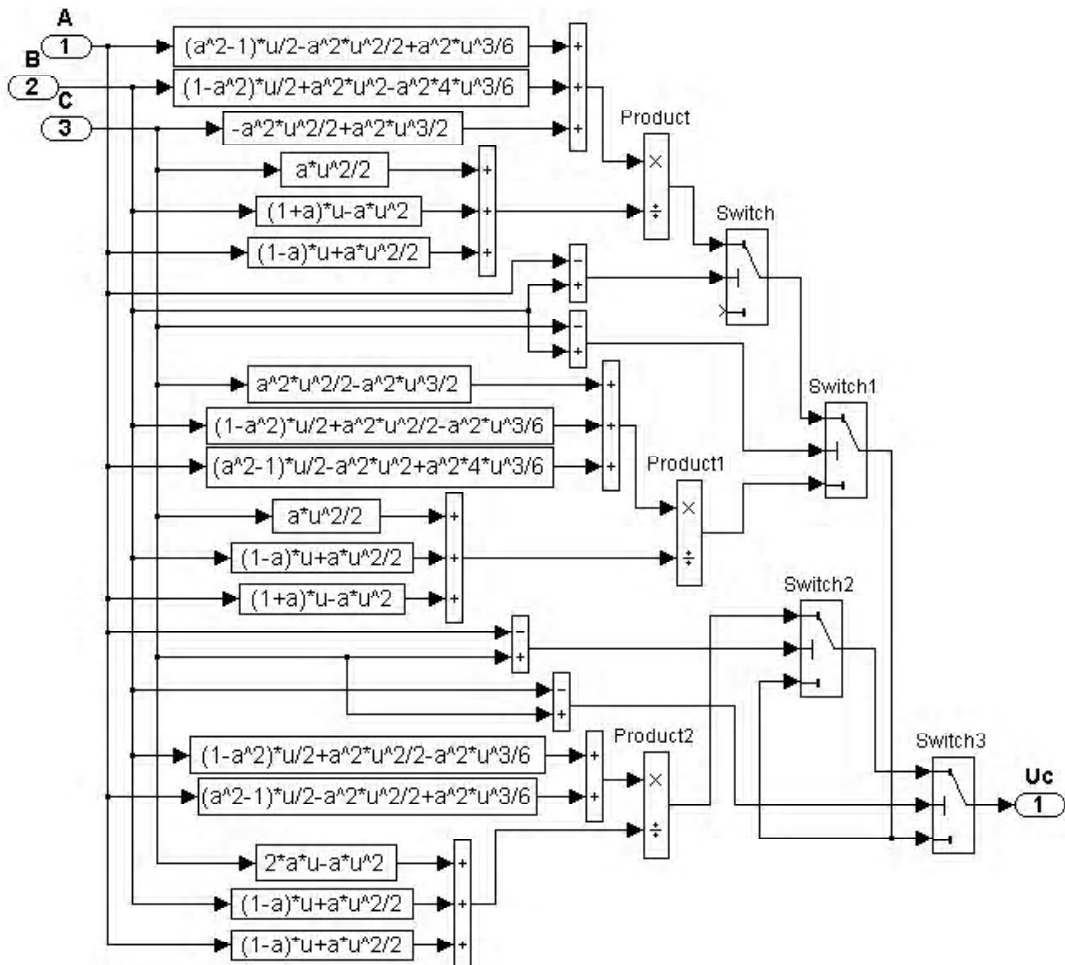


Рис. 5.

При условии $A \geq C \geq B$, когда на среднем контакте переключателя **Switch3** сигнал положительный, а на среднем контакте переключателя **Switch2** сигнал отрицательный, то в переключателе **Switch3** замкнут верхний контакт, а в переключателе **Switch2** замкнут нижний контакт.

Таким образом, при условии $A \leq C \leq B$ сигнал на выход схемы поступает с выхода делителя **Product**, при условии $A \geq C \geq B$ сигнал на выход схемы поступает с

выхода делителя **Product1** и при условии $\begin{cases} A \leq B \leq C \\ B \leq A \leq C \end{cases}$ сигнал на выход схемы поступает с выхода делителя **Product2**.

Блок нормировки выходной переменной (блок 3 на рис. 1) с цифро-аналоговым преобразователем (ЦАП) (Zero-Order Hold1 – фиксатором нулевого порядка с передаточной функцией $H(s) = (1 - e^{-hs})/s$), полученный на основании формулы (21), показан на рис. 6. Граничное значение диапазона $D_m = m_{\max} = -m_{\min}$ является параметром, который перестраивается при настройке нечеткого регулятора.

Таким образом, разработана полная принципиальная схема нечеткого регулятора и определены параметры регулятора, необходимые для его настройки. Предложенная схема может практически использоваться как в системах активного управления очередью пакетов в TCP/IP, так и любых других системах автоматического управления.

Логика работы нечеткого регулятора приведена на рис. 7. В регуляторе входные функции принадлежности (в формирователе) идентичны выходным (по которым рассчитаны формулы в блоке сравнения).

В формирователе величин **A(t), B(t) и C(t)** на входе нечеткого регулятора переменные θ^* , $\dot{\theta}^*$ и $\ddot{\theta}^*$, поступающие в регулятор с шагом квантования h , пересчитыва-

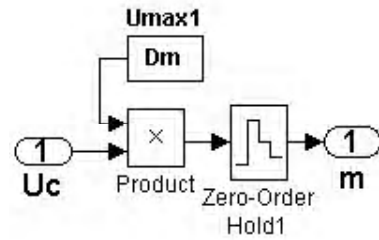


Рис. 6.

ются в переменные u_1^* , u_2^* , u_3^* по формулам (4) и производится расчет значений входных функций принадлежности (см. рис. 3 и 7, а) для переменных u_1^* , u_2^* , u_3^* . На основе алгоритма Мамдани определяются уровни отсечения A, B и C по формулам (10–12).

В блоке сравнения величин **A(t), B(t) и C(t)** и расчета u_c значения A, B и C , полученные в формирователе, откладываются соответствующим образом на выходные функции принадлежности, которые в этом регуляторе идентичны входным функциям принадлежности (см. рис. 7, а, б), определяется результирующая функция принадлежности (жирная линия на рис. 7, б) и производится расчет ненормированного выхода регулятора u_c по формулам (14–20).

Далее полученное значение u_c в блоке нормировки выходной переменной пересчитывается в выходное напряжение регулятора по формуле (21).

Рассмотрим режимы работы спроектированного нечеткого регулятора в системе управления.

Если одна или две из переменных $u_i, i = 1, 2, 3$, больше a , а две или одна из остальных расположены на универсальном множестве в диапазоне $-a \leq u \leq a$, то $A = 0$. Если одна или две из переменных меньше $-a$, а две или одна из остальных расположены на универсальном множе-

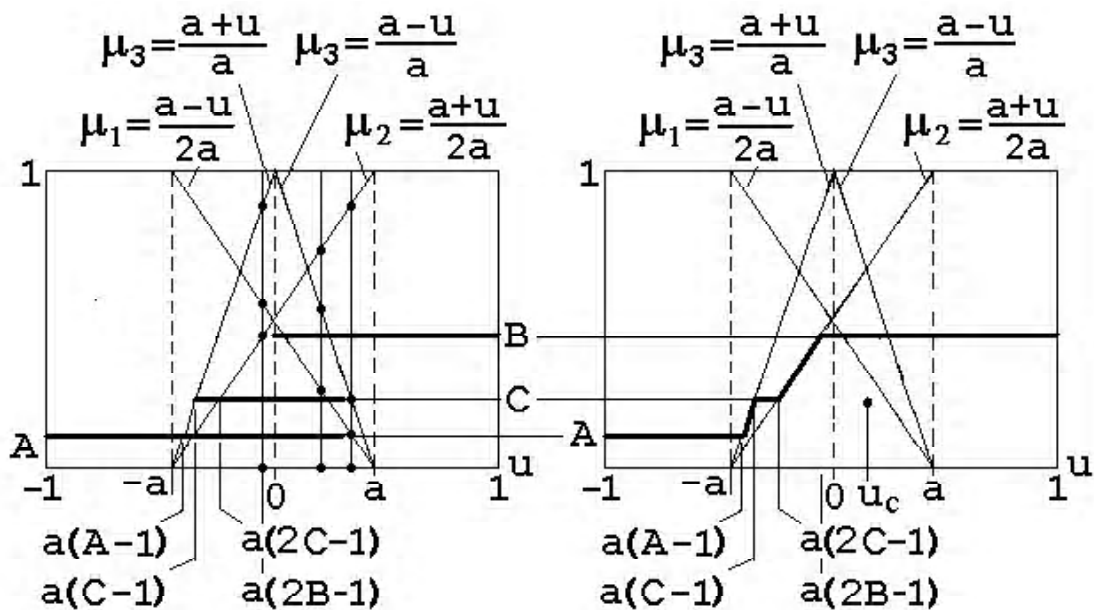


Рис. 7.

стве в диапазоне $-a \leq u \leq a$, то $B = 0$. Если три переменных больше a ($u_i \geq a, i = 1, 2, 3$), то $B \neq 0$ и если три переменных меньше $-a$ ($u_i \leq -a, i = 1, 2, 3$), то $A \neq 0$. В этих случаях регулятор работает в *первом режиме*, когда входные сигналы (входные воздействия) большие и регулятор обеспечивает высокое быстродействие (быструю обработку входных сигналов).

Если все нормированные входные сигналы $u_i, i = 1, 2, 3$, находятся в диапазоне $-a \leq u_i \leq a$, то регулятор работает во *втором режиме*, когда входные сигналы (входные воздействия) малые и регулятор обеспечивает динамическую точность системы (малые динамические ошибки).

Третий режим работы заключается в следующем. Если одна из переменных $u_i, i = 1, 2, 3$, больше a , а другая переменная меньше $-a$, то $A = B = 0$ и на выходе нечеткого регулятора сигнал равен нулю. В этом случае нечеткий регулятор ведет себя как нелинейное корректирующее устройство со случайным прерыванием управляющего воздействия на объект управления.

Нечеткий регулятор переходит из одного режима в другой режим автоматически в зависимости от входных сигналов.

Теперь отметим существенную ошибку в работе [1], в которой приведены *входные* функции принадлежности с двумя термами и *выходные* функции принадлежности с тремя термами. Очевидно, в *выходных* функциях принадлежности будут рабочими только две, идентичные *входным* функциям, поскольку *выходные* функции принадлежности с тремя термами не получают значения уровня отсечения $C(t)$. Поэтому принятые в работе [1] *выходные* функции использовать нецелесообразно, поскольку регулятор будет работать только при двух *выходных* функциях принадлежности, которые идентичны *входным* функциям. Исследование замкнутой системы управления с предложенным регулятором изложено в работе [12].

ВЫВОД

В работе представлена принципиальная схема трехрежимного нечеткого регулятора и изложены вопросы настройки регулятора с проверкой правильности его работы. На основе нового метода проектирования нечетких регуляторов, изложенного в работах [9–11], получены строгие аналитические выражения для управляющих воздействий на выходе нечеткого регулятора при идентичных треугольных функциях принадлежности с тремя термами. В качестве входных воздействий на регулятор кроме ошибки системы рассматриваются первая и вторая производные ошибки, что резко уменьшает динамические ошибки в системах автоматического управления, использующих такой нечеткий регулятор.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Ming, Liu* Design of a Multi-model Fuzzy Controller for AQM / Liu Ming, Dou Wen-hua, Xiao Rui // Fuzzy Systems and Knowledge Discovery-FSKD : Third International Conference (September 24–28, 2006, Xi'an), Lecture Notes in Computer Science. – China, Xi'an. – 2006, Volume 4223. – P. 739–742.

2. *Weiyang, Liu* A fuzzy-logic control algorithm for active queue management in IP networks / Liu Liu, Shunyi Zhang, Mu Zhang, Tao Liu // Journal of Electronics. – 2008. – No. 1, Vol. 25. – P. 102–107.
3. *Hadjadjaoul, Y.* FAFC: Fast Adaptive Fuzzy AQM Controller For TCP/IP Networks // Y. Hadjadjaoul, A. Nafaa, D. Negru, A. Mehaoua // IEEE GLOBAL Telecommunication Conference (29.11–3.12, 2004). – Dallas, Texas, USA, 2004. – Pp. 95–98
4. *Chrysostomou, C.* Fuzzy Logic Based Congestion Control in TCP/IP Networks for Quality of Service Provisioning / C. Chrysostomou, A. Pitsillides, G. Hadjipollas, A. Polycarpou, M. Sekercioglu // Next Generation Teletraffic and Wired / Wireless Advanced Networking (NEW2AN'04) : Proceedings of the International Conference (2–6 February 2004, St. Petersburg). – St. Petersburg, Russia, 2004. – Pp. 235–243.
5. *Chrysostomou, C.* Fuzzy logic congestion control in TCP/IP tandem networks / C. Chrysostomou, A. Pitsillides // Computers and Communications (IEEE ISCC 2006) : Proceedings of the 11th IEEE Symposium (June 26–29, 2006, Cagliari). – Cagliari, Italy, 2006. – Pp. 123–129.
6. *Chrysostomou, C.* Using Fuzzy Logic Control to Address Challenges in AQM Congestion Control in TCP/IP Networks / C. Chrysostomou, A. Pitsillides // Workshop on Modeling and Control of Complex Systems (MCCS'05) : CD ROM Proceedings (June 30–July 1, 2005, Ayia Napa). – Ayia Napa, Cyprus, 2005. – 22 p.
7. *Di Fatta, G.* A genetic algorithm for the design of a fuzzy controller for active queue management / G. Di Fatta, F. Hoffmann, Lo Re G, A. Urso // IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C : Applications and Reviews. – 2003. – Volume 33, Issue 3. – Pp. 129–134.
8. *Yaghmaee, M. H.* A Fuzzy Based Active Queue Management Algorithm / M. H. Yaghmaee, H. A. Toosi // SPECTS'2003 : Proc. International Symposium on Performance Evaluation of Computer and Telecommunication Systems (July 20–24). – 2003. – Montreal, Canada. – Pp. 458–462.
9. *Гостев, В. И.* Нечеткие регуляторы в системах автоматического управления / Гостев В. И. – К. : Радиоаматор, 2008. – 972 с.
10. *Гостев, В. И.* Новый метод проектирования одного класса нечетких цифровых регуляторов / Гостев В. И. // Проблемы управления и информатики. – 2007. – № 6. – С. 73–84
11. *Гостев, В. И.* Новый метод проектирования одного класса нечетких цифровых регуляторов / Гостев В. И. // Автоматика–2007 : Матеріали XIV міжнародної конференції з автоматичного управління (10–14 вересня 2007 року, м. Севастополь). – Ч.1. – Севастополь : СНУЯЄ та П, 2007. – С. 122–132.
12. *Гостев, В. И., Скуртов С. Н.* Фаззи–системы активного управления очередью в сетях TCP/IP: монография // Гостев В. И., С. Н. Скуртов. – Нежин : ООО Видавництво «Аспект-Поліграф», 2011. – 464 с.

Стаття надійшла до редакції 14.03.2011.

Гостев В. И.

Після доробки 16.01.2012.

ПРОЕКТУВАННЯ ТРИРЕЖИМНОГО НЕЧІТКОГО РЕГУЛЯТОРА ДЛЯ СИСТЕМ АКТИВНОГО КЕРУВАННЯ ЧЕРГОЮ В TCP/IP МЕРЕЖАХ

Викладені питання проектування трирежимного нечіткого регулятора при ідентичних трикутних функціях належності з трьома термами для систем активного керування чергою в TCP/IP мережах та представлена принципова схема регулятора в системі MATLAB.

Ключеві слова: проектування, нечіткий регулятор, функції приналежності, активне керування чергою, TCP/IP мережі, MATLAB.

Gostev V. I.

DESIGNING OF AN THREE-REGIME FUZZY CONTROLLER FOR SYSTEMS OF ACTIVE QUEUE MANAGEMENT IN TCP/IP NETWORKS

Questions of designing of an three-regime fuzzy controller are stated at identical triangular membership functions with three terms for systems of active queue management in TCP/IP networks and the basic scheme of controller in system MATLAB is presented

Key words: designing, fuzzy controller, membership functions, active queue management, TCP/IP networks, MATLAB.

УДК 004.93

Гофман Є. О.¹, Олійник А. О.², Субботін С. О.³

¹Аспірант Запорізького національного технічного університету

²Канд. техн. наук, доцент Запорізького національного технічного університету

³Канд. техн. наук, доцент Запорізького національного технічного університету

СКОРОЧЕННЯ БАЗ ЛІНГВІСТИЧНИХ ПРАВИЛ НА ОСНОВІ ДЕРЕВ РОЗВ'ЯЗКІВ

Розглянуто завдання індукції лінгвістичних правил. Розроблено метод ідентифікації дерев розв'язків для індукції лінгвістичних правил. Створено програмне забезпечення на основі запропонованого методу. Проведено експерименти по розв'язанню практичних задач, що дозволило дослідити ефективність запропонованого методу.

Ключові слова: дерево розв'язків, індукція правил, лінгвістичне правило.

ВСТУП

В наш час широке застосування отримали експертні системи, засновані на лінгвістичних правилах [1, 2], які успішно використовуються в різних прикладних областях, зокрема в технічному та медичному діагностуванні, фінансовому менеджменті, розпізнаванні образів, геологічній розвідці, керуванні комп'ютерними мережами, технологічними процесами, аналізі веб-контенту в інтернет та ін. Широке застосування таких систем обумовлене в першу чергу тим, що вони є прозорими й відносно дешевими в реалізації.

Оскільки бази правил в експертних системах часто характеризуються великим обсягом, актуальним є завдання індукції правил, суть якого полягає в тому, що на основі початкового набору правил необхідно сформувати нову базу правил меншого обсягу, яка в достатній мірі представляла б початкову базу правил і була б менш надлишковою.

Існують різні методи індукції правил [3], однак ці методи при обробці правил аналізують їхню якість окремо, не розглядаючи та не враховуючи якість усієї бази в цілому, що приводить до одержання неоптимальних баз нечітких правил. Тому актуальною є розробка нових методів індукції правил, які враховували б якість усієї бази знань, а не тільки окремих правил. Для розв'язання даного завдання пропонується створювати дерева розв'язків [3-5], які б після їхньої побудови переводилися в лінгвістичні правила. Вибір дерев розв'язків обґрунтовується їхньою можливістю виявляти неспостережувані зв'язки всередині досліджуваних об'єктів, процесів і систем.

Метою даної роботи є розробка методу індукції лінгвістичних правил з використанням математичного апарату дерев розв'язків.

Для досягнення поставленої мети необхідно розв'язати такі завдання:

- огляд математичного апарату дерев розв'язків;
- приведення основних етапів ідентифікації дерев розв'язків відповідно до розв'язуваного завдання;
- створення правил перетворення дерев розв'язків у лінгвістичні правила;
- порівняння розробленого підходу з існуючими методами індукції лінгвістичних правил.

ПОСТАНОВА ЗАВДАННЯ

Нехай задана база лінгвістичних правил $RB = \{R^1, R^2, \dots, R^{RN}\}$, що описує об'єкти навчальної вибірки $O = \{O^1, O^2, \dots, O^N\}$. Тоді на основі навчальної вибірки об'єктів O , необхідно сформувати таку базу лінгвістичних правил $RB^* = \{R^1, R^2, \dots, R^{RN^*}\}$, $RN^* \ll RN$, яка забезпечувала б прийнятну якість прогнозування експертної системи, побудованої на основі отриманої бази лінгвістичних правил RB^* :

$$Q(RB^*) \geq Q_{threshold}$$

де $Q(RB^*)$ – точність прогнозування або класифікації по базі правил RB^* ; $Q_{threshold}$ – мінімально припустима точність прогнозування або класифікації.

ДЕРЕВА РОЗВ'ЯЗКІВ

Дерева розв'язків являють собою графові інтелектуальні моделі, у внутрішніх вузлах яких розташовані функції прийняття рішень на основі значень вхідних змінних, а в зовнішніх вузлах (термінальних вузлах, листах) знаходяться значення вихідної змінної, відповідні до умов у внутрішніх вузлах [2, 6, 7].