

УДК 62-55:681.515

А.Л. Ткаченко

*Військовий інститут телекомунікацій та інформатизації НТУ України “КПІ”, Київ***ПРОЕКТУВАННЯ НЕЧІТКИХ РЕГУЛЯТОРІВ ДЛЯ ВИКОРИСТАННЯ В AQM СИСТЕМАХ**

На основі нового методу проектування нечітких регуляторів, викладеного в роботах [1, 2], в даній статті розглядаються питання проектування нечіткого регулятора при ідентичних трикутних функціях приналежності з трьома термами для систем активного управління чергою в TCP/IP мережах і представлена принципова схема регулятора в системі MATLAB[3].

**Ключові слова:** *активне управління чергою, нечіткий регулятор, терм, функція приналежності, універсальна множина, динамічна похибка.*

**Вступ**

**Постановка проблеми.** Останніми роками непередбачуване зростання Інтернету все більш і більш указує на проблему боротьби з перевантаженнями в мережах передачі даних. Для вирішення проблем зменшення високої затримки із-за повних черг потрібні складніші і превентивні стратегії ніж політика відкидання хвоста (Tail Drop). Такою стратегією є Активне Управління Чергою – Active Queue Management (AQM) [4, 5]. При AQM повідомлення про перевантаження проводяться відкиданням (або маркірування) пакетів, що поступають, перш, ніж черги маршрутизаторів стануть повними.

**Аналіз літератури.** Існують різні підходи реалізації AQM: Випадкове Раннє Виявлення – Random Early Detection (RED), Випадкова Експоненціальна Маркіровка – Random Exponentially Marking (REM), Адаптивна Віртуальна Черга – Adaptive Virtual Queue (AVQ), Управління Структурою, що Змінюється, – Sliding Mode Variable Structure Control та інші [6, 7].

Традиційні методи не можуть вирішити проблему боротьби з перевантаженнями із задовільною якістю, тоді як нечітка логіка забезпечує неаналітичний підхід до проектування динамічних і швидких схем управління для вирішення проблеми.

Для ефективної боротьби з перевантаженнями запропоновані фаззи-регулятори AQM (регулятори, що працюють на базі нечіткої логіки). Проектування таких регуляторів є складним із-за евристично залу-

чених в управління правив і функцій приналежності, відсутності автоматичних методів проектування нечіткої бази знань і настройки параметрів регулятора. Тому параметри нечіткої системи управління зазвичай настроюються за допомогою проб і помилок з використанням евристичних методів і моделювання. Особливі складнощі виникають із-за широкого діапазону експлуатаційних умов, наприклад, числа з'єднань, місткості зв'язків, затримок розповсюдження. Альтернативні процедури установки параметрів нечіткого регулятора базуються на еволюційних алгоритмах, які можуть забезпечити універсальну техніку оптимізації, близьку до генетичної адаптації, а головна перевага в тому, що вони не використовують механізму відкидання пакетів, а обчислюють втрати пакетів згідно заздалегідь конфігурованій нечіткій логіці з використанням довжини черги і рівня використання буфера.

Слід зазначити, що тільки настройка нечітких регуляторів і порівняння роботи “настроєних” регуляторів в AQM системах з конкретними параметрами системи (або з діапазонами зміни параметрів) дозволяє вибрати “оптимальний” регулятор для конкретної системи.

**Викладення основного матеріалу**

Розглянемо нечіткий регулятор (НР) із структурною схемою, яку представимо у вигляді послідовного з'єднання трьох блоків (рис. 1): формувача величин  $A(t)$ ,  $B(t)$  і  $C(t)$  (блок 1), блоку порівняння

величин  $A(t)$ ,  $B(t)$  і  $C(t)$  і розрахунку  $u_c$  (блок 2) і блоку нормування вихідної змінної (блок 3). На вхід регулятора поступають похибка, швидкість зміни (перша похідна) похибки, прискорення (друга похідна) похибки. На універсальній множині  $[-1, 1]$  задано три нечіткі підмножини, функції приналежності (ФП) які для кожної лінгвістичної величини визначаються по формулах:

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

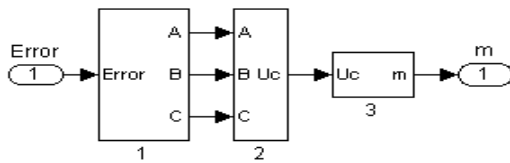


Рис. 1. Структурна схема нечіткого регулятора

Проводиться розрахунок значень ФП для цих змінних (рис. 2). Крапками на універсальній множині відмічені можливі для якогось моменту часу значення змінних. Для спрощення нормування (перерахунку значень сигналів в значення елементів єдиної універсальної множини) діапазони зміни вхідних і вихідних сигналів (параметрів нечіткого регулятора) приймаємо симетричними  $A_m = \theta_{max} = -\theta_{min}$ ,  $B_m = \dot{\theta}_{max} = -\dot{\theta}_{min}$ ,  $C_m = \ddot{\theta}_{max} = -\ddot{\theta}_{min}$ . Тоді формули для нормування (перерахунку) приймають вигляд:

$$\begin{cases} u_1^* = (\theta^* + A_m) / A_m - 1; \\ u_2^* = (\dot{\theta}^* + B_m) / B_m - 1; \\ u_3^* = (\ddot{\theta}^* + C_m) / C_m - 1. \end{cases} \quad (2)$$

Лінгвістичне правило керування нечіткого регулятора формулюється у вигляді:

Якщо  $(\theta^* = a_1^j)$  і  $(\dot{\theta}^* = a_2^j)$  і  $(\ddot{\theta}^* = a_3^j)$ , то  $(m^* = a_c^j)$   $j = \overline{1,3}$ , де  $a_1^j$ ,  $a_2^j$  і  $a_3^j$  – лінгвістичні оцінки похибки, першої похідної похибки й другої похідної похибки, розглянуті як нечіткі терм-множини, певні на універсальній множині,  $j = \overline{1,3}$ ;  $a_c^j$  – лінгвістичні оцінки керуючого впливу на об'єкт, обрані з терм-множини змінної  $m$ . Лінгвістичні оцінки вибираються з терм-множин лінгвістичних змінних  $\theta^*$ ,  $\dot{\theta}^*$  і  $\ddot{\theta}^*$  й  $m^*$  (рис. 2)  $a_1^j \in \{\text{від'ємна (1), позитивна (2), близька до нуля – нульова (3)}\}$ .

Інакше кажучи, усі сигнали (певні вище лінгвістичні змінні) характеризуються як негативні ( $j=1$ ), позитивні ( $j=2$ ) або близькі до нуля ( $j=3$ ).

Для визначення конкретного значення управляючої дії формується “результуюча фігура”, обмежена результуючою ФП і проводиться пошук абсциси “центру тяжіння результуючої фігури”.

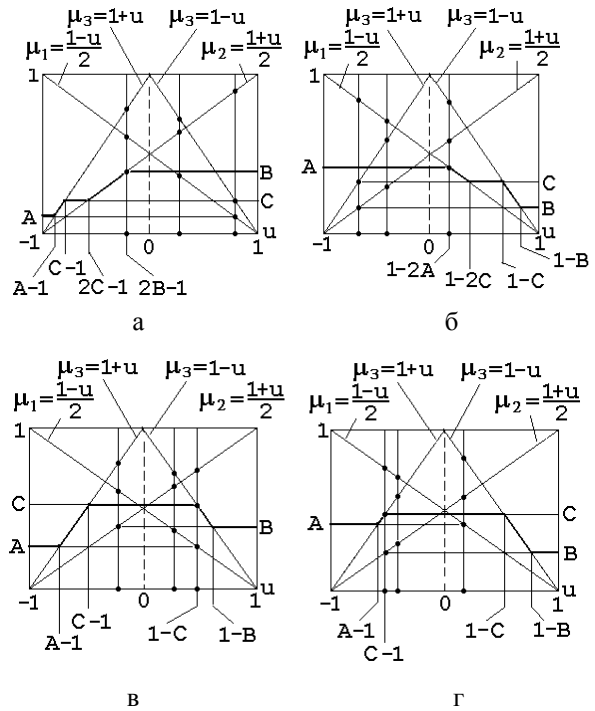


Рис. 2. Ймовірні значення похибки на термножинах

Відзначимо досить істотний факт. Які б значення не приймали змінні  $u_1^*$ ,  $u_2^*$ ,  $u_3^*$  на універсальній множині  $U = [-1, 1]$  залежно від співвідношень величин  $A$ ,  $B$  і  $C$  “результуюча фігура” може приймати тільки три конфігурації: при  $A \leq C \leq B$  перша конфігурація показана на рис. 2, а; при  $A \geq C \geq B$  друга конфігурація показана на рис. 2, б; при  $\begin{cases} A \leq B \leq C \\ B \leq A \leq C \end{cases}$  третя конфігурація показана на рис. 2, в, г. Загальна формула для визначення абсциси «центру тяжіння результуючої фігури» записується у вигляді:

$$u_c = \int_{-1}^1 u \mu(u) du / \int_{-1}^1 \mu(u) du. \quad (3)$$

Абсциса «центру тяжіння результуючої фігури» при  $A \leq C \leq B$  визначається по формулі:

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

при  $A \leq C \leq B$ .

Абсциса “центру тяжіння результуючої фігури” при  $A \geq C \geq B$  визначається по формулі

$$u_c = \frac{(C^2 + B^2)/2 - A^2 + (4A^3 - B^3 - 3C^3)/6}{2A - A^2 + (B^2 + C^2)/2} \quad (5)$$

при  $A \geq C \geq B$ .

Абсциса «центру тяжіння результуючої фігури» при  $\begin{cases} A \leq B \leq C \\ B \leq A \leq C \end{cases}$  визначається за формулою

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

Набуте значення  $u_c$  потім перетворюється в значення управляючої дії на об'єкт управління

$$m^* = D_m u_c^* \quad (7)$$

Відзначимо, що при фіксованих  $A$  і  $B$  величина  $C$  має суворо визначене значення. Якщо  $A \leq B$ , то величина  $C$  визначається з наступних співвідношень:

$$\begin{aligned} \mu_1 &= (1 - u^*) / 2 = A; & u^* &= 1 - 2A; \\ \mu_3 &= C = 1 - u^* = 2A. \end{aligned} \quad (8)$$

Якщо  $A \geq B$ , то величина  $C$  визначається з наступних співвідношень:

$$\mu_2 = (1 + u^*) / 2 = B; \quad \mu_3 = C = 1 + u^* = 2B. \quad (9)$$

Формувач величин  $A(t)$ ,  $B(t)$  і  $C(t)$  (блок 1 на рис. 1) проектується на підставі формул (1), (2), (8) і (9). Цей блок показаний на рис. 3.

У формувачі похибка розузгодження квантується аналого-цифровим перетворювачем АЦП (Zero Order Hold з кроком квантування (кроком надходження даних в нечіткий регулятор)  $h$ ). Похибка  $\theta(k)$  з виходу АЦП, її перша

$$\dot{\theta}(k) = [\theta(k) - \theta(k-1)] / h$$

і друга

$$\ddot{\theta}(k) = [\dot{\theta}(k) - \dot{\theta}(k-1)] / h$$

різниці подаються на вхід блоку нормування вхідних змінних, який побудований по формулах (2). На виході блоків Product, Product1, Product2 структурної схеми формувача величин  $A(t)$ ,  $B(t)$  і  $C(t)$  враховуючи мінус одиницю отримуємо змінні  $u_i$  (відповідно  $u_1$ ,  $u_2$ ,  $u_3$ ). Елементами обмеження (Saturation) моделюємо універсальну множину  $U = [-1, 1]$ , на яку поступають змінні  $u_i$ ,  $i = 1, 2, 3$ .

У блоках Fcn, Fcn1, Fcn2 записуємо аналітичні вирази для функцій приналежності  $\mu_1(u)$ , а в блоках Fcn3, Fcn4, Fcn5 – аналітичні вирази для функцій приналежності  $\mu_2(u)$  (формула (4)). На виході блоків Fcn, Fcn1, Fcn2 отримуємо змінні  $\mu_1(u_i)$  (відповідно  $\mu_1(u_1)$ ,  $\mu_1(u_2)$ ,  $\mu_1(u_3)$ ), а на виході блоків Fcn3, Fcn4, Fcn5 отримуємо змінні  $\mu_2(u_i)$  (відповідно  $\mu_2(u_1)$ ,  $\mu_2(u_2)$ ,  $\mu_2(u_3)$ ). У блоках MinMax і MinMax1 обчислюються вирази, на виході яких набуваємо значень змінних  $A(t)$  і  $B(t)$ . Обчислення величини  $C(t)$  здійснюється таким чином: оскільки при  $A \leq B$  величина  $C(t) = 2A(t)$ , а при  $A \geq B$  величина  $C(t) = 2B(t)$ , то досить визначити меншу величину і збільшити її значення в два рази. Для цього служать блоки MinMax2 і Gain5.

Значення діапазонів  $A_m = \theta_{\max} = -\theta_{\min}$ ;  $B_m = \dot{\theta}_{\max} = -\dot{\theta}_{\min}$ ;  $C_m = \ddot{\theta}_{\max} = -\ddot{\theta}_{\min}$  при настройці нечіткого регулятора підбираються або вручну, або автоматично шляхом рішення оптимізаційної задачі.

Блок порівняння величин  $A(t)$ ,  $B(t)$  і  $C(t)$  і розрахунку  $u_c$  (блок 2 на рис. 1) проектується на підставі формул (4), (5) і (6). Цей блок показаний на рис. 4.

На виході дільника Product формується величина  $u_c$  на підставі формули (4) при  $A \leq C \leq B$ . На виході дільника Product1 формується величина  $u_c$  на підставі формули (5) при  $A \geq C \geq B$ . На виході дільника Product2 формується величина  $u_c$  на підставі формули (6) при  $\begin{cases} A \leq B \leq C \\ B \leq A \leq C \end{cases}$ .

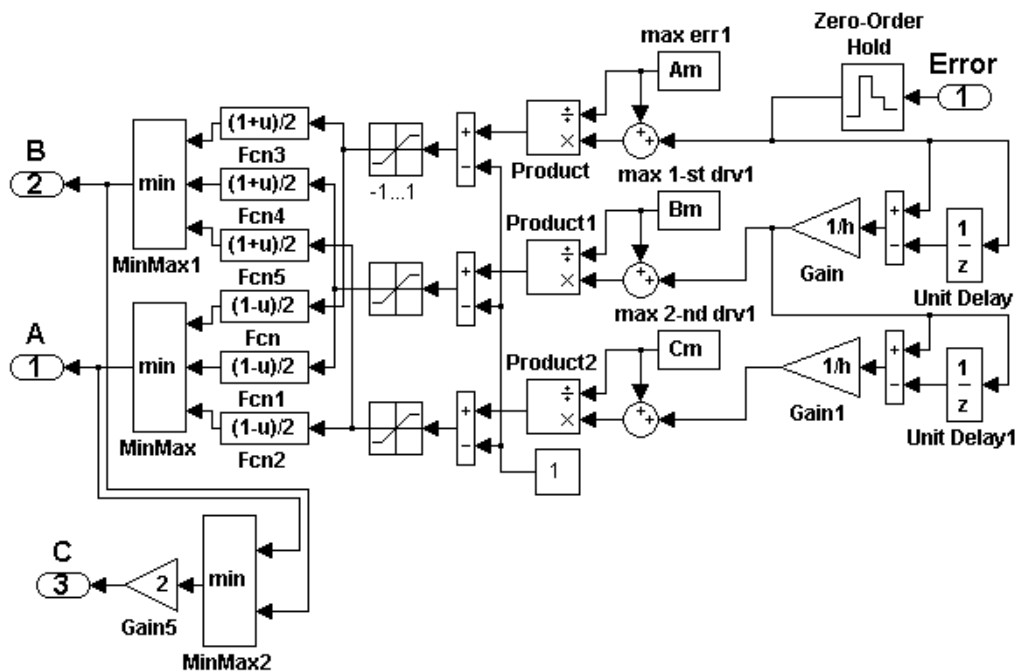


Рис. 3. Формувач величин  $A(t)$ ,  $B(t)$  і  $C(t)$

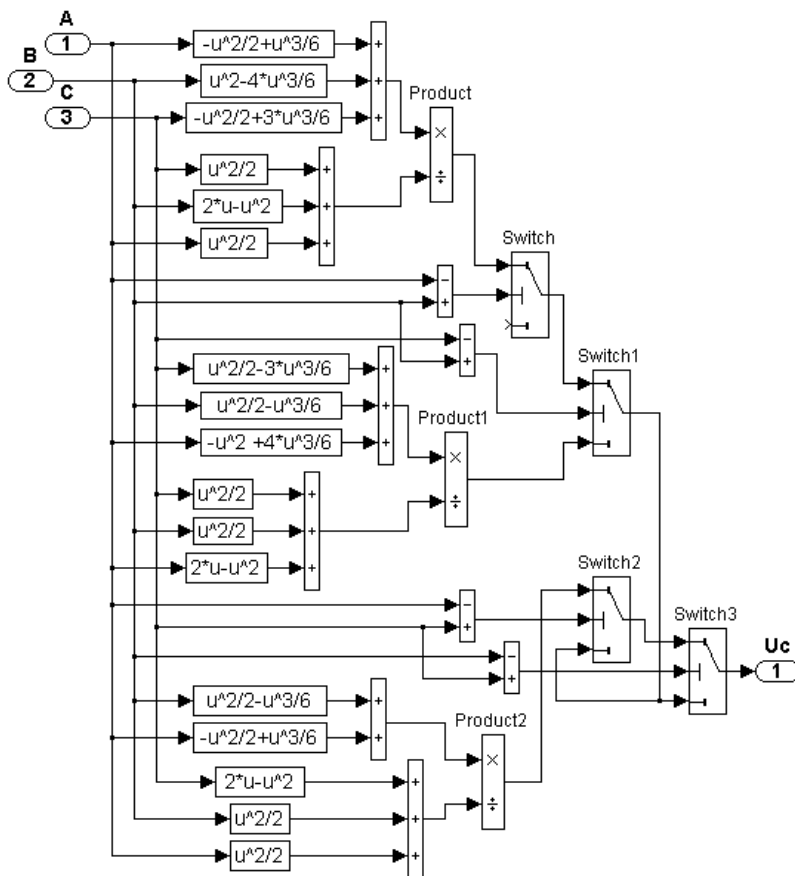


Рис. 4. Блок порівняння величин  $A(t)$ ,  $B(t)$  і  $C(t)$  і розрахунку  $u_c$

Перемикачі Switch і Switch1 замикають верхні контакти за умови, коли на середніх контактах цих перемикачів сигнали позитивні (у блоках Switch і Switch1 параметр  $Threshold=0.000001$ ). За умови, коли на середніх контактах перемикачів Switch і Switch1 сигнали негативні, перемикачі замикають нижні контакти.

Перемикачі Switch2 і Switch3 замикають верхні контакти за умови  $A \leq C \leq B$ , коли на середніх контактах цих перемикачів сигнали позитивні (у блоках Switch2 і Switch3 параметр  $Threshold=0.000001$ ).

За умови  $A \geq C \geq B$ , коли на середньому контакті перемикача Switch2 сигнал позитивний, а на середньому контакті перемикача Switch3 сигнал негативний, то в перемикачі Switch2 замкнутий верхній контакт, а в перемикачі Switch3 замкнутий нижній контакт.

За умови  $A \geq C \geq B$ , коли на середньому контакті перемикача Switch3 сигнал позитивний, а на середньому контакті перемикача Switch2 сигнал негативний, то в перемикачі Switch3 замкнутий верхній контакт, а в перемикачі Switch2 замкнутий нижній контакт.

Таким чином, за умови  $A \leq C \leq B$  сигнал на вихід схеми поступає з виходу дільника Product2, за умови  $A \geq C \geq B$  сигнал на вихід схеми поступає з виходу дільника Product1 і за умови

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

сигнал на вихід схеми поступає з виходу дільника Product2.

Блок нормування вихідної змінної (блок 3 на рис. 1) з цифроаналоговим перетворювачем ЦАП (Zero-Order Hold1 – фіксатором нульового порядку з передавальною функцією  $H(s) = (1 - e^{-hs})/s$ ), отриманий на підставі формули (7), показаний на рис. 5. Граничне значення діапазону  $D_m = m_{max} - m_{min}$  є параметром, який перебудовується при настройці нечіткого регулятора.

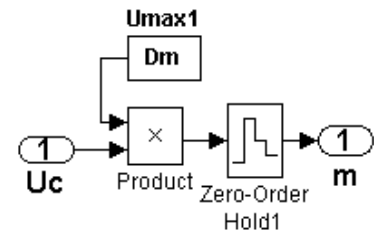


Рис. 5. Блок нормування вихідної змінної

Таким чином, розроблена повна принципова схема нечіткого регулятора і визначені параметри регулятора, необхідні для його настройки. Запропонована схема може практично використовуватися як в системах активного управління чергою пакетів в TCP/IP, так і будь-яких інших системах автоматичного управління.

Логіка роботи нечіткого регулятора приведена на рис. 6. У регуляторі *вхідні* функції приналежності (у формувачі) ідентичні *вихідним* (по яких розраховані формули в блоці порівняння).

У формувачі величин  $A(t)$ ,  $B(t)$  і  $C(t)$  на вході нечіткого регулятора змінні  $\theta^*$ ,  $\hat{\theta}^*$  і  $\ddot{\theta}^*$ , що поступають в регулятор з кроком квантування  $h$ , перераховуються в змінні  $u_1^*$ ,  $u_2^*$ ,  $u_3^*$ , по формулах (2) і проводиться розрахунок значень *вхідних* функцій приналежності (рис. 2 і 6, а). На основі алгоритму Мамдані визначаються рівні відсікання  $A$ ,  $B$  і  $C$  по формулах:

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

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

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

У блоці порівняння величин  $A(t)$ ,  $B(t)$  і  $C(t)$  і розрахунку  $u_c$  значення  $A$ ,  $B$  і  $C$ , отримані у форму-

вачі, відкладаються відповідним чином на вихідні функції приналежності, які в цьому регуляторі ідентичні вхідним функціям приналежності (див. рис. 6), визначається результуюча фігура (жирна лінія на рис. 6, б) і проводиться розрахунок ненормованого виходу регулятора по формулах (3) – (6).

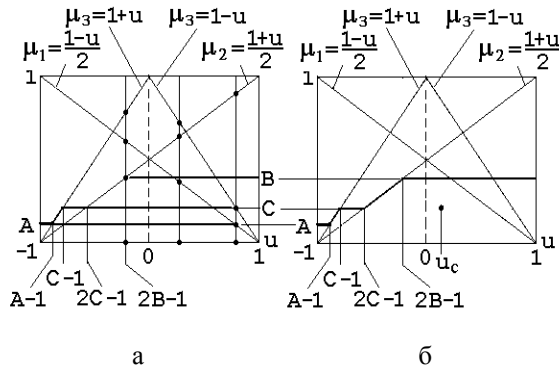


Рис. 6. Логіка роботи нечіткого регулятора

Далі набуває значення  $u_c$  в блоці нормування вихідної змінної перераховується у вихідну напругу регулятора по формулі (7).

### ВИСНОВКИ

Таким чином, в статті представлена принципова схема нечіткого регулятора і викладені питання настройки регулятора з перевіркою правильності його роботи. На основі нового методу проектування нечітких регуляторів, викладеного в роботах [1, 2], отримані строгі аналітичні вирази для управляючих дій на виході нечіткого регулятора при ідентичних трикутних функціях приналежності з трьома термами і, слід зазначити, на універсальній множині  $[-1; 1]$ . В якості вхідних дій на регулятор окрім похибки системи розглядаються перша і друга похідні похибки, що різко зменшує динамічні похибки в системах автоматичного управління, що використовують такий нечіткий регулятор.

### ПРОЕКТИРОВАНИЕ НЕЧЕТКИХ РЕГУЛЯТОРОВ ДЛЯ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ В AQM СИСТЕМАХ

А.Л. Ткаченко

На основе нового метода проектирования нечетких регуляторов, изложенного в работах [1, 2], в данной статье рассматриваются вопросы проектирования 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:** активное управление очередью, нечеткий регулятор, терм, функция принадлежности, универсальное множество, динамическая ошибка.

### DESIGNING OF FUZZY CONTROLLER FOR USE IN AQM SYSTEMS

A.L. Tkachenko

On the basis of the new method of designing of fuzzy controller stated in robots [1, 2], in given article questions of designing of fuzzy controller are considered at identical triangular functions of an accessory with three terms for systems of active management of turn in TCP/IP networks and the basic scheme of a regulator in system MATLAB is presented.

**Keywords:** active management of turn, fuzzy controller, a term, accessory function, universal set, a dynamic error.

### Список літератури

1. Гостев В.И. Новый метод проектирования одного класса нечетких цифровых регуляторов / В.И. Гостев // Проблемы управления и информатики. – 2007. – №6. – С. 73-84 (см. также Гостев В.И. Новый метод проектирования одного класса нечетких цифровых регуляторов / В.И. Гостев // Мат-ли XIV міжнар. конф. з автоматичного управління (Автоматика-2007), м. Севастополь, 10-14 вересня 2007 року. – Ч. 1. – Севастополь: СМУЯС та П, 2007. – С. 122-132).
2. Гостев В.И. Новый модифицированный метод проектирования одного класса нечетких цифровых регуляторов / В.И. Гостев // Автоматика: доклады XV міжнародної конференції з автоматичного управління, 23-26 вересня 2008 р. – 2008. – Одеса: ОНМА. – С. 138-141.
3. Дьяконов В.П. MATLAB 6/6.1/6.5+Simulink 4/5 в математике и моделировании. Полное руководство пользователя / В.П. Дьяконов. – М.: СОЛОН-Пресс, 2003. – 576 с.
4. Abbasov B., Korukoglu S., "An Active Queue Management Algorithms for reducing packet loss rate", *Mathematical and Computational Application*, 2009, Vol.14, no. 1, pp. 65-72.
5. Chrysostomou C., Pitsillides A., Hadjipollas G., Polycarpou M., Sekercioglu A. "Fuzzy Logic Control for Active Queue Management in TCP/IP Networks", *12th IEEE Mediterranean Conference on Control and Automation (IEEE MED'04)*, Kusadasi, Aydin, Turkey, 6-9 June 2004.
6. Chrysostomou C., Pitsillides A., Polycarpou M., Sekercioglu A., "Fuzzy Logic Controlled RED: Congestion Control in TCP/IP Differentiated Services Networks", *Special Issue on "The Management of Uncertainty in Computing Applications" in Soft Computing Journal - A Fusion of Foundations, Methodologies and Applications*, Vol 8, Number 2, pp. 79 - 92, December 2003.
7. Hollot C.V., Misra V., Towsley D., Gong W.B. "A Control Theoretic Analysis of RED," in *Proceedings of IEEE/INFOCOM*, April, 2001, pp. 1510-1519.
8. Гостев В.И. Проектирование нечетких регуляторов для систем автоматического управления / В.И. Гостев. – СПб.: БХВ-Петербург, 2011. – 416 с.

Надійшла до редколегії 29.03.2012

**Рецензент:** д-р, техн. наук, проф. В.І. Гостев, Державний університет інформаційно-комунікаційних технологій, Київ.