

УДК 681.5

Нечеткая система управления позиционным следящим электроприводом опорно-поворотных устройств с нежесткими осями

Д.В. Лукичев, Г.Л. Демидова

ФГБОУВПО «Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики», г. Санкт-Петербург, Российская Федерация
E-mail: demidova@ets.ifmo.ru

Авторское резюме

Состояние вопроса: Существующие алгоритмы настройки контура положения прецизионного электропривода оптико-механической системы не обеспечивают демпфирование упругих колебаний на инфранизких скоростях слежения. В связи с этим актуальным является разработка для унифицированных систем электропривода с упругими связями структур и алгоритмов управления, обеспечивающих плавное движение исполнительного органа при приемлемом быстродействии

Материалы и методы: Двигатель совместно с исполнительным органом представлен математической моделью обобщенного электромеханического преобразователя с двухмассовой нагрузкой, в которой учтена упругая связь масс. Внутренние контуры момента и скорости настраивались по принципам подчиненного регулирования.

Результаты: Рассмотрен алгоритм настройки контура положения прецизионного электропривода оптико-механической системы с помощью фаззи-регулятора.

Выводы: Математическое моделирование показало, что использование в контуре положения фаззи-регулятора вместо традиционного ПИ-регулятора позволяет значительно снизить ошибки слежения и устранить колебательность системы. Предложенная методика позволяет повысить точность и робастность прецизионных следящих приводов комплексов позиционирования и слежения.

Ключевые слова: следящий электропривод, позиционирование объекта, интеллектуальное управление, нечеткая логика.

Fuzzy control system of positioning servo drives of elastic coupling rotary supports

D.V. Lukichev, G.L. Demidova

St. Petersburg national research university of information technologies, mechanics and optics,
Saint-Petersburg, Russian Federation
E-mail: demidova@ets.ifmo.ru

Abstract

Background: The existing adjustment algorithms of high-precision electric drive position loop in opto-mechanical systems are unable to damp elastic vibrations at infra-low tracking speeds. Therefore, it is urgent to provide the unified elastic coupling electric drive systems with structures and control algorithms ensuring smooth movement of the executive device and acceptable performance.

Materials and Methods: The engine and the executive device are represented by a mathematical model of the generalized two-mass load electromechanical transducer with the mass elastic coupling taken into account. The inner loop torque and speed were adjusted according to subordinate regulation principles.

Results: The article discusses the algorithm of adjusting the precision electric drive position loop of an opto-mechanical system by means of a fuzzy controller.

Conclusions: Mathematical modeling has shown that using a fuzzy controller instead of traditional PI controllers can significantly reduce tracking errors and eliminate the system oscillativity. The proposed method improves the accuracy and robustness of high-precision servo drives in positioning and tracking systems.

Key words: servo motor, object positioning, intellectual control, fuzzy logic.

Наиболее распространенным принципом построения систем управления следящим электроприводом является принцип подчиненного управления, использующий стандартные настройки контуров регулирования. Однако влияние на точностные характеристики системы упругости между двигателем и исполнительным

органом механизма, обусловленное конструктивными особенностями, часто делает невозможным слежение за сигналом задания, меняющимся с малой скоростью. В системе возникают колебания, что приводит к повышенному износу, а иногда и поломке деталей [1].

Существует несколько способов решения данной проблемы. Одним из способов является подача сигнала второй производной от сигнала задания по углу непосредственно на вход контура регулирования положения [2]. Другим возможным способом решения является добавление к основным контурам системы контура адаптации с эталонной моделью [3].

Однако введение таких корректирующих устройств приводит к усложнению систем и не дает удовлетворительных результатов в случаях, когда исходное описание подлежащей решению проблемы является неточным и неполным или в процессе работы меняются параметры объекта (реальной системы). Известно, что в таких ситуациях, благодаря своим особенностям, наиболее конструктивной оказывается технология нечеткого управления.

Ниже приводится описание применения нечеткого (фаззи) регулятора в системе следящего электропривода с нежесткими осями, работающего на инфранизких скоростях. Исследование проведено путем математического моделирования с использованием интерактивной среды для научных и инженерных вычислений *MATLAB* и средством моделирования и исследования систем управления *Simulink*.

Структурная схема четырехконтурной системы управления осью опорно-поворотного устройства с фаззи-регулятором в контуре положения представлена на рис. 1 [2].

Блок ЭПС описывает процессы в энергетической подсистеме привода, содержащей трехфазный синхронный электромеханический преобразователь с активным ротором и числом пар полюсов p , транзисторный инвертор, формирующий трехфазную симметричную систему напряжений на обмотках двигателя с использованием сигнала датчика положения ротора (ДПР), и двухмассовую модель механизма исполнительной оси.

Блоку ЭПС можно поставить в соответствие обобщенную структурную схему ЭПС, представленную на рис. 2, где β – жесткость линеаризованной механической характеристики вентильного двигателя; T_β – электрическая постоянная времени фазной обмотки двигателя; $K_{шмп}$ – статический коэффициент передачи усилительно-преобразовательного устройства с широтно-импульсным регулированием выходного напряжения в линейной зоне его регулировочной характеристики [2].

Настройка внутренних контуров момента и скорости приведена в [2]. При моделировании использовался цифровой фаззи-регулятор с заданным значением времени дискретизации T_0 .

Фаззи-регулятор, структурная схема которого представлена на рис. 3, построен из условия компенсации статической ошибки.

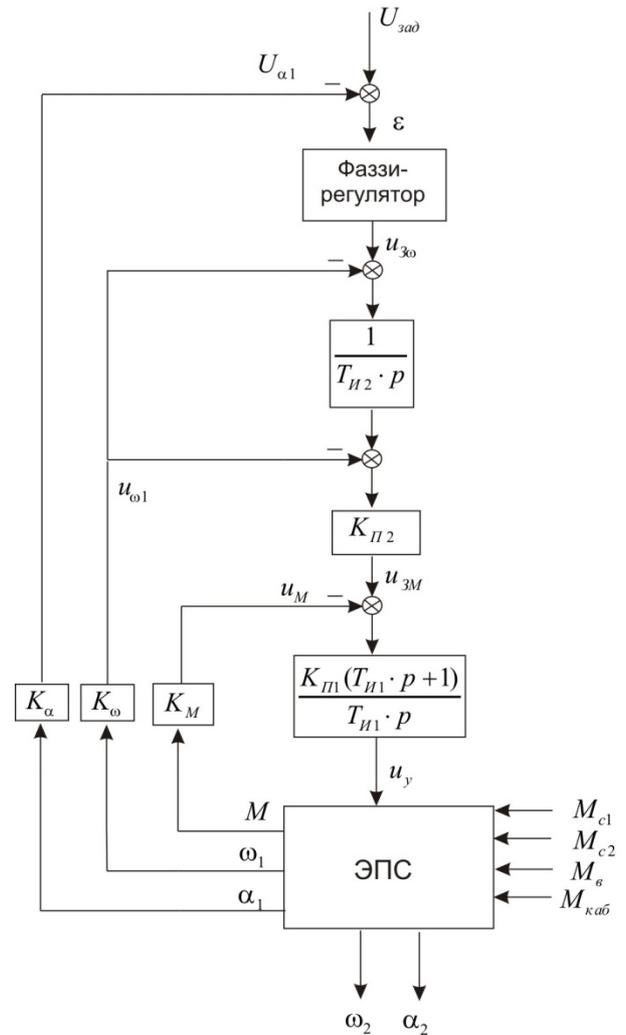


Рис. 1. Структурная схема четырехконтурной системы

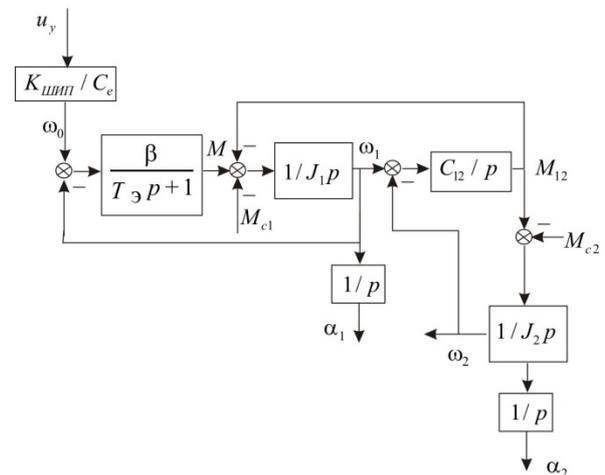


Рис. 2. Обобщенная структурная схема ЭПС

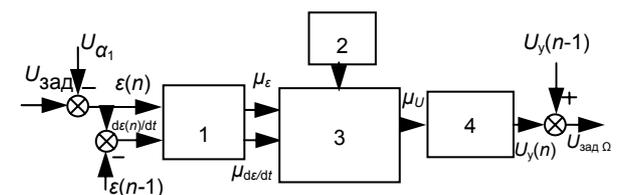


Рис. 3. Структурная схема системы фаззи-управления: 1 – блок фаззификации; 2 – база правил; 3 – блок формирования логического решения; 4 – блок дефаззификации

Обеспечение стабилизации угла поворота достигается введением двух входных переменных – ошибки и скорости изменения ошибки, рассчитывающихся по формулам:

$$\begin{aligned} \varepsilon(n) &= U_{зад\alpha} - U_{\alpha 1}; \\ d\varepsilon(n)/dt &= \varepsilon(n) - \varepsilon(n-1). \end{aligned} \quad (1)$$

В блоке фаззификации входные лингвистические переменные – ошибка системы и скорость изменения ошибки – качественно характеризуются терм-множествами, такими как: BN – большое отрицательное; MN – среднее отрицательное; LN – малое отрицательное; Z – около нуля; LP – малое положительное; MP – среднее положительное; BP – большое положительное, которые описываются на универсальном множестве U функциями принадлежности (ФП) μ_ε и $\mu_{d\varepsilon/dt}$.

База используемых правил представлена в таблице, где μ_ε , $\mu_{d\varepsilon/dt}$, μ_u – значения нормализованных сигнала ошибки, скорости ее изменения и управляющего воздействия в n -й момент времени.

База правил фаззи-регулятора

$\mu_{d\varepsilon/dt} \backslash \mu_\varepsilon$	BN	MN	LN	Z	LP	MP	BP
BN	BN	BN	MN	MN	LN	LN	Z
MN	BN	MN	MN	LN	LN	Z	LP
LN	MN	MN	LN	LN	Z	LP	LP
Z	MN	LN	LN	Z	LP	LP	MP
LP	LN	LN	Z	LP	LP	MP	MP
MP	LN	Z	LP	LP	MP	MP	BP
BP	Z	LP	LP	MP	MP	BP	BP

В данной системе использован алгоритм Мамдани («минимаксный» метод).

Ниже приведена работа алгоритма для первых двух правил из базы знаний со следующими нечеткими правилами [4]:

- если $\varepsilon = a_1^1$ и $d\varepsilon/dt = a_2^1$, то $u_y = a_y^1$;
- если $\varepsilon = a_1^2$ и $d\varepsilon/dt = a_2^2$, то $u_y = a_y^2$,

где a_j^i – лингвистические оценки (терм-множества) входных переменных (например, $a_j^1 \in \{ \text{большое отрицательное} (j = 1) \text{ среднее отрицательное} (j = 2) \}$); a_y^i – лингвистические оценки текущей выходной переменной u_y на едином универсальном множестве.

1. Процедура фаззификации:

$$\mu_1(\varepsilon), \mu_2(\varepsilon), \mu_1(d\varepsilon/dt), \mu_2(d\varepsilon/dt), \quad (2)$$

где $\mu_1(\varepsilon)$, $\mu_2(\varepsilon)$ – функции принадлежности для переменной ε ; $\mu_1(d\varepsilon/dt)$, $\mu_2(d\varepsilon/dt)$ – функции принадлежности для переменной $d\varepsilon/dt$.

2. Нечеткий вывод:

$$\begin{cases} A = \mu_1(\varepsilon) \wedge \mu_1(d\varepsilon/dt), \\ B = \mu_2(\varepsilon) \wedge \mu_2(d\varepsilon/dt), \end{cases} \quad (3)$$

где \wedge – операция логического минимума.

Затем находятся усеченные функции принадлежности для выходной переменной u_y (процедура активизации).

$$\begin{cases} \mu_{1y}(u) = A \wedge \bar{\mu}_1(u), \\ \mu_{2y}(u) = B \wedge \bar{\mu}_2(u), \end{cases} \quad (4)$$

где $\mu_{1y}(u)$, $\mu_{2y}(u)$ – функции принадлежности для переменной u_y .

3. Композиция (процедура аккумуляции). Производится объединение найденных усеченных функций, в результате чего получаем итоговое нечеткое множество для переменной выхода с результирующей функцией принадлежности:

$$\mu_y(u) = \mu_{1y}(u) \vee \mu_{2y}(u), \quad (5)$$

где \vee – операция логического максимума.

4. Процедура дефаззификации. Выполняется центроидным методом:

$$u_y = \frac{\int_{u_1}^{u_2} u \mu_y(u) du}{\int_{u_1}^{u_2} \mu_y(u) du}. \quad (6)$$

Переходя к численному интегрированию по методу трапеций (с шагом дискретизации T_0), формула для нахождения выходной переменной u_y примет следующий вид:

$$u_y = \frac{\frac{u_1 \mu_0}{2} + \sum_{i=1}^{m-1} u_i \mu_i + \frac{u_2 \mu_m}{2}}{\frac{\mu_0}{2} + \sum_{i=1}^{m-1} \mu_i + \frac{\mu_m}{2}}, \quad (7)$$

где $\frac{u_2 - u_1}{m} = T_0$ – шаг дискретизации; m – число дискрет на интервале $u_2 - u_1$; $i = 1, 2, 3 \dots m - 1$.

Для кусочно-линейной результирующей ФП, приведенной на рис. 4 и 5, абсцисса определяется как

$$u_y = \frac{\sum_{k=1}^N (a_{k+1} - a_k) [(2a_{k+1} + a_k) b_{k+1} + (2a_k + a_{k+1}) b_k]}{3 \sum_{k=1}^N (a_{k+1} - a_k) (b_{k+1} + b_k)}, \quad (8)$$

где N – число вершин; a_k , b_k – координаты вершин результирующей фигуры.

Полученное значение u_y затем преобразуется в значение управляющего воздействия на объект управления путем обратного отображения величины u_y с единого универсального множества на диапазон изменения $[u_{\min}, u_{\max}]$ лингвистической переменной.

Для рассмотренных алгоритмов используются функции принадлежности «треугольники» с диапазоном $(-1 - +1)$. Этот параметр будет соответствовать как входным величинам регулятора, так и выходным (рис. 4, 5). Модель фаззи-регулятора представлена на рис. 6.

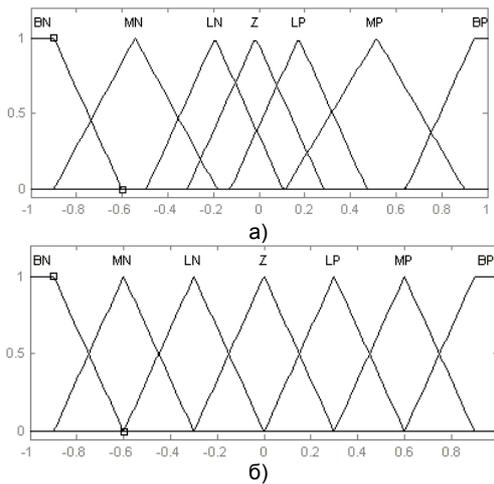


Рис. 4. Термы входных лингвистических переменных фаззи-регулятора: а – μ_ε ; б – $\mu_{d\varepsilon/dt}$

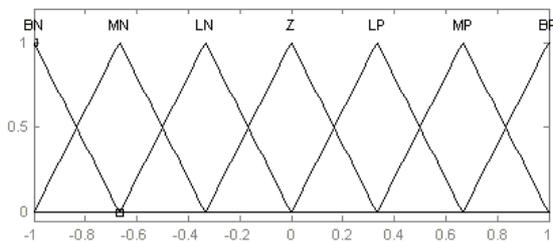


Рис. 5. Термы выходных лингвистических переменных μ_u регулятора

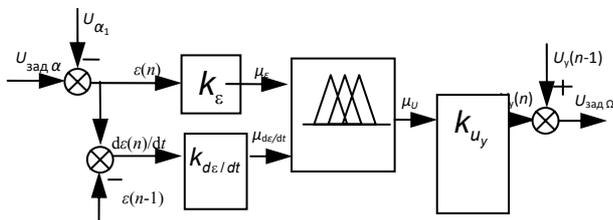


Рис. 6. Модель фаззи-регулятора

В качестве примера объекта управления был выбран исполнительный двигатель RM36-401-50BS с двухмассовой нагрузкой, с моментами инерции первой массы $J_1 - 340,6 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$, второй массы $J_2 - 1524,3 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$, с жесткостью $C_{12} - 3,9 \cdot 10^7 \text{ Н}\cdot\text{м}/\text{рад}$. На двигатель действует момент сопротивления на первой массе $M_{C1} - 50 \text{ Н}\cdot\text{м}$ и момент сопротивления на второй массе $M_{C2} - 80 \text{ Н}\cdot\text{м}$, ветровой момент $M_B - 220 \text{ Н}\cdot\text{м}$, а также момент кабельного перехода $M_{\text{каб}} - 60 \text{ Н}\cdot\text{м}$. В качестве модели трения выбрана модель с эффектом Штрибека.

Настройка фаззи-регулятора производилась из условия получения минимальной ошибки рассогласования. При настройке коэффициентов блоков, нормализующих сигнал ошибки и скорости ее изменения, а также сигнала управления используется метод динамической оптимизации для проектирования систем управления, реализованный в *Simulink*.

Таким образом, были получены нормирующие коэффициенты нечеткого регулятора (9)–(10), которые впоследствии были соотнесены с параметрами системы:

$$k_\varepsilon = \frac{k_\omega}{20(8T_\mu + T_0)k_\alpha}, \quad (9)$$

где k_ω, k_α – коэффициенты датчика скорости и положения соответственно;

$$k_{d\varepsilon/dt} = \frac{20k_\varepsilon}{(8T_\mu + T_0)} \quad (10)$$

$$k_{u_y} = 0,05,$$

где T_μ – малая некомпенсированная постоянная:

$$T_\mu = \frac{1}{2\omega_{op}}, \quad (11)$$

$$\omega_{op} = \frac{2\pi f_p}{4\sqrt{\gamma^3}} - \text{угловая резонансная частота, } f_p -$$

резонансная частота, γ – коэффициент соотношения масс.

Моделирование системы проводилось в режиме слежения за линейно изменяющимся заданием по углу и заданной скорости слежения 1 угл./с. При моделировании принималось $T_0 = 0,001 \text{ с}$.

В системе подчиненного регулирования с ПИ-регулятором в контуре положения отчетливо видны колебания угла амплитудой 3 угл. с, также присутствуют колебания момента амплитудой 100 Н·м (рис. 7).

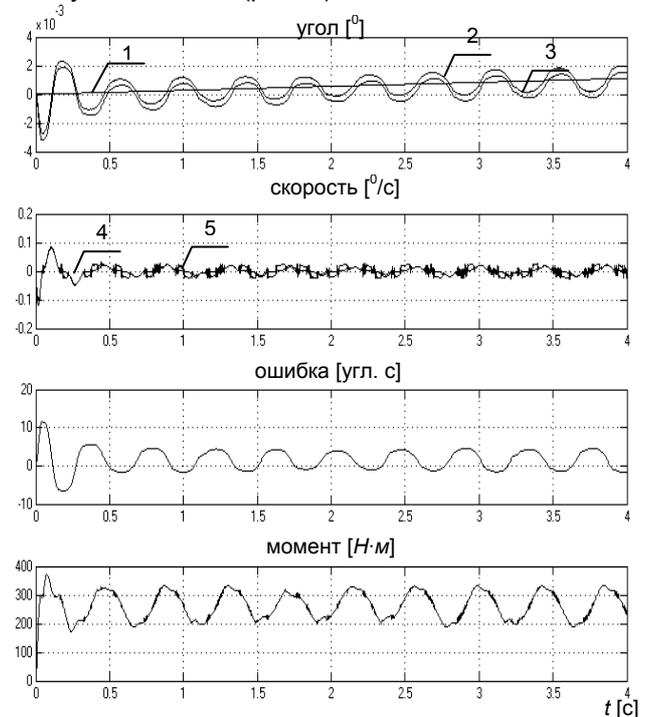


Рис. 7. Переходные процессы в системе подчиненного регулирования с ПИ-регулятором угла: 1 – $\alpha_{\text{зад}}$; 2 – α_1 ; 3 – α_2 ; 4 – ω_1 ; 5 – ω_2

В системе с нечетким регулятором (рис. 8) при инфранизкой скорости слежения 1 угл./с

максимальная ошибка положения второй массы в установившемся режиме составляет 1,489 угл. с. Постоянная ошибка слежения по первой массе отсутствует, также отсутствуют колебания момента.

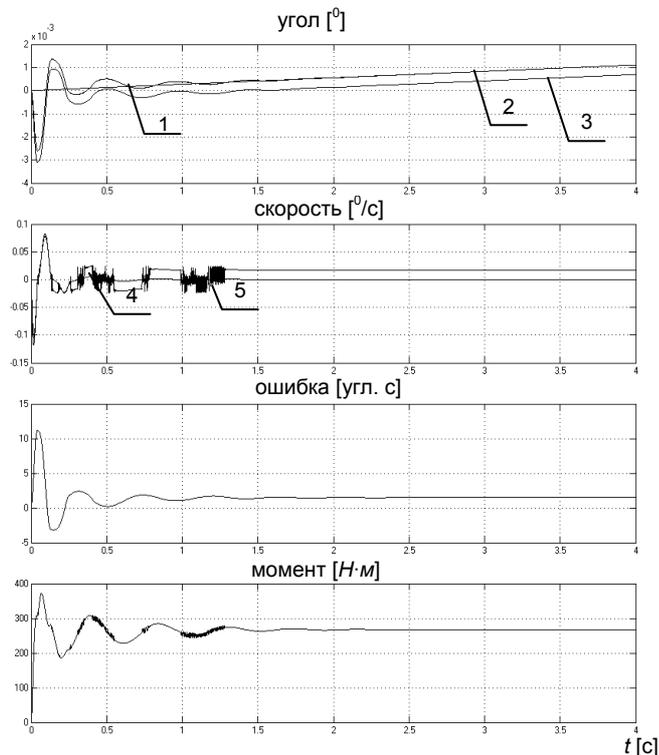


Рис. 8. Переходные процессы в системе с фаззи-регулятором угла: 1 – $\alpha_{зад}$; 2 – α_1 ; 3 – α_2 ; 4 – ω_1 ; 5 – ω_2

Заключение

Использование фаззи-регулятора в контуре положения вместо традиционного ПИ-

регулятора позволяет не только значительно увеличить точность слежения, но и устранить колебания на инфранизких скоростях, Поэтому применение фаззи-регулятора для системы регулирования положения является целесообразным и перспективным.

Список литературы

1. Борцов Ю.А., Соколовский Г.Г. Автоматизированный электропривод с упругими связями. – 2-е изд., перераб. и доп. – СПб.: Энергоатомиздат, 1992.
2. Толмачев В.А. Синтез следящего электропривода оси опорно-поворотного устройства // Изв. вузов. Приборостроение. – 2008. – Т. 51. – № 6. – С. 68–72.
3. Демидова Г.Л., Ловлин С.Ю., Цветкова М.Х. Синтез следящего электропривода азимутальной оси телескопа с эталонной моделью в контуре положения // Вестник ИГЭУ. – 2011. – Вып. 2. – С. 77–81.
4. Гостев В.И. Проектирование нечетких регуляторов для систем автоматического управления. – СПб.: БХВ-Петербург, 2011. – 416 с.

References

1. Bortsov, Yu.A., Sokolovskiy, G.G. *Avtomatizirovannyy elektroprivod s uprugimi svyaziyami* [Elastic coupling automatic electric drives]. Saint-Petersburg, Energoatomizdat, 1992.
2. Tolmachev, V.A. Sintez sledyashchego elektroprivoda osi oporno-povorotnogo ustroystva [Synthesis of electric servo drives of rotary support axes]. *Izvestiya vuzov. Pribrostroenie*, 2008, vol. 51, no. 6, pp. 68–72.
3. Demidova, G.L., Lovlin, S.Yu., Tsvetkova, M.Kh. Sintez sledyashchego elektroprivoda azimutal'noy osi teleskopa s etalonnoy model'yu v konture polozheniya [Synthesis of electric servo drives of a telescope azimuth axis with the reference model in position loop]. *Vestnik IGEU*, 2011, no. 2, pp. 77–81.
4. Gostev, V.I. Gostev, V.I. *Proektirovanie nechetkikh regulyatorov dlya sistem avtomaticheskogo upravleniya* [Design of fuzzy controllers for automatic control systems]. Saint-Petersburg, BKhV-Peterburg, 2011. 416 p.

Лукичев Дмитрий Вячеславович,
 ФГБОУВПО «Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики»,
 кандидат технических наук, доцент кафедры электротехники и прецизионных электромеханических систем,
 телефон (812) 233-83-36,
 e-mail: ludimit@yandex.ru

Демидова Галина Львовна,
 ФГБОУВПО «Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики»,
 ассистент кафедры электротехники и прецизионных электромеханических систем,
 телефон (812) 233-83-36,
 e-mail: demidova@ets.ifmo.ru