

## ЭВОЛЮЦИОННЫЙ СИНТЕЗ НЕЧЕТКИХ РЕГУЛЯТОРОВ

М. В. Бураков<sup>а</sup>, канд. техн. наук, доцент

А. С. Коновалов<sup>а</sup>, доктор техн. наук, профессор

О. Б. Яковец<sup>а, б</sup>, ведущий инженер

<sup>а</sup>Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, РФ

<sup>б</sup>АО «НИИ командных приборов», Санкт-Петербург, РФ

**Постановка проблемы:** ПИД-регуляторы давно известны и широко используются в промышленности, к их достоинствам относится простота структуры и реализации. Однако для объектов со значительными нелинейностями использование линейных ПИД-регуляторов может не обеспечивать приемлемое качество управления. **Цель:** построение нечетких регуляторов ПИД-типа, настраиваемых с помощью эволюционных алгоритмов и позволяющих улучшить качество работы обычных ПИД-регуляторов. **Результаты:** исследован нечеткий регулятор ПИД-типа с тремя независимыми базами правил. Предложена двухшаговая схема настройки регулятора для нелинейного динамического объекта. На первом шаге генетический алгоритм применяется для настройки линейного ПИД-регулятора, полученные коэффициенты используются на выходе каждого канала нечеткого регулятора ПИД-типа. На втором шаге с помощью генетического алгоритма формируется нелинейная преобразующая функция для каждого канала, реализуемая на базе искусственной нейронной сети. Алгоритм управления отлажен и проверен с помощью системы MatLab. Полученные результаты показывают значительное улучшение характеристик переходного процесса по сравнению с традиционными регуляторами. **Практическая значимость:** нечеткие регуляторы ПИД-типа могут эффективно использоваться при управлении нелинейными объектами в промышленности, что подтверждают рассмотренные в статье примеры.

**Ключевые слова** — системы управления, нечеткий логический регулятор, ПИД-регулятор, генетический алгоритм.

### Введение

Нечетким логическим регулятором (НЛР) называется регулятор, содержащий в своей структуре блок нечеткого логического вывода. Обычно НЛР включаются последовательно с объектом управления, подобно традиционным регуляторам ([1, 2] и др.).

Классическая теория автоматического управления ориентирована в основном на синтез линейных регуляторов на базе линеаризованных моделей, однако все реальные объекты являются нелинейными. Нелинейность математической модели выражается в присутствии статических и динамических нелинейных блоков, таких как «насыщение», «сухое трение», «гистерезис» и т. д. НЛР, нелинейные по своей сути, могут управлять линейными объектами лучше, чем классические регуляторы, а также управлять существенно нелинейными объектами, для которых линейные регуляторы не могут обеспечить приемлемое качество.

Основная проблема использования НЛР заключается в необходимости формализации закона управления в виде нечетких правил, использующих лингвистические переменные для описания входов и выходов регулятора. Первые НЛР использовали опыт эксперта для описания закона управления [3, 4], но этот способ пригоден лишь для ограниченного круга задач. Стандартные варианты описания правил НЛР опираются на анализ фазовой плоскости объекта управления [5]. Могут быть также использова-

ны методы пошаговой настройки НЛР, напоминающие методику Зиглера — Николса для пропорционально-интегрально-дифференциальных (ПИД) регуляторов [6]. Но в общем случае задача настройки НЛР является задачей оптимизации, для решения которой необходима достаточно точная компьютерная модель объекта и мощный алгоритм глобального поиска [7, 8]. При этом ставится задача поиска субоптимального решения, удовлетворяющего пользователя.

Алгоритмы поисковой оптимизации являются предметно-независимыми, успех их применения для настройки НЛР зависит от выбора критерия оптимальности и способа описания параметров регулятора. Рассмотрению этих вопросов посвящена данная работа.

### Варианты описания нечеткого регулятора ПИД-типа

Опыт конструирования промышленных систем управления показывает, что поведение многих реальных динамических систем может быть аппроксимировано с помощью передаточных функций первого или второго порядка (возможно — с запаздыванием). Эта особенность привела к широкому распространению ПИД-регуляторов как простого и надежного средства автоматизации [9]. Уравнение ПИД-регулятора имеет вид

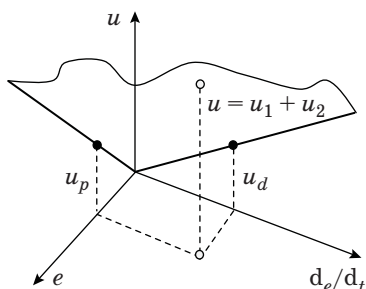
$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int_0^t e(\tau) d\tau + k_d \frac{de(t)}{dt} = u_p + u_i + u_d. \quad (1)$$

Часто используются варианты только из двух слагаемых (1) — пропорционально-дифференциальные (ПД) и пропорционально-интегральные (ПИ) регуляторы. В этом случае возможна наглядная геометрическая интерпретация закона управления, поскольку здесь управляющая поверхность представляет собой плоскость (рис. 1).

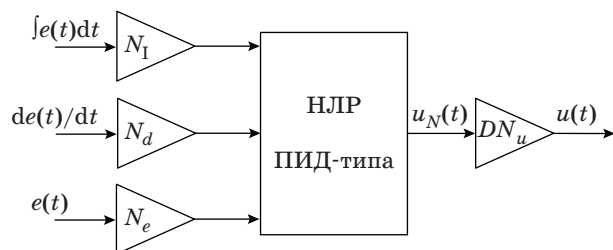
Нечеткий регулятор ПИД-типа получает такие же входные сигналы, как и линейный ПИД-регулятор, но закон управления здесь описывается не гиперплоскостью, а некоторой гиперповерхностью. Классический подход к построению НЛР приводит к использованию управляющих правил с тремя посылками (рис. 2, где  $N$  и  $DN$  — коэффициенты нормализации и денормализации).

Этот путь неэффективен, поскольку при использовании  $n$  термов для описания каждого входа получается  $n^3$  управляющих правил.

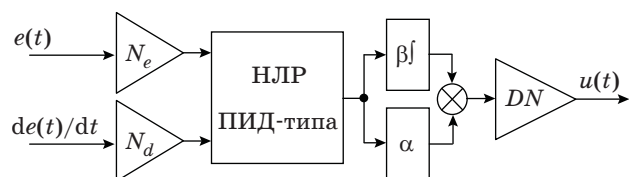
Нечеткие регуляторы ПД- и ПИ-типа получают на входе два сигнала. Можно показать, что если рассматривать на выходе НЛР ПИ-типа не значение выходного сигнала  $u$ , а его приращение  $du$ , то закон управления НЛР ПИ-типа описывают те же правила, которые использует НЛР ПД-



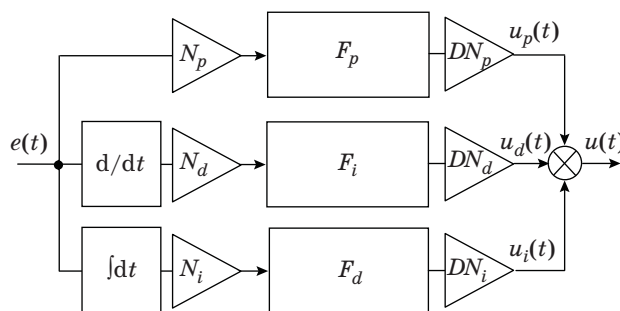
■ Рис. 1. Управляющая поверхность ПД-регулятора



■ Рис. 2. Нечеткий регулятор ПИД-типа с тремя входами



■ Рис. 3. Упрощенное описание НЛР ПИД-типа



■ Рис. 4. Декомпозиция НЛР ПИД-типа

типа [2]. Это позволяет использовать для реализации НЛР ПИД-типа структуру, показанную на рис. 3 (где  $\alpha$  и  $\beta$  — неизвестные коэффициенты).

Такое представление достаточно часто используется на практике, количество нечетких правил здесь сокращается до  $n^2$ .

Дальнейшее упрощение описания НЛР ПИД-типа возможно при записи нечеткого закона управления в виде, аналогичном (1):

$$u(t) = F_p(e(t)) + F_i \left( \int_0^t e(\tau) d\tau \right) + F_d \left( \frac{de}{dt} \right), \quad (2)$$

где  $F_p$ ,  $F_d$  и  $F_i$  — некоторые нелинейные функции.

При использовании  $n$  термов для описания каждого входа здесь требуется всего  $3n$  управляющих правил (рис. 4).

Коэффициенты нормализации выбираются исходя из априорных данных о системе управления. Рассматривая задачу синтеза НЛР ПИД-типа как задачу улучшения качества ПИД-регулятора, для выбора коэффициентов денормализации можно использовать следующий алгоритм [10, 11].

1. Синтезируется линейный ПИД-регулятор, параметры которого  $k_p$ ,  $k_i$ ,  $k_d$  будут играть роль коэффициентов денормализации.

2. Настраиваются нелинейные функциональные зависимости, описывающие нечеткий закон управления по каждой из входных переменных.

Таким образом, на первом шаге получаются базовые коэффициенты усиления, а на втором шаге — дополнительные коэффициенты усиления, нелинейно зависящие от входного сигнала.

### Эволюционный синтез нелинейного закона управления

Задача поиска нелинейных зависимостей в (2) может быть решена различными способами, однако наиболее эффективным здесь является использование популяционных метаэвристических методов, таких как генетический алгоритм или метод роя частиц [12].

Применение генетического алгоритма предполагает кодирование параметров задачи с помощью хромосом, составные части которых (гены) соответствуют отдельным параметрам. Совокупность хромосом образует популяцию, эволюционирующую во времени. Цель эволюции — улучшение пригодности хромосом, описывающей качество решения поставленной задачи.

Метод роя частиц рассматривает отдельные параметры задачи в качестве координат поискового пространства. Для каждой точки вычисляется значение целевой функции. Рой частиц движется в поисковом пространстве в направлении экстремума.

При использовании обоих алгоритмов сложность задачи определяется количеством настраиваемых параметров и видом целевой функции.

Для описания нелинейных функций  $F_p$ ,  $F_d$  и  $F_i$  можно использовать разные способы, в частности, нейронные *RBF*-сети.

Нейронная *RBF*-сеть является двухслойной, она содержит слой радиально-базисных нейронов и линейный выходной слой [13].

В качестве радиальной базисной функции  $\varphi$  обычно используется гауссова функция

$$\varphi_i(\|x - c_i\|) = \exp\left(-\frac{\|x - c_i\|^2}{2\sigma_i^2}\right),$$

где  $\sigma$  — ширина «окна» активационной функции;  $c_i$  — центр активационной *RBF*-функции  $i$ -го нейрона;  $y$  — входной сигнал.

Выход *RBF*-сети описывается выражением

$$F(t) = \sum_{i=1}^N w_i \varphi_i(t),$$

где  $w_i$  — вес нейрона выходного слоя.

Нелинейности  $F_p$ ,  $F_d$  и  $F_i$  являются положительными, т. е. произведение любого входного сигнала и соответствующего выходного сигнала положительно. Поэтому каждый нейрон *RBF*-слоя имеет парный нейрон, у которого центр имеет тот же модуль, но другой знак. Это позволяет сократить число настраиваемых параметров.

Таким образом, каждый нейрон имеет два параметра, а третьим параметром является вес выхода нейрона.

Задачу оптимизации можно упростить, если заранее распределить *RBF*-нейроны по базовой шкале и выбрать фиксированную ширину активационных функций. Очевидно, эта операция соответствует лингвистическому описанию входной переменной с помощью набора термов (рис. 5).

Можно также рассмотреть кусочно-линейную аппроксимацию нелинейной функции. Такой вариант можно представить в виде *RBF*-сети, в ко-

торой радиально-базисные нейроны имеют прямоугольные активационные функции, а веса выходного слоя соответствуют коэффициентам усиления линейных участков.

Фактически это означает замену линейного регулятора на множество линейных регуляторов, каждый из которых отвечает за свою область входного пространства.

Обозначив коэффициент усиления каждого линейного участка как  $w_i$ , получаем вектор настраиваемых параметров  $W = \{w_1, w_2, \dots, w_N\}$ .

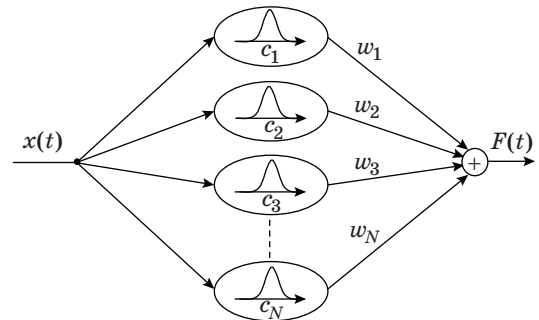
Описание целевой функции удобно выполнить с использованием эталонной модели, описывающей заданные требования к переходному процессу. Целевая функция должна оценивать близость выходов объекта и эталонной модели, например:

$$q(W) = \sum_{i=1}^T |y_i^* - y_i|, \quad (3)$$

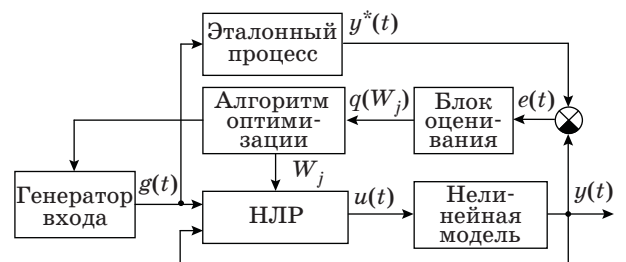
где  $T$  — количество моментов времени в течение переходного процесса;  $y$  и  $y^*$  — реальное и желаемое значение выхода объекта.

Общая схема эволюционной оптимизации НЛР ПИД-типа показана на рис. 6.

Алгоритм оптимизации циклически запускает генератор входа, вырабатывающий тестовое воздействие  $g(t)$ . При каждом запуске регулятор получает параметры  $W_j$ , которым соответствует хромосома генетический алгоритм или коорди-



■ Рис. 5. Аппроксимация статической нелинейности с помощью *RBF*-сети



■ Рис. 6. Эволюционная оптимизация нечеткого регулятора

наты частицы (метод роя частиц). По окончании переходного процесса набор параметров получает оценку пригодности  $q(W_i)$ . Затем популяция (рой) преобразуется, и происходит новое тестирование. Критерием окончания процесса обычно служит длительное отсутствие улучшений или *исчерпание* количества заданных итераций.

Удобным инструментом реализации описанного подхода является пакет MatLab с расширениями Simulink и GAtool [14].

### Примеры реализации

Математическое описание многих промышленных объектов (электрических, электромеханических, гидравлических и т. д.) с одним входом и одним выходом можно представить в виде моделей, содержащих последовательно включенные статическое нелинейное звено и динамическую линейную часть.

Нелинейность типа «насыщение» вводится в модель для учета ограничений уровней переменных при исследовании поведения систем управления в режимах больших отклонений от положения равновесия, а также для описания максимальных уровней управляющего сигнала.

Нелинейный элемент типа «зона нечувствительности» учитывает реальные свойства датчи-

ков, исполнительных механизмов и других устройств при малых входных сигналах.

Схема вычислительного эксперимента представлена на рис. 7.

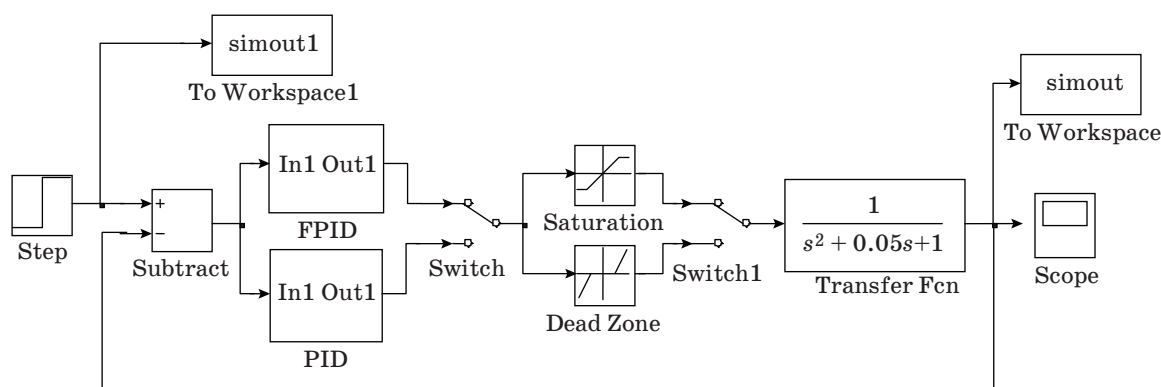
Объект управления представляет собой колебательное звено, на вход которого могут подключаться нелинейности и регулятор выбранного типа. При настройке ПИД-регулятора и НЛР ПИД-типа использовался генетический алгоритм. Блоки *simout* использовались для вычисления (3).

Результаты моделирования для объекта с нелинейностью «насыщение» представлены на рис. 8, *а* и *б*, а для объекта с нелинейностью «зона нечувствительности» — на рис. 9, *а* и *б*.

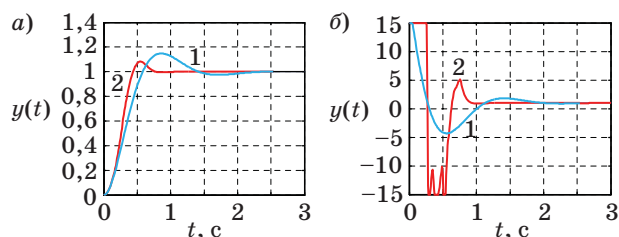
Как следует из рис. 8, *а* и 9, *а*, время переходного процесса сократилось примерно в два раза, хотя при этом растут энергетические затраты на управление (см. рис. 8, *б* и 9, *б*).

Нелинейные функции, описывающие нечеткий закон управления по каждому каналу НЛР ПИД-типа, полученные в результате генетического обучения, показаны на рис. 10.

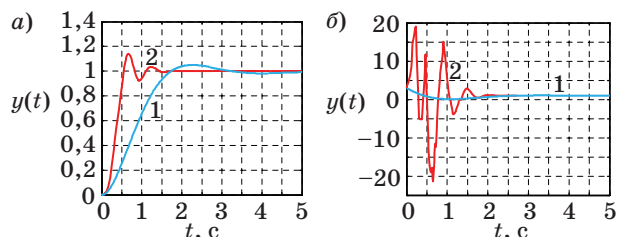
Полученные функции  $F_p$ ,  $F_d$ ,  $F_i$  оказались существенно различными для объектов с разными нелинейностями. Этот результат предсказуем, поскольку регулятор может рассматриваться в качестве обратной модели объекта.



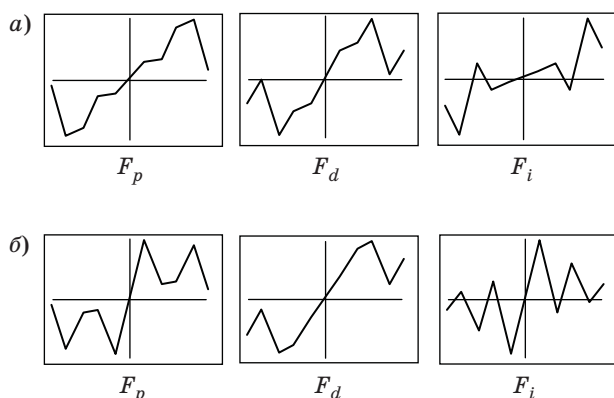
■ Рис. 7. Блок-схема эксперимента в MatLab Simulink



■ Рис. 8. Переходный процесс (*а*) и сигнал управления (*б*) в системе с нелинейностью «насыщение»: 1 — линейный ПИД-регулятор; 2 — нелинейный НЛР ПИД-типа



■ Рис. 9. Переходный процесс (*а*) и сигнал управления (*б*) в системе с нелинейностью «зона нечувствительности»: 1 — линейный ПИД-регулятор; 2 — нелинейный НЛР ПИД-типа



■ **Рис. 10.** Нелинейные отображения по трем каналам НЛР, полученные для объекта с характеристикой «насыщение» (а) и «зона нечувствительности» (б)

## Литература

1. Passino K., Yurkovich S. Fuzzy Control. — Reading MA: Addison-Wesley, 1998. — 522 p.
2. Бураков М. В. Нечеткие регуляторы. — СПб.: ГУАП, 2010. — 237 с.
3. Mamdani E. H., Assilian S. An Experiment in Linguistic Synthesis with Fuzzy Logic Controller // Int. J. Man-Machine Studies. 1975. Vol. 7. N 1. P. 1–13.
4. Holmblad L. P., Osregard J. J. Control of Cement Kiln by Fuzzy Logic // Approximate Reasoning in Decision Analysis/ M. M. Gupta and E. Sanchez Eds. — Amsterdam, New York, Oxford, 1982. P. 389–400.
5. Macvicar-Whelan P. J. Fuzzy Sets for Man-Machine Interaction // Int. J. Man-Mach. Studies. 1976. Vol. 8. P. 687–697.
6. Бураков М. В., Коновалов А. С. Синтез нечетких логических регуляторов // Информационно-управляющие системы. 2011. № 1. С. 14–19.
7. Burakov M. V., Konovalov A. S. Peculiarities of Genetic Algorithm Usage when Synthesizing Neural and Fuzzy Regulators // Kluwer Intern. Series in Engineering and Computer Science. 2002. N 664. P. 39–48.
8. Cordon O., Herrera F., Hoffmann F., Magdalena L. Genetic Fuzzy Systems: Evolutionary Tuning and Learning of Fuzzy Knowledge Bases. — Singapore, New Jersey, London, Hong Kong: World Scientific Publishing, 2001. — 462 p.
9. Astrom K. J., Hagglund T. Advanced PID Control. — ISA (The Instrumentation, System, and Automation Society), 2006. — 460 p.
10. Бураков М. В., Кирпичников А. П. Нечеткий регулятор ПИД-типа для нелинейного объекта // Вестник Казанского технологического университета. 2015. Т. 18. № 4. С. 242–244.
11. Бураков М. В., Яковец О. Б. Нечеткое управление силовым гироскопическим прибором // Изв. вузов. Приборостроение. 2015. Т. 58. № 10. С. 157–166.
12. Yang X. S. Engineering Optimization: An Introduction with Metaheuristic Applications. — Hoboken: John Wiley & Sons, 2010. — 347 p.
13. Broomhead D. S., Lowe D. Multivariable Functional Interpolation and Adaptive Networks // Complex Systems. 1988. N 2. P. 321–355.
14. Бураков М. В. Генетический алгоритм: теория и практика. — СПб.: ГУАП, 2008. — 164 с.

## Заключение

В статье рассмотрен двухшаговый алгоритм эволюционного синтеза НЛР ПИД-типа, который на первом шаге оптимизирует коэффициенты усиления линейного ПИД-регулятора, а на втором шаге — дополнительные коэффициенты усиления, нелинейно зависящие от входного сигнала. Сравнительный анализ результатов моделирования показывает, что использование НЛР ПИД-типа позволяет значительно улучшить параметры переходного процесса.

Предложенная методика отличается простотой и может быть рекомендована к использованию в многочисленных технических приложениях для усовершенствования работы линейных ПИД-регуляторов.

UDC 681.5

doi:10.15217/issn1684-8853.2015.6.28

### Evolutionary Design of Fuzzy Controllers

Burakov M. V.<sup>a</sup>, PhD, Tech., Associate Professor, bmv@sknt.ru

Konovalov A. S.<sup>a</sup>, Dr. Sc., Tech., Professor, ask@aanet.ru

Yakovets O. B.<sup>a, b</sup>, Senior Engineer, oby@aanet.ru

<sup>a</sup>Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67, B. Morskaya St., 190000, Saint-Petersburg, Russian Federation

<sup>b</sup>Command Devices Research Institute, 16, Tramvayniy Pr., 198216, Saint-Petersburg, Russian Federation

**Introduction:** PID controllers are well known and most widely used in the industries due to their simple structure and easy implementation. Nonetheless, linear PID controllers sometimes do not provide good quality of control over non-linear objects. **Purpose:** The

goal of this study is building evolutionary-adjusted fuzzy PID controllers to improve the control performance of the conventional PID controllers. **Results:** A fuzzy PID controller has been studied with three separate rule bases. A two-stage scheme is proposed to adjust the controller for a nonlinear dynamic plant. At the first stage, a genetic algorithm is used to adjust a linear PID controller. The obtained PID coefficients are used as fuzzy PID output scaling factors. At the second stage, the genetic algorithm is used to form a nonlinear mapping function for every channel, implemented on the base of an artificial neural network. The proposed control algorithm has been validated with MatLab. The obtained results demonstrate that the proposed controller provides excellent dynamic and steady-state characteristics as compared to the traditional controllers. **Practical relevance:** Fuzzy PID controllers are suitable for the control over nonlinear plants in industrial applications, as demonstrated by the examples in this paper.

**Keywords** — Control Systems, Fuzzy Logic Controller, PID Controller, Genetic Algorithm.

### References

1. Passino K., Yurkovich S. *Fuzzy Control*. Addison-Wesley, NJ, 1998. 522 p.
2. Burakov M. V. *Nechetkie regulatory* [Fuzzy Controllers]. Saint-Petersburg, GUAP Publ., 2010. 237 p. (In Russian).
3. Mamdani E. H., Assilian S. An Experiment in Linguistic Synthesis with Fuzzy Logic Controller. *Int. J. Man-Machine Studies*, 1975, vol. 7, no. 1, pp. 1–13.
4. Holmblad L. P., Osregard J. J. Control of Cement Kiln by Fuzzy Logic. In: *Approximate Reasoning in Decision Analysis*. M. M. Gupta and E. Sanchez Eds. Amsterdam, New York, Oxford., 1982, pp. 389–400.
5. Macvicar-Whelan P. J. Fuzzy Sets for Man-Machine Interaction. *Int. J. Man-Mach. Studies*, 1976, vol. 8, pp. 687–697.
6. Burakov M. V., Kononov A. S. Fuzzy Controller Design. *Informatsionno-upravliayushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2011, no. 1, pp. 14–19 (In Russian).
7. Burakov M. V., Kononov A. S. Peculiarities of Genetic Algorithm Usage when Synthesizing Neural and Fuzzy Regulators. *Kluwer International Series in Engineering and Computer Science*, 2002, no. 664, pp. 39–48.
8. Cordon O., Herrera F., Hoffmann F., Magdalena L. *Genetic Fuzzy Systems: Evolutionary Tuning and learning of Fuzzy Knowledge Bases*. Singapore, New Jersey, London, Hong Kong, World Scientific Publishing, 2001. 462 p.
9. Astrom K. J., Hagglund T. *Advanced PID Control*. ISA (The Instrumentation, System, and Automation Society), 2006. 460 p.
10. Burakov M. V., Kirpichnikov A. P. Fuzzy PID Controller for Nonlinear Plant. *Vestnik Kazanskogo tekhnologicheskogo universiteta*, 2015, vol. 18, no. 4, pp. 242–244 (In Russian).
11. Burakov M. V., Yakovets O. B. Fuzzy Control of Power Gyroscopic Unit. *Izvestiia vuzov. Priborostroenie*, 2015, vol. 58, no. 10, pp. 157–166 (In Russian).
12. Yang X. S. *Engineering Optimization: An Introduction with Metaheuristic Applications*. Hoboken, NJ, John Wiley & Sons, 2010. 347 p.
13. Broomhead D. S., Lowe D. Multivariable Functional Interpolation and Adaptive Networks. *Complex Systems*, 1988, no. 2, pp. 321–355.
14. Burakov M. V. *Geneticheskii algoritm: Teoriia i praktika* [Genetic Algorithm: Theory and Practice]. Saint-Petersburg, GUAP Publ., 2008. 164 p. (In Russian).

### К статье

**М. А. Гранкина** «Модель для оценки среднего количества активных абонентов в системе межмашинного взаимодействия в сетях 5-го поколения» (*Информационно-управляющие системы*. 2015. № 5. С. 72–81).

На странице 72, левый столбец, в сноске следует читать: «Научный руководитель — доцент, доктор технических наук, заведующий кафедрой инфокоммуникационных систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения *А. М. Тюрликов*.»