

Министерство науки и высшего образования
Российской Федерации

№4(28)
2024

Федеральное государственное автономное образовательное
учреждение высшего образования
«Севастопольский государственный университет»

Выходит 4 раза в год

ISSN 2658-4727

**АВТОМАТИЗАЦИЯ И
ИЗМЕРЕНИЯ В МАШИНО-
ПРИБОРОСТРОЕНИИ**
НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ

Севастополь, 2024

Главный редактор
Филипович О.В., к.т.н., доц.
(г. Севастополь)
Заместитель главного
редактора
Балакин А.И., к.т.н., доц.
(г. Севастополь)
Научный редактор
Бохонский А.И., д.т.н., проф.
(г. Севастополь)

Редакционная коллегия
Вартанов М.В., д.т.н., проф.
(г. Москва)
Греков Н.А., д.т.н., проф.
(г. Севастополь)
Доронина Ю.В., д.т.н., доц.
(г. Севастополь)
Жмудь В.А., д.т.н., доц.,
(г. Новосибирск)
Краснодубец Л.А., д.т.н., проф.
(г. Севастополь)
Моисеев Д.В., д.т.н., доц.
(г. Севастополь)
Обжерин Ю.Е., д.т.н., проф.
(г. Севастополь)
Осипов К.Н., д.т.н., доц.
(г. Севастополь)
Песчанский А.И., д.т.н., проф.
(г. Севастополь)
Петрешин Д.И., д.т.н., проф.
(г. Брянск)
Прейс В.В., д.т.н., проф.
(г. Тула)
Щенятский А.В., д.т.н., проф.
(г. Севастополь)
Заморёнов М.В., к.т.н., доц
(г. Севастополь)
Майстришин М.М., к.т.н., доц.
(г. Севастополь)
Рапацкий Ю.Л., к.т.н., доц.
(г. Севастополь)

СОДЕРЖАНИЕ

АВТОМАТИЗАЦИЯ И УПРАВЛЕНИЕ ПРОЦЕССАМИ И ПРОИЗВОДСТВАМИ

- Жиляков П.В.** Задача самонаведения автономных подводных аппаратов в 4
присутствии подводных течений
Вильсон Н.Г., Володин А.Н. Анализ основных методов и способов 15
управления БПЛА в том числе с использованием технологий
искусственного интеллекта
Грушун А.И., Грушун Т.А., Осадченко А.Е., Карапетьян В.А. 31
Обеспечение устойчивости системы автоматического управления
промышленного робота

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ, ЧИСЛЕННЫЕ МЕТОДЫ И КОМПЛЕКСЫ ПРОГРАММ

- Бохонский А.И., Варминская Н.И., Карташов Л.Е., Майстришин М.М.** 41
Снижение энергоёмкости управляемого движения объекта
Жмудь В.А. Компромиссный характер задачи фильтрации шумов в 48
системах с обратной связью
Филипович О.В., Камцев В.А. Аппроксимация квадратичной функцией 67
нелинейной зависимости «вход-выход» при селективной сборке двух
элементов
Осипов К.Н., Новиков В.В. Модель оценки остаточного ресурса 74
машиностроительных изделий общетехнического назначения

ПРИБОРЫ И МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ

- Бурлака В.В., Гулаков С.В., Головин А.Ю.** Прибор для импульсных 85
испытаний транзисторов MOSFET и IGBT
Васютенко А.П., Балакин А.И. Моделирование статических характеристик 93
рычажного пневматического преобразователя
Ширшин А.В., Федоров А.В. Сравнение алгоритмов кластерной 103
сегментации данных рентгеновской компьютерной томографии
полимерных композиционных материалов

Подписной индекс научного журнала 85768 по интернет-каталогу «Пресса России».

Научный журнал входит в «Перечень рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, на соискание ученой степени доктора наук», утвержденный ВАК Минобрнауки РФ, по следующим научным специальностям:

1.2.2. Математическое моделирование, численные методы и комплексы программ производствами (технические науки);

2.2.8. Методы и приборы контроля и диагностики материалов, изделий, веществ и природной среды производствами (технические науки);

2.3.3 Автоматизация и управление технологическими процессами и производствами (технические науки).

Учредитель и издатель: ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет» ул. Университетская, 33. Севастополь, 299053.

Editor-in-Chief

Filipovich O.V., candidate of technical sciences, docent (Sevastopol)

Deputy Editor-in-Chief

Balakin A.I., candidate of technical sciences, docent (Sevastopol)

Scientific Editor

Bokhonsky A.I., doctor of technical sciences, professor (Sevastopol)

Editorial Board

Vartanov M.V., doctor of technical sciences, professor (Moscow)

Grekov N.A., doctor of technical sciences, professor (Sevastopol)

Doronina Yu.V., doctor of technical sciences, docent (Sevastopol)

Zhmud V.A., doctor of technical sciences, docent (Novosibirsk)

Krasnodubets L.A., doctor of technical sciences, professor (Sevastopol)

Moiseev D.V., doctor of technical sciences, docent (Sevastopol)

Obzherin Yu.E., doctor of technical sciences, professor (Sevastopol)

Osipov K.N., doctor of technical sciences, docent (Sevastopol)

Peschanskiy A.I., doctor of technical sciences, professor (Sevastopol)

Petreshin D.I., doctor of technical sciences, professor (Bryansk)

Preis V.V., doctor of technical sciences, professor (Tula)

Schenyatsky A.V., doctor of technical sciences, professor (Sevastopol)

Zamoryonov M.V., candidate of technical sciences, docent (Sevastopol)

Maystrishin M.M., candidate of technical sciences, docent (Sevastopol)

Rapatsky Yu.L., candidate of technical sciences, docent (Sevastopol)

CONTENTS

AUTOMATION AND CONTROL OF PROCESSES AND PRODUCTIONS

- Zhilyakov P.V.** The task of self-guiding autonomous underwater vehicles in the presence of underwater currents 4
- Wilson N.G., Volodin A.N.** Analysis of the basic methods of UAV control, including using artificial intelligence technologies 15
- Grushun A.I., Grushun T.A., Osadchenko A.E., Karapetyan V.A.** Ensuring stability of the automatic control system of an industrial robot 31

MATHEMATICAL MODELLING, NUMERICAL METHODS AND SOFTWARE PACKAGES

- Bokhonsky A.I., Varminskaya N.I., Kartashov L.E., Maistrishin M.M.** Reducing the energy capacity of controlled movement of an object 41
- Zhmud V.A.** Compromise nature of the noise filtering problem in feedback systems 48
- Filipovich O.V., Kamtsev V.A.** Approximation by a quadratic function of the nonlinear input-output relationship for selective assembly of two elements 67
- Osipov K.N., Novikov V.V.** Model for assessing the residual resource of general-purpose engineering products 74

MEASURING INSTRUMENTS AND METHODS

- Burlaka V.V., Gulakov S.V., Golovin A.Yu.** Pulse testing device for MOSFET and IGBT transistors 85
- Vasyutenko A.P., Balakin A.I.** Modeling of static characteristics of lever pneumatic transducer 93
- Shirshin A.V., Fedorov A.V.** Comparison of algorithms for cluster segmentation of polymer composites X-ray computed tomography data 103

Subscription index of the scientific journal is 85768 according to the Internet catalogue "Press of Russia".

The scientific journal is included in the "List of peer-reviewed scientific editions, in which the main results of dissertations for the degree of Candidate of sciences, for the degree of Doctor of sciences should be published", approved by the Higher Attestation Commission of the Ministry of Education and Science of the Russian Federation, in the following scientific specialties:

1.2.2. Mathematical modeling, numerical methods and software packages

2.2.8. Methods and devices for monitoring and diagnostics of materials, products, substances and the natural environment

2.3.3. Automation and control of technological processes and productions

Founder and publisher: FSAEI HE «Sevastopol State University» ul. Universitetskaya, 33. Sevastopol, 299053.

© FSAEI HE «Sevastopol State University»

© Authors of the articles

**ЗАДАЧА САМОНАВЕДЕНИЯ АВТОНОМНЫХ ПОДВОДНЫХ
АППАРАТОВ В ПРИСУТСТВИИ ПОДВОДНЫХ ТЕЧЕНИЙ**

Жиляков П.В.¹

**THE TASK OF SELF-GUIDING AUTONOMOUS UNDERWATER
VEHICLES IN THE PRESENCE OF UNDERWATER CURRENTS**

Zhilyakov P.V.¹

***Аннотация.** Рассматривается задача приведения автономных подводных аппаратов к заданной цели при движении в горизонтальной плоскости и действии сильного, изменяющегося во времени течения. Управление формируется по изображениям, поступающих с видеокамеры или гидроакустического датчика. Для приведения АПА к цели используется несколько методов самонаведения, наблюдатель течения с коррекцией течения. Результаты иллюстрируются компьютерным моделированием.*

***Abstract.** This article considers the problem of bringing autonomous underwater vehicles to a given target when moving in a horizontal plane and under the action of a strong, time-varying current. The control is formed from images coming from a video camera or a sonar sensor. To bring the APA to the target, several homing methods are used, a flow observer with flow correction. The results are illustrated by computer modeling.*

***Ключевые слова.** Автономные подводные аппараты, система управления с обратной связью, методы наведения на цель, наблюдатель подводного течения, компенсация подводного течения.*

***Keywords.** Autonomous underwater vehicles, feedback control system, aiming method, underwater current observer, underwater current compensation.*

Введение.

Задачи наведения автономных подводных аппаратов (АПА) на цель относятся важному направлению исследований в области подводной робототехники [1-5]. Проблемы, связанные с решением подобных задач, связаны с тем, что подводные аппараты в водной среде представляют собой сложные объекты с точки зрения разработки систем управления из-за их нелинейной кинематики и динамики [8], а также сложной непредсказуемой окружающей водной средой, в которой сложно

осуществлять навигацию и связь, собирать другие данные.

В данной статье рассматривается задача наведения АПА на заданную цель при движении в горизонтальной плоскости и действии сильного, изменяющиеся во времени течения. Управление формируется по изображениям, поступающих с видеокамеры (до 30 метров при подсветке объекта [2]) или гидроакустического датчика (гидролокатора).

Для приведения АПА к цели используется два метода самонаведения. Система управления строится в форме обратной связи, используя ПИ-регулятор с коррекцией течения по данным, поступающим с наблюдателя течения.

Цель исследований – сравнение различных условий моделирования системы управления сближения с целью АПА при движении в горизонтальной плоскости с коррекцией возмущений, вызванных действием сильного, изменяющиеся во времени течения.

Постановка задачи.

Для получения результатов, указанных в цели исследования, рассматривается ряд задач:

1. Выбор и сравнение методов самонаведения для системы управления сближения с целью АПА при движении в горизонтальной плоскости.

2. Выбор метода компенсации влияния подводного течения и наблюдателя подводного течения.

Общие координаты АПА определяются в геоцентрической системе координат по SNAME-нотации [6,10,11]

$$\eta = \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где $\eta_1 = [x \ y \ z]^T$ определяет расположение при продольном, боковом и вертикальном перемещении, соответственно, а вектор $\eta_2 = [\varphi \ \theta \ \psi]^T$ определяет углы Эйлера: крен, тангаж и рыскание, соответственно.

Вектор скоростей v выражается в системе координат, связанной с телом. Скорости по объявленной выше нотации записываются как

$$v = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = [u \ v \ w \ p \ q \ r]^T. \quad (2)$$

Выражение для динамики АПА записывается в следующей форме

$$M\dot{v} + C(v)v + D(v)v + g(\eta) = \tau,$$

где M – матрица инерции твёрдого тела и присоединённых масс;

$C(v)$ – матрица Кориолиса твёрдого тела и присоединённых масс Кориолиса;

$D(v)$ – матрица диссипативных сил (сил рассеивания);

$g(\eta)$ – вектор гравитационных сил и моментов;

τ – вектор (сил и моментов) управлений, приложенных телу.

Уравнение кинематики, связывающие (1) и (2), записывается в форме

$$\dot{\eta} = R(\eta)v = \begin{bmatrix} R_I^B(\eta) & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & J(\eta) \end{bmatrix}^{-1},$$

где $R_I^B(\eta)$ – матрица поворота;

$J(\eta)$ – Якобиан, связующий угловые скорости неподвижную инерциальную $\{N\}$ и связанную системы $\{B\}$ координат АПА.

Результаты из работы [12] показывают, что при моделировании системы управления АПА следует применять несколько моделей подводного аппарата, отличающихся величинами параметров. Это позволит судить о качестве систем управления при синтезе управляющих регуляторов, робастных к изменениям параметров модели АПА и погрешностям в их измерении.

Рассматриваются две модели движения АНПА в горизонтальной плоскости:

1. Модель АПА ХХ АУФ в горизонтальной плоскости в масштабе 1:6, разработанную Национальной научно-технической лабораторией по автономным подводным работам [5].

2. Модель АПА ММТ-300 [10,11] преобразованная к модели движения АПА в горизонтальной плоскости путём обнуления координат z, θ, ψ , скоростей w, p, q , исключения из матриц $M, C(v), D(v)$ строк и столбцов соответствующих координатам z, θ, ψ . Вектор $g(\eta)$ имеет нулевые значения. Уравнения модели преобразуются из (1) и (2) в (3) и (4).

АПА ММТ-300 разработка Института проблем морских технологий Дальневосточного отделения РАН, используется в экспериментальных исследованиях в научно-исследовательской лаборатории «Робототехники и интеллектуальных систем управления» ФГАОУ ВО «Севастопольского государственного университета».

Модель движения АПА в горизонтальной плоскости в присутствии подводного течения проиллюстрирована на Рис.1.

Кинематические и динамические уравнения такой модели описываются, соответственно, уравнениями.

$$\dot{\eta}(t) = R(\eta(t))v(t) \quad (3)$$

$$M\dot{v}_r(t) + C(v_r(t))v_r(t) + D(v_r(t))v_r(t) = \tau(t) \quad (4)$$

$$M = \begin{pmatrix} m_{11} & 0 & 0 \\ 0 & m_{22} & m_{23} \\ 0 & m_{32} & m_{33} \end{pmatrix}, \quad D = \begin{pmatrix} d_{11} & 0 & 0 \\ 0 & d_{22} & d_{23} \\ 0 & d_{32} & d_{33} \end{pmatrix},$$

$$C(v_r) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & -m_{22}v_r - m_{23}r \\ 0 & 0 & m_{11}u_r \\ m_{22}v_r + m_{23}r & -m_{11}u_r & 0 \end{pmatrix},$$

$$R(\psi) = \begin{pmatrix} c\psi & -s\psi & 0 \\ s\psi & c\psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad s\psi = \sin(\psi), \quad c\psi = \cos(\psi),$$

где $\mathbf{v}_r$ – скорость АПА в водной среде без учёта течения; $\mathbf{v}$ – скорость АПА с учётом течения перемещения водной среды относительно неподвижной инерциальной системы координат $\{N\}$; u_c, v_c – проекции продольной и поперечной скоростей течения на оси связанной системы координат соответственно

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_r &= \mathbf{v} - \mathbf{v}_c = [u - u_c, v - v_c, r]^T = [u_r, v_r, r]^T, \\ \mathbf{v}_c &= [u_c, v_c, 0]^T = [V_c \cos(\beta_c - \psi_n), V_c \sin(\beta_c - \psi_n), 0]^T. \end{aligned} \quad (5)$$

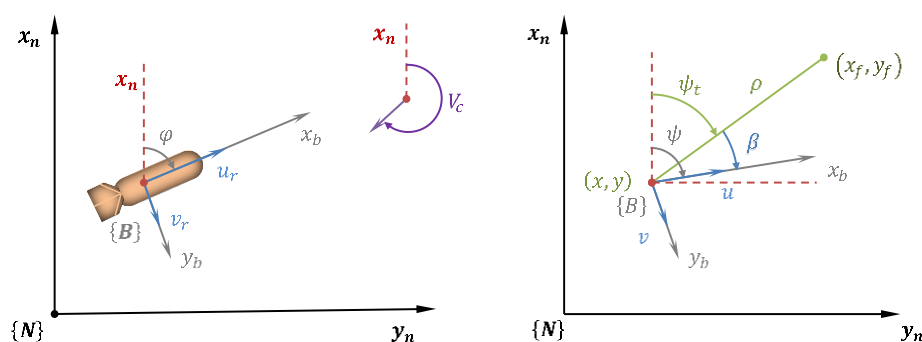


Рис.1 – Системы координат АПА в горизонтальной плоскости и кинематика АПА соответственно

Таблица 1 – Параметры модели

Модель	Коэффициенты матриц	
	M	$D(v)v$
1. Модель АПА XX AUF	$m_{11} = 47.5,$ $m_{22} = 94.1,$ $m_{33} = 13.6,$ $m_{23} = 5.2,$ $m_{32} = 5.2.$	$d_{11} = 13.5,$ $d_{22} = 50.2,$ $d_{33} = 27.2,$ $d_{23} = 41.4,$ $d_{32} = 17.3.$
2. Модель АПА ММТ-300	$m_{11} = 165,$ $m_{22} = 360.58,$ $m_{33} = 286.06,$ $m_{23} = 0,$ $m_{32} = 0.$	$d_{11} = 9.06 u_r + 1.45,$ $d_{22} = 13.7 v_r + 2.2,$ $d_{33} = 100.0 r + 100.0,$ $d_{23} = 0,$ $d_{32} = 0.$

В таблице 1 приведены коэффициенты матриц кинематических и динамических уравнения, используемых в работе моделей.

Решение задачи. Методы самонаведения.

Для решения поставленной задачи выбраны два метода

самонаведения [7]:

1. метод погони;
2. метод пропорционального сближения.

Данные методы являются универсальными и могут применяться для решения различных прикладных задач начиная с управления зенитными ракетами, беспилотными летательными аппаратами и заканчивая автономными надводными аппаратами, а также АПА.

Приведение АПА к цели считается успешным, если АПА сблизился с целью на расстояние менее 0,5 метра. Для дальнейшего сближения с целью и позиционирования используются другие алгоритмы в [8].

Система управления [9].

Управление системой (3), (4) строится в форме обратной связи, используя ПИ-регулятор. τ_u – управляющее воздействие продольной скоростью АПА и τ_ψ – управляющее воздействие угловой скоростью АПА $r = \dot{\psi}$.

$$\begin{aligned}\tau_u &= k_u(u_r - u_d) + k_{Iu} \int_0^t (u_r - u_d) dt, \\ \tau_\psi &= k_\psi(\varepsilon_\varphi) + k_{I\psi} \int_0^t (\varepsilon_\varphi(t)) dt,\end{aligned}\tag{6}$$

где u_d – желаемая скорость продольного движения; $(x_f, y_f), \psi_t$ – координаты цели и угол на цель соответственно (Рис.1); $k_u, k_\psi, k_{Iu}, k_{I\psi}$ – параметры ПИ-регулятор; ψ – угол рыскания в {В} (истинный курс), ψ_t – угол между вектором скорости аппарата и линией аппарат-цель (истинный пеленг), $\beta = \psi - \psi_t$ – курсовой угол.

Метод погони.

Согласно [7] в методе погони уравнение, связывающие неизвестные ψ_t и ψ

$$\psi - \psi_t = 0,$$

тогда ошибка из (6)

$$\varepsilon_\varphi = \psi - \psi_t.$$

Метод пропорционального сближения.

Согласно [7] в методе пропорциональной навигации уравнение связывающие неизвестные ψ_t и ψ

$$\dot{\psi} = k_{pn} \dot{\psi}_t,$$

тогда ошибка из (6)

$$\varepsilon_\varphi = \int_0^t k_{pn} \dot{\psi}_t(t) - \dot{\psi}(t) dt,$$

где k_{pn} – константа пропорциональности, обычно имеющая целое значение 3-5 (безразмерное).

Решение задачи. Наблюдатель течения.

Метод компенсации подводного течения основывается на исследованиях из [4] Метод построен на основе наблюдателя для оценки возмущения океанских течений. Предполагается, что имеется система определения местоположения, которая позволяет измерять положение (x, y) транспортного средства. Структура наблюдателя проста, поскольку она основана только на кинематике транспортного средства.

Пусть v_{cx} и v_{cy} скорости океанского течения, выраженные в абсолютной системе координат. Кинематические уравнения для определения положения имеют вид

$$\begin{aligned}\dot{x} &= u_r \cos \psi - v_r \sin \psi + v_{cx}, \\ \dot{y} &= u_r \sin \psi - v_r \cos \psi + v_{cy}.\end{aligned}$$

Простым наблюдателем для составляющей v_{cx} подводного течения является

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}} &= u_r \cos \psi - v_r \sin \psi + \hat{v}_{cx} + k_{x1} \tilde{x}, \\ \hat{v}_{cx} &= k_{x2} \tilde{x}.\end{aligned}$$

где $\tilde{x} = x - \hat{x}$.

Оценки $\tilde{x}$ и $\tilde{v}_{cx} = v_{cx} - \hat{v}_{cx}$ асимптотически экспоненциально устойчивы, если все корни характеристического многочлена $p(s) = s^2 + k_{x1}s + k_{x2}$, имеют строго отрицательные действительные части и связаны с системой

$$\begin{bmatrix} \tilde{x}' \\ \tilde{v}_{cx}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_{x1} & 1 \\ -k_{x2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x} \\ \tilde{v}_{cx} \end{bmatrix}.$$

Наблюдатель для компоненты v_{cy} записывается аналогичным образом. Тогда полностью система дифференциальных уравнений для наблюдателя течения записывается

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = u_r \cos \psi - v_r \sin \psi + \hat{v}_{cx} + k_{x1} \tilde{x} \\ \dot{\hat{y}} = u_r \sin \psi - v_r \cos \psi + \hat{v}_{cy} + k_{y1} \tilde{y} \\ \dot{\hat{v}}_{cx} = k_{x2} \tilde{x} \\ \dot{\hat{v}}_{cy} = k_{y2} \tilde{y} \end{cases}. \quad (7)$$

Решение задачи. Коррекция влияния течения.

Зная, полученный от наблюдателя, прогноз продольной $\hat{v}_{c_x}$ и поперечной $\hat{v}_{c_y}$ скорости течения в $\{N\}$ можно получить $\hat{\mathbf{v}}_c = [\hat{u}_c, \hat{v}_c, 0]^T$ в $\{B\}$ для (5):

$$\begin{aligned}\hat{V}_c &= \sqrt{\hat{v}_{c_x}^2 + \hat{v}_{c_y}^2}, \\ \hat{\beta}_c &= \arctan\left(\frac{\hat{v}_{c_y}}{\hat{v}_{c_x}}\right), \\ \hat{u}_c &= \hat{V}_c \cos(\hat{\beta}_c - \psi_n), \\ \hat{v}_c &= \hat{V}_c \sin(\hat{\beta}_c - \psi_n).\end{aligned}$$

Далее компенсация проводится путём коррекции ошибки ε_φ из (6)

$$\varepsilon_{\varphi_{cor}} = \varepsilon_\varphi - k_{cor} \hat{v}_c / \sqrt{\hat{x}^2 + \hat{y}^2},$$

где $\varepsilon_{\varphi_{cor}}$ – скорректированная ошибка по углу,

k_{cor} – коэффициент коррекции, подбираемый априорным методом.

Моделирование.

Для проведения моделирования использовался MATLAB.

Переменное течение во время моделирования изменяется во времени по модулю скорости и направлению (Рис.2).

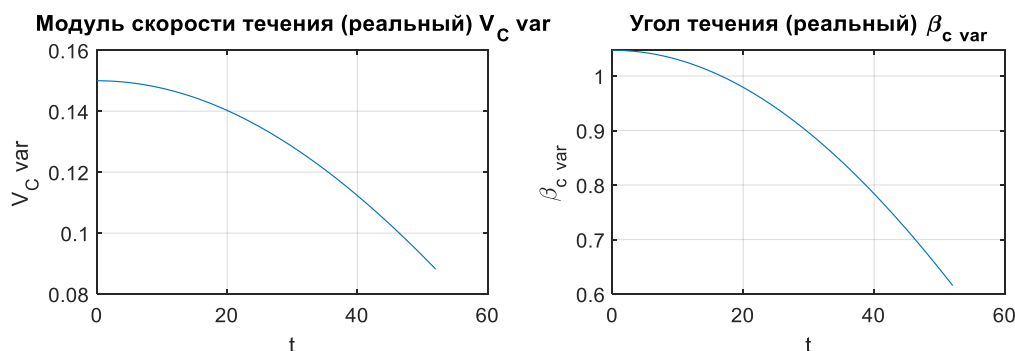


Рис.2 – Изменение модуля скорости и угла течения соответственно

С целью оценки качества систем управления [12] для решения системы дифференциальных уравнений (3), (4) и (7) были применены два численных метода:

- метод 1, с использованием функции MATLAB ode45(), с переменным шагом интегрирования;
- метод 2, без использования встроенных алгоритмов MATLAB, методом Рунге-Кутты с постоянным шагом интегрирования.

Результаты, полученные методами 1 и 2, совпадают, с погрешностью не более 0,15 м.

Результаты моделирования методом 1 и методом 2 приведения АПА (метод погони) без коррекции, с коррекцией течения приведены на Рис.3.

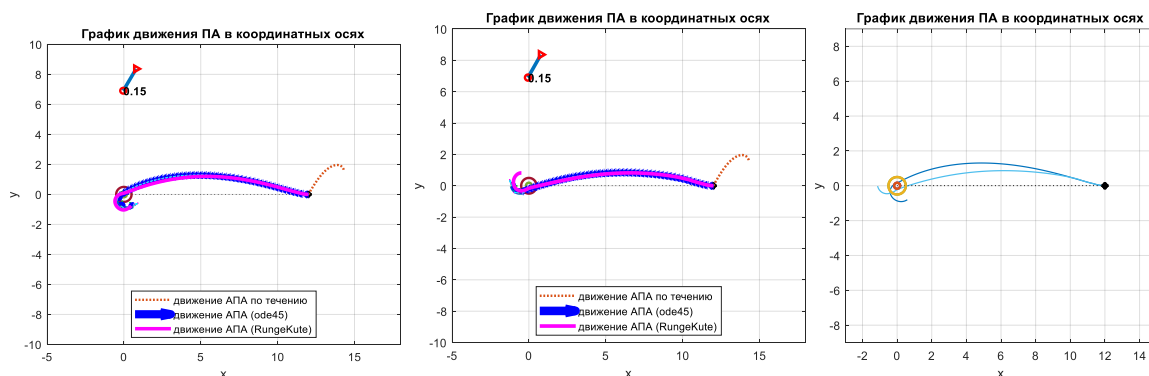


Рис.3 – Приведения АПА (модель XX AUF) к цели (метод погони) без коррекции, с коррекцией течения и графика сравнение соответственно в координатных осях x, y

Результаты моделирования методом 1 и методом 2 приведения АПА (метод пропорционального сближения) без коррекции, с коррекцией течения приведены на Рис.4.

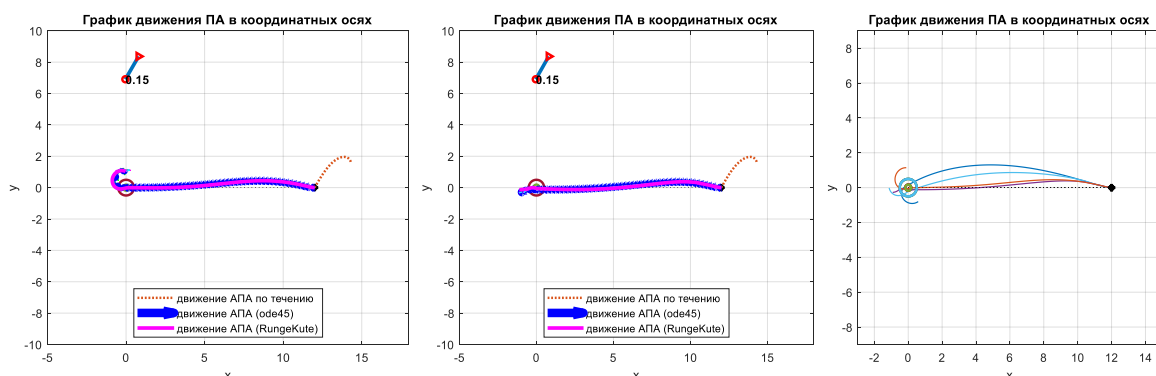


Рис.4 – Приведения АПА (модель XX AUF) к цели (метод пропорционального сближения) без коррекции, с коррекцией течения и графика сравнение соответственно в координатных осях x, y

Параметры моделирования приведены в таблице 2.

Также проведено множественное моделирование (Рис.5,6) при различных начальных условий, которые влияют на результаты моделирования: расстояние до цели [4, 12, 20, 28] метра, курсового угла [-30, -20, -10, 0, 10, 20, 30] градусов и начального угла течения [-180, -120, -60, 0, 60, 120, 180] градусов.

В таблице 3 приведены численные результаты моделирования для расстояний до цели [4,12,20,28] метра. Пройденный АПА путь будет рассчитываться как [4,12,20,28] – 0,5 метра, так как на расстоянии 0,5 метра до цели моделирование прекращается.

Таблица 2 – Параметры модели и системы управления

Настройки регулятора и другие константы	Настройки наблюдателя течения и параметры течения	Начальные условия
$k_{pu} = 300;$ $k_{Iu} = 20;$ $u_d = 0,5 \text{ м/с};$ $k_{pr} = 300;$ $k_{Ir} = 100;$ $k_{pn} = 4;$ $k_{cor} = 8,5.$	$k_{x_1} = 10;$ $k_{x_2} = 10;$ $k_{y_1} = 25;$ $k_{y_2} = 25.$ $V_c = 0,15 \rightarrow 0,09 \text{ м/с};$ $\beta_c = \pi/3 \rightarrow \pi/5 \text{ рад}.$	$x_0 = 16 \text{ м}, y_0 = 0 \text{ м};$ $x_f = 0 \text{ м}; y_f = 0 \text{ м},$ $\beta_0 = \pi/12 = 0.201 \text{ рад} = 12^\circ;$ $\psi_0 = 0 \text{ рад} = 0^\circ;$ $u_{r0} = 0,5 \text{ м/с};$ $v_{r0} = 0 \text{ м/с}.$ $t_0 = 0 \text{ с}; t_f = 32 \text{ с};$ $dt = 0,01 \text{ с}.$

Таблица 3 – Результаты моделирования, расстояние до цели (4,12,20,28 м)

	Среднее время наведения	С.к.о времени наведения	Средний путь	С.к.о пути
Метод погони (модель АПА XX AUF)	7.6; 26.8; 44.2; 61.6	1.9, 4.12, 8.4, 11.4	3.7; 12.9; 21; 29.1	0.16; 1.61; 1.77; 1.5
Метод ПН (модель АПА XX AUF)	12; 25.6; 43; 60.4	12.6; 5.6; 9.2; 13	6.5; 11.7; 19.8; 27.9	7; 0.2; 0.3; 0.4
Метод погони (модель АПА ММТ-300)	7.6; 26.8; 44.2; 61.6	1.9, 4.12, 8.4, 11.4	3.7; 12.9; 21; 29.1	0.16; 1.61; 1.77; 1.5
Метод ПН (модель АПА ММТ-300)	43.7; 29.7; 42.8; 59	73; 28.1; 9.3; 12.6	38.4; 17.4; 20.6; 28.1	70.3; 32.3; 2.5; 0.53

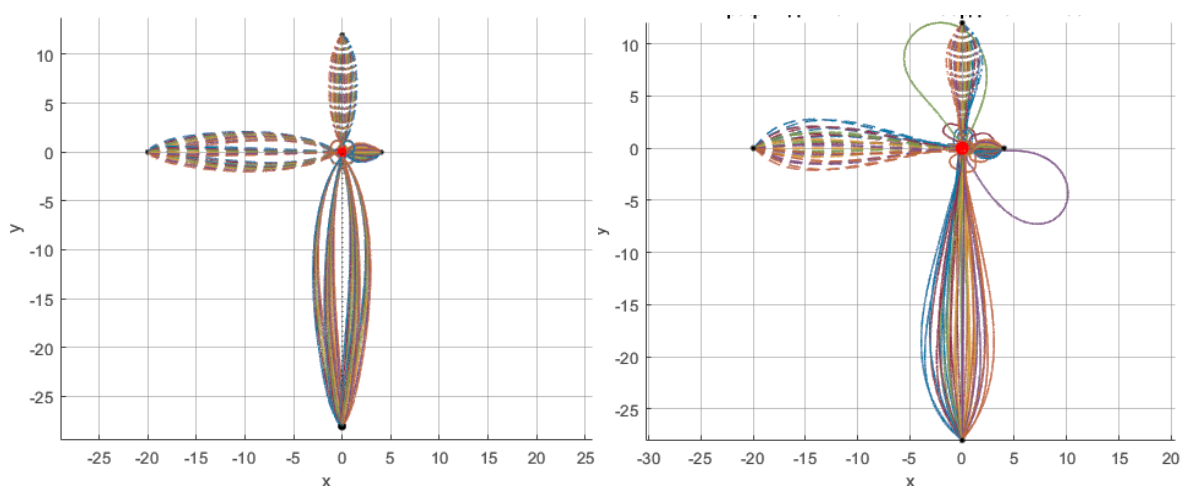


Рис.5 – Множественное моделирование приведения АПА (модель АПА XX AUF) к цели с коррекцией течения метод погони и метод пропорционального сближения соответственно в координатных осях x, y

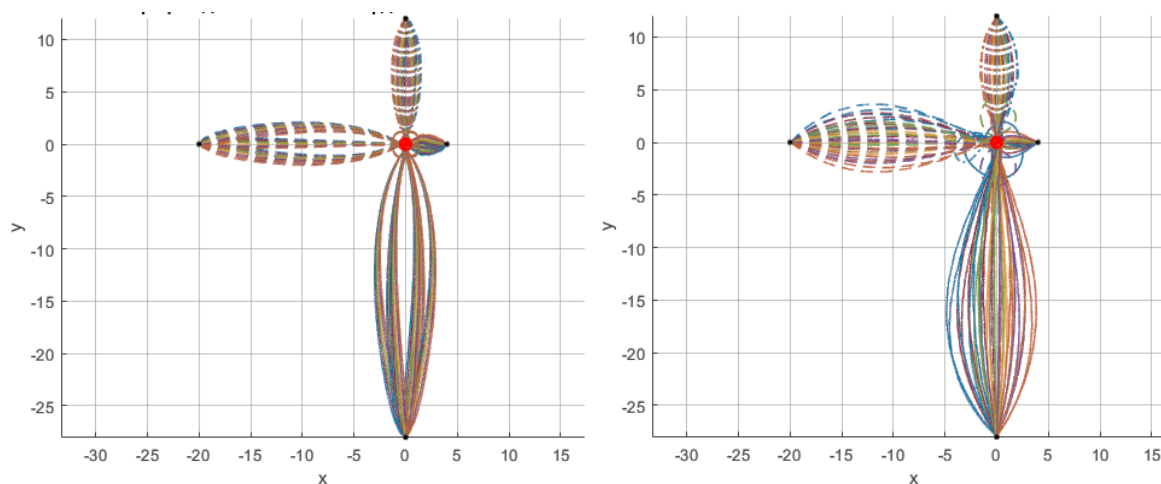


Рис.6 – Множественное моделирование приведения АПА (модель АПА ММТ-300) к цели с коррекцией течения методом погони и метод пропорционального сближения соответственно в координатных осях x , y

Заключение.

На основе результатов моделирования можно сделать выводы:

1. Для численного решения системы дифференциальных уравнений, описывающих системы (3), (4) и (7) достаточно простого метода интегрирования: метода Рунге-Кутты с постоянным шагом интегрирования.
2. Метод погони показал более стабильные результаты. На двух разных используемых моделях АПА результаты моделирования близки.
3. Метод пропорциональной навигации по сравнению с методом погони показывает более лучшие результаты на большом расстоянии до цели (более 25 метров). На малых расстояниях (до 5 метров) результаты моделирования нестабильные.
4. Применяемый метод коррекции течения лучше работает с методом погони. При использовании метода пропорциональной навигации коррекция течения существенно не изменила результат моделирования.

Поэтому на малых расстояниях при использовании видеокамеры предлагается использовать метод погони с компенсацией подводного, на больших расстояниях до цели (более 30 метров) при использовании гидролокатора – метод пропорционального сближения без компенсации подводного течения.

Работа выполнена при поддержке Минобрнауки России, проект FEFM-2024-0015. Тема: «Разработка интеллектуальных систем управления групп, кооперирующих автономных морских робототехнических комплексов на основе применения перспективных (вновь создаваемых) средств навигации и связи».

Библиографический список

1. Bellingham J. Autonomous underwater vehicle docking. Springer Handbook of Ocean Engineering / J. Bellingham. – Cham: Springer International Publishing, PP. 387-406, 2016. DOI 10.1007/978-3-319-16649-0_16.

2. Maki T Docking method for hovering type AUVs by acoustic and visual positioning / T. Maki, R. Shiroku, S. Sato, T. Matsuda, T. Sakamaki, T. Ura // IEEE International Underwater Technology Symposium (UT), Tokyo, Japan, 2013, 5-8 March, PP. 1-6.
3. Burdinsky N. Guidance algorithm for an autonomous unmanned underwater vehicle to a given target / N. Burdinsky // Optoelectronics Instrumentation and Data Processing. – 2012. – vol. 48. – no. 1. – PP. 69-74.
4. Agular A.P. Dynamic positioning and way-point tracking of underactuated AUVs in the presence of ocean currents / A.P. Agular, A.M. Pascoal // International Journal of Control. – 2007. – 80(7) – PP. 1092-1108.
5. Zaopeng D. Point Stabilization for an Underactuated AUV in the Presence of Ocean Currents / D. Zaopeng, L. Wan, Y. Li // July International Journal of Advanced Robotic Systems. – 2015. – 12(7):1.
6. Fossen T.I. Handbook of marine craft hydrodynamics and motion control / T.I. Hoboken. – NJ Chichester, West Sussex: Wiley, 2021. – 710 p.
7. Неупокоев Ф.К. Стрельба зенитными ракетами / Ф.К. Неупокоев. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Воениздат, 1991. – 343 с.
8. Skorohod B. Dynamic Positioning of Underactuated AUVs Using Visual Servoing / B. Skorohod, A. Liashko // 2024 International Russian Smart Industry Conference (SmartIndustryCon), 2024, Mar 25, PP. 109-113.
9. Скороход Б.А. Устойчивость системы наведения автономных подводных аппаратов в присутствии подводных течений / Б.А. Скороход, П.В. Жилияков // Морские интеллектуальные технологии. – 2023. – № 3. – 1(61). – С. 70-78. DOI 10.37220/MIT.2023.61.3.008.
10. Дементьев К.В. Autonomous underwater vehicle navigation via sensors maximum-ratio combining in absence of bearing angle data / К.В. Дементьев, В.В. Альчаков, В.Н. Мирянова // MORSKIE INTELEKTUAL'NYE TEHNOLOGII. – 2024. – Т. 1. – № 1(63). – С. 241–250.
11. Kramar V. Autonomous Underwater Vehicle Navigation via Sensors Maximum-Ratio Combining in Absence of Bearing Angle Data / V. Kramar, A. Kabanov, K. Dementiev // JMSE. – 2023. – Т. 11. – № 10. – С. 1847.
12. Липко И.Ю. Влияние параметров упрощённой формы подводного аппарата на его угловые координаты: прямоугольный параллелепипед и цилиндр / И.Ю. Липко, К.В. Дементьев // Экстремальная робототехника. – 2022. – № 1(33). – С. 313-317.

¹*Жилияков Павел Владимирович, младший научный сотрудник, yany_@mail.ru, Россия, Севастополь, ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»*

Zhilyakov Pavel Vladimirovich, research assistant, yany_@mail.ru, Russia, Sevastopol, Sevastopol State University

АНАЛИЗ ОСНОВНЫХ МЕТОДОВ И СПОСОБОВ УПРАВЛЕНИЯ БПЛА В ТОМ ЧИСЛЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕХНОЛОГИЙ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА

Вильсон Н.Г.¹, Володин А.Н.²

ANALYSIS OF THE BASIC METHODS OF UAV CONTROL, INCLUDING USING ARTIFICIAL INTELLIGENCE TECHNOLOGIES

Wilson N.G.¹, Volodin A.N.²

Аннотация. В статье приведен обзор существующих систем управления БПЛА, методов и способов применения нейронных сетей в задачах управления, навигации и распознавания. Рассмотрены методы и способы совершенствования существующих систем управления позиционирования БПЛА в том числе с помощью нейронных сетей (искусственного интеллекта).

Abstract. The article provides an overview of existing UAV control systems, methods of using neural networks in control, navigation and recognition tasks. The methods and methods of improving existing UAV positioning control systems, including using neural networks (artificial intelligence), are considered.

Ключевые слова. Нейронные сети, позиционирование, беспилотные летательные аппараты, системы навигации, двухчастотный метод.

Keywords. Neural networks, positioning, unmanned aerial vehicles, navigation systems, two-frequency method.

Введение.

В настоящее время беспилотная авиация динамично развивается в различных направлениях. С ее помощью можно решить обширный круг задач: разведка, наблюдение, перемещение грузов с различными весогабаритными характеристиками на большие и малые расстояния, спасение, мониторинг обстановки и сканирование, контроль труднодоступных мест [1-6,11,17].

БПЛА (беспилотные летательные аппараты) относятся к роботизированным комплексам, к которым предъявляются высокие требования к системам стабилизации и управления. Современная система управления комплексов БПЛА представляет собой совокупность

функциональных наземных и бортовых приборов, одновременная работа которых обеспечивает устойчивый и управляемый полет БПЛА в заданную точку [17].

Впервые БПЛА были применены во время войны в Корее (1950-1953 гг.). Во время войны во Вьетнаме (Рис.1) из-за увеличения потерь авиации США от ракет зенитно-ракетных комплексов возросло использование БПЛА для ведения видовой разведки, радио электронной борьбы, корректировки огня артиллерии, отвлечения огня ПВО. За период войны БПЛА запускались 3435 раз, что составило около 80% всех разведывательных полетов. Невысокий уровень потерь подтвердило превосходство БПЛА над пилотируемыми самолетами по критерию «эффективность – стоимость».



Рис.1 – Высотный БПЛА радиотехнической разведки Model 147E

Согласно классификации Ассоциации Беспилотных Систем UVS International (ведущей международной неправительственной организации, формирующей концепции сертификации, стандартизации и регулирования полетов беспилотной техники), все БПЛА делятся на тактические БПЛА (с подуровнями по дальности и высотности действия), стратегические БПЛА и специальные БПЛА. Данной классификации придерживаются вооруженные силы США и других ведущих стран мира.

Тактические БПЛА, которые включают:

- «нано БПЛА» (Nano) с дальностью менее 1 км и массой менее 0,025 кг;
- «микро БПЛА» (μ) с дальностью действия до 10 км (максимальная взлетная масса – до 5 кг;
- «мини БПЛА» (Mini) – до 10 км (менее 20÷150 кг);
- «БПЛА ближнего радиуса действия» (CR, CloseRange) – 10÷30 км (25÷150 кг);
- «БПЛА малого радиуса действия» (SR, Short Range) – 30÷70 км

(50÷250 кг);

- «БПЛА среднего радиуса действия» (MR, MediumRange) – 70÷200 км (150÷500 кг);

- «БПЛА среднего радиуса действия продолжительного полета» (MRE, MediumRangeEndurance) – более 500 км (500÷1500 кг);

- «маловысотные глубокого проникновения» (LADP, LowAltitudeDeepPenetration) – более 250 км (250÷2500 кг);

- «маловысотные большой продолжительности полета» (LALE, LowAltitudeLongEndurance) – более 500 км (15÷25 кг);

- «средневысотные БПЛА большой продолжительности полета» (MALE, MediumAltitudeLongEndurance) – более 500 км (1000÷1500 кг).

Стратегические БПЛА включают:

- «высотные БПЛА большой продолжительности полета» (HALE, High Altitude Long Endurance) – более 2000 км (2500÷5000 кг).

В категории специальных БПЛА выделяются:

- «ударные БПЛА» (UCAV, Unmanned Combat Aerial Vehicle) с дальностью около 1500 км (более 1000 кг);

- «ударные БПЛА одноразового применения» (LETH, Lethal);

- БПЛА мишени, ложные цели (DEC, Decoy);

- стратосферные БПЛА (STRATO, Stratospheric);

- застратосферные БПЛА (EXO, Exo-stratospheric);

- космические БПЛА (SPASE, Space).

Обзор литературы [1-6] показывает, что при управлении беспилотными летательными аппаратами (БПЛА) важно определять их местоположение. Существует большое количество методов и способов для определения местоположения БПЛА.

БПЛА управляются системами спутниковой навигации, инерциальными датчиками, транспондерами, радиочастотными и оптико-телевизионными устройствами. Однако, есть ряд факторов (искусственные и естественные помехи, внутреннее и внешнее воздействие, сбои в работе и другие), которые сильно влияют на качественную работу навигационных систем, методов и способов позиционирования.

Основные способы позиционирования: радиочастотные, спутниковая навигация, локальное позиционирование, радиочастотные метки.

Подобные способы и технологические решения сравниваются по следующим критериям:

- точность позиционирования — точность определения координат контролируемого объекта, от нескольких десятков метров до нескольких сантиметров;

- радиус действия (допустимое расстояние от меток до элементов инфраструктуры);

- помехоустойчивость;
- низкое энергопотребление;
- стоимость решений.

Постановка задачи.

На основе обзора различных методов и способов позиционирования БПЛА необходимо определить наиболее оптимальные и приемлемые по технической реализации с учетом выше приведенных критериев для усовершенствования существующих типов БПЛА на основе решения многокритериальных задач и получения совокупности вариантов, оптимальных по Парето (неулучшаемых, эффективных) решений с использованием технологий искусственного интеллекта.

Авторы статьи [2] кроме традиционных методов определения координат дополнительно применяют систему лазерной навигации, чтобы решить проблему с автоматической посадкой. Предлагаемая ими система управления позволяет определять местоположение БПЛА с помощью лазерных маяков, которые располагаются на Земле, а вычислительный блок расположен на борту. Также у предлагаемой системы имеется два режима работы. Первый - слежение за БПЛА, в котором применяется дальномерный метод определения координат, второй – сканирование, в его основу входит дальномерно-угломерный метод определения координат. Каждый из предложенный авторами методов имеет свои преимущества и недостатки. Так определение координат БПЛА дальномерно-угломерный методом подразумевает применение только одного лазерного датчика, расчет координат в этом случае будет зависеть от мощности излучения, метеофакторов, дальности до летательного аппарата, угла направления и угла наклона, что в каждом конкретном случае применения будет сопровождаться своими ошибками и приводить к погрешностям в определении своего местоположения.

Со стремительным развитием информационных технологий многие ученые разрабатывают системы управления БПЛА с использованием искусственного интеллекта.

Основная тема исследований в анализируемой литературе [2-7] – пути совершенствования существующих систем управления БПЛА с помощью нейронных сетей или искусственного интеллекта. Алгоритмы нейронных сетей позволяют решать многие сложные задачи с БПЛА, такие как посадка, управление, распознавание, прогнозирование и другие.

В статье [4] авторы занимаются исследуют упрощенную математических вычислений при расчете параметров за счет применения нейронных сетей. Предложен алгоритм с использованием рекуррентных нейронных сетей для решения проблемы, связанной с сильными шумами при обнаружении точек ориентиров. Суть алгоритма в том, чтобы

обнаружить сигналы, которые имеют наибольшую ошибку измерения, а по выходному сигналу определить, насколько сильно зашумлён сигнал. Был улучшен алгоритм решения задачи одновременной навигации и построения карты местности.

Авторы статьи [6] разрабатывают подходы к решению задач обнаружения и детектирования поломки БПЛА с использованием интеллектуальных систем. Предложенная интеллектуальная система идентифицирует выход из строя и в этом случае берет все управление на себя при потере связи с оператором (наземной системой управления). Сам факт возникающих неисправностей определяется искусственным интеллектом путем обзора состояния и работы датчиков БПЛА.

К достоинствам технологий с искусственным интеллектом следует отнести: способность к самообучению нейронных сетей, повышение мобильности БПЛА, возможность применять алгоритмы разной сложности и направленности для решения широкого круга задач.

К недостаткам: увеличение массогабаритных показателей, удорожание при производстве за счет применения дорогостоящих компонентов микросхемотехники.

Обзор существующих систем навигации БПЛА.

Системы спутниковой навигации. Наибольшее распространение в современных БПЛА получила навигационная аппаратура с использованием приемников спутниковых навигационных систем GPS/ГЛОНАСС, а также системы DGPS (дифференциальная система GPS) [6], которая может использоваться как в гражданской, так и в специальной аппаратуре.

Эти системы выдают текущие координаты и составляющие скорости БПЛА в геоцентрических прямоугольных системах координат ПЗ-90.02 (ГЛОНАСС) и WGS-84 (GPS). В существующих образцах систем спутниковой навигации (СН) БПЛА имеется возможность настройки на тип координат (геоцентрических или геодезических) и на используемую систему координат (WGS-84, ПЗ-90, ПЗ-90.02, СК-42, СК-95).

При использовании СН необходим качественный и помехозащищенный приемник. Кроме этого, одним из основных недостатков СН является то, что при распространении сигналов от навигационных спутников есть возможность попасть в условия среды, где сигналы не доходят до приемника. Например, в городской среде («городские каньоны и колодцы», проезды под эстакадами и в туннелях) и на местности в сложных ландшафтах рельефа (в горах и глубоких оврагах, в лесистой местности) [5]. Следующим недостатком является точность позиционирования. Точность приемников GPS/ГЛОНАСС составляет от 1 до 15 метров [1]. При использовании систем DGPS, за счет ведения

дополнительных поправок к данным со спутника, точность может достигать до 5 см. Но иногда необходимо определить объект с точностью до миллиметров, для таких случаев этот метод позиционирования не подходит.

При использовании систем GPS/ГЛОНАСС существует возможность, что данные о местоположении БПЛА могут быть перехвачены, либо, если сигнал исходит со спутника противника, то данные о местоположении могут быть искажены, что приведет к невыполнению поставленной задачи. Еще немало важным остается высокая стоимость приемников для получения сигнала GPS/ГЛОНАСС. С улучшением параметров и характеристик БПЛА стоимость этого оборудования будет только увеличиваться.

В качестве примера применения системы GPS/ГЛОНАСС следует привести GPS мониторинг транспорта. На Рис.2 проиллюстрировано геодезическое оборудование комплекс TRIUMPH-VS от компании AVAD GNSS, которое совмещает в себе высокочастотную спутниковую антенну.



Рис.2 – Комплекс TRIUMPH-VS

Системы локального позиционирования.

При локальном позиционировании выделяют два типа систем: ультразвуковые и инфракрасные. Другими словами, одна система измеряет расстояние от объекта до приемника, а вторая – рассчитывает абсолютные координаты.

Принцип действия инфракрасного позиционирования предполагает испускание инфракрасных импульсов с определенной периодичностью, далее в приемниках системы происходит расчет местонахождения прибора (а именно координат), при помощи времени прохождения сигнала от источника к приемнику. К недостаткам такой системы можно отнести невысокую точность позиционирования (до 10 сантиметров), а также ИК лучи не проходят через стены и их прохождение сильно зависит от прозрачности атмосферы (осадки, туман, облачность, температура). При повышении точности прибора увеличивается и его стоимость.

Второй метод – ультразвуковое позиционирование – предполагает

расчет расстояния от датчика до приемника за определенное время. Такие сенсоры работают на частотах от 40 кГц до 130 кГц. Однако точность позиционирования будет зависеть от количества датчиков. Недостатками такой системы являются помехи и отражения, которые создают ложные сигналы, а также, как и в предыдущем случае, отсутствие сигналов при появлении на пути препятствий. Но один из важнейших достоинств такой системы является точность позиционирования – до 3 сантиметров.

Компания Nanotron [11] предлагает следующие схемы для решения задач позиционирования БПЛА. На Рис.3 представлен система для измерения относительных расстояний – swarm, что в переводе означает «рой». Предложенная система способна выполнять примерно 50 измерений «точка-точка» в секунду. На Рис.4 представлена система для определения абсолютных координат. Здесь используются точки, где координаты точно определены, называются anchors и мобильная метка tag.

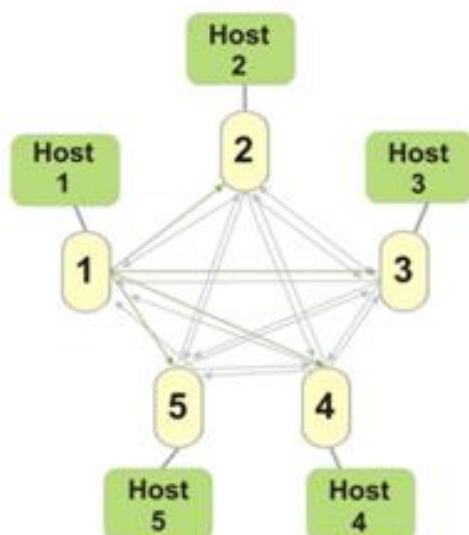


Рис.3 – Система для измерения относительных расстояний

Принцип работы, следующий: мобильная метка подает сигнал, с заданным интервалом времени, а анкеры фиксируют время поступления этого сигнала, затем эти данные передаются на сервер. Далее полученные данные обрабатываются и производятся соответствующие вычисления, в результате определяется координата мобильной метки. Что касается преимуществ этого метода, то они следующие: высокая скорость определения данных, можно одновременно сопровождать несколько меток.

В то же время компания AEROTECH представляет устройство позиционирования по координатам. Точность такой установки составляет: по оси X – 140 мкм, по Y – 2 мкм, по Z – 2 мкм. На Рис.5 представлено это оборудование. Недостатком же такой конструкции будет ее громоздкость и нарушение работы системы при вибрации.

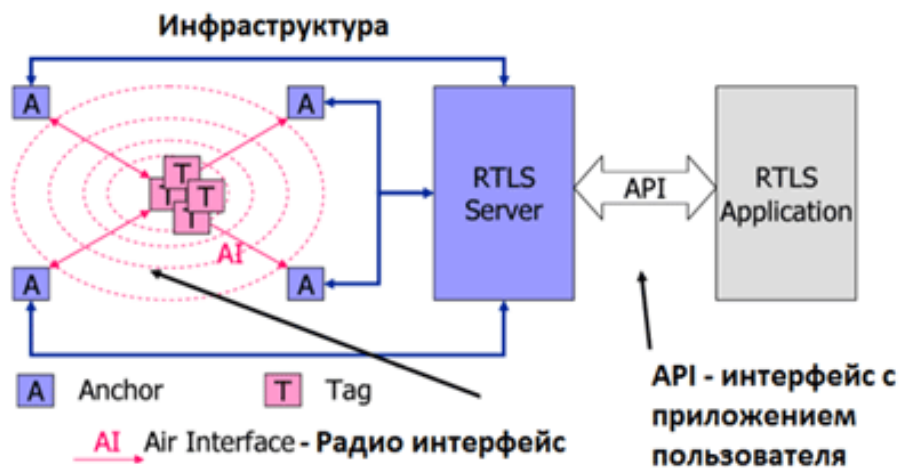


Рис.4 – Система для определения абсолютных координат



Рис.5 – Оборудование для позиционирования БПЛА самолетного типа компании AEROTEGH

Системы электромагнитного и оптико-электронного позиционирования.

В последнее время стал популярен метод машинного, или компьютерного, зрения для позиционирования подвижных объектов. В робототехнических устройствах и системах одной из важных задач – это пространственное позиционирование. Для этого применяется 3 вида машинного зрения – монокулярное, бинокулярное и тринокулярное. Монокулярное зрение характеризуется наличием лишь одного приемника информации. На Рис.6 представлен простейший вид квадрокоптера. В его систему включены следующие устройства:

- фронтальная камера: 640x360, 30 fps, диагональный угол обзора 92 градуса;
- нижняя камера: используется встроенным автопилотом для компенсации ветра и дрефта вообще;

- ультразвуковой датчик высоты: работает в пределах 0.25...3 м;
- ИНС (акселерометр + гироскоп + магнетометр) + барометр: все датчики интегрированы в единую систему при помощи (видимо) sensor fusion.



Рис.6 – Квадрокоптер Parrot AR.Drone

Основным недостатком этой системы является недостаточность восприятия пространства, взаиморасположения предметов и оценки расстояния между ними. Бинокулярное зрение дает более полноценное восприятие трехмерной глубины. При этом виде зрения используется 2 приемника информации. В этом случае для обработки полученной информации с приемника применяются алгоритмы высокой вычислительной сложности. У этой системы есть свои недостатки, которые связаны с низкой производительностью вычислений из-за ограниченности программно-аппаратных средств устройства, а также отсутствие полного описания пространственной картины, особенно на больших расстояниях. Аналогично, тринокулярное зрение – это видимость с помощью трех приемников. В результате получают три изображения, которые при совмещении дают более полную картину происходящего, это повышает четкость и точность позиционирования объектов [7]. На сегодняшний день точность позиционирования с применением технического зрения составляет от 7 см до 35 сантиметров (Рис.7). После полученных данных снимки обрабатываются простыми и недорогими способами, в результате получают приблизительные монтажи, которые содержат разрывы контуров на стыках соседних снимков.

Использование камер для позиционирования имеет ряд преимуществ и недостатков. К положительным свойствам такой системы следует отнести невысокую стоимость, однако при использовании в специализированной аппаратуре стоимость может значительно увеличиться. Один из основных недостатков – камеры не откалиброваны, а также возникает смещение кадров из-за движения камеры в момент

съемки; такие ошибки трудно учесть и исправить. Нестабильность подвижных объектов приведет к большим перекрытиям снимков, что сказывается на точности позиционирования [8]. Для работы такой системы необходима хорошая видимость; поэтому атмосферные явления (осадки, туман, облачность) снижают эффективность системы машинного зрения либо увеличивают загрязненность самой камеры. Кроме этого, обработка цифровых изображений требует достаточно большое количество аппаратных ресурсов.

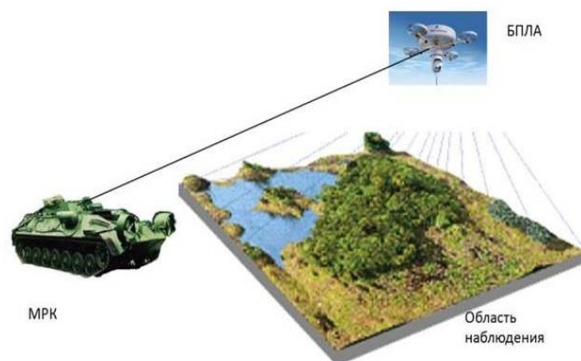


Рис.7 – Применение технического зрения

Компания Intel представила устройство, которое осуществляет навигацию с использованием технологии RealSense на основе применения инфракрасного радиолокатора для создания 3D-модели окружающего пространства [11]. Хотя данная система и имеет хорошую производительность, но в настоящее время она сложна для реализации в более простых задачах и крайне дорогостоящая.

Метод магнитного позиционирования стал востребован во многих областях науки и техники. Задача этой методики сводится к вычислению поворотов подвижного приемника системы. Однако существует много подходов математического описания расчета поворотов. Так, например, углы Эйлера используются для описания ориентации твердого тела в трехмерном пространстве. Способ достаточно простой по количеству вычислений, но имеет ряд недостатков, которые связаны со сложностью интерполяции поворотов. В этом случае расчет осуществляется при помощи работы с матрицами, каждая из которых задает угол смещение по координатным осям. Матричный подход тоже имеет недостатки, связанные с большим количеством математических операций, при вычислении необходимо округлять реальные числа, остаток накапливается и дает сильную погрешность результата [12]. Большой интерес вызывает позиционирование в низкочастотном магнитном поле, на него не влияют: погодные условия, условия окружающей среды и отражения от объектов. Такая магнитная система, например применяется для посадки самолетов,

состоит из наземного излучателя, который содержит две ортогональные обмотки и подвижный приемник, установленный на борту летательного аппарата. Помимо этого, на земле устанавливается стационарный приемник-монитор для контроля работы излучателя [6]. На Рис.8 показан пример описанной системы. Система магнитной навигации имеет и свои недостатки, главный из которых – это сложность при выделении полезного сигнала из окружающих шумов. Причиной трудностей могут стать грозовая активность атмосферы, влияние линий электропередач и другие источники радиопомех. Радиус действия магнитной системы около 2 км, частота действия в диапазоне 3...4 кГц.

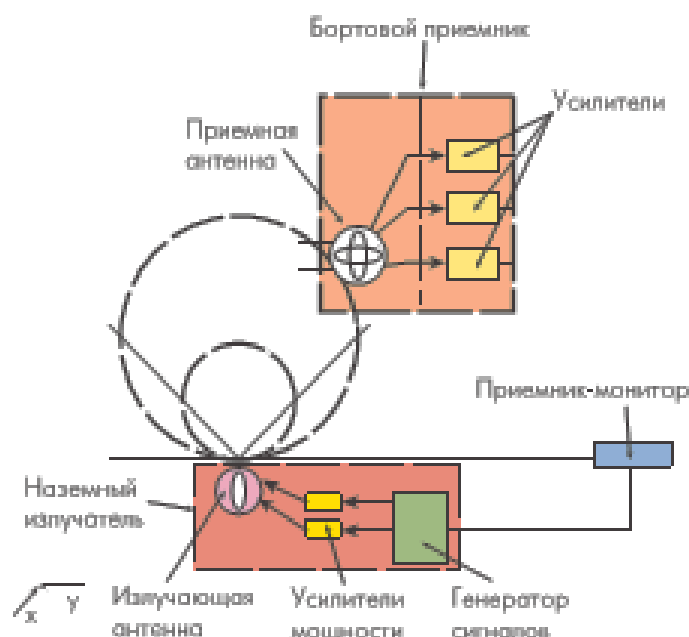


Рис.8 – Система магнитной системы для посадки самолета

Относительное позиционирование.

Это способ измерения параметров переменного магнитного поля, возбуждаемого на одном объекте и измеряемого на другом. Относительно позиционирование ранее применялось только для буксируемых объектов на гибком тросе длиной порядка 100 метров за БПЛА, самолетом или вертолетом. Точность метода зависит от точности измерения компонент вектора напряженности переменного магнитного поля. На расстоянии в 100 метров – точность позиционирования будет порядка 1 см. На изменение характеристик датчика напряженности может влиять температура, влажность и другие факторы. Чтобы такая система работала, нужен надежный метод контроля изменений в окружающей среде, для этого можно ввести сигнал с заданными характеристиками.

В статье [10] Ричард Смит предложил метод позиционирования, который используется для аэроэлектромагнитных систем, выполняющих

геофизические исследования. Суть метода: гондола с трехкомпонентным индукционным приемником выпускается на длину около 120 метров. С помощью приемника измеряется затухание поля токов, возбуждаемых в Земле коротким импульсом тока в петле, установленной на самолете-носителе; описанный метод еще называется метод переходных процессов. Авторы статьи [13] анализируя представленный метод, считают, что магнитное поле возбуждения представляет собой поле точечного магнитного диполя. В этом случае компоненты поля в любой точке в системе координат, связанной с диполем, можно выразить через следующие соотношения

$$H_r = \frac{3M \cos \theta \sin \theta}{4\pi R^3}, H_\phi = 0, H_z = \frac{M(3 \cos^2 \theta - 1)}{4\pi R^3},$$

где θ – угол наклона электромагнитного поля, $\vec{M}$ – магнитный момент и вычисляется следующим образом

$$|\vec{M}| = M = ISn,$$

где I – величина тока, S – площадь петли, n – количество витков.

При заданной величине момента диполя из этих соотношений можно определить параметры R , θ при условии, что компоненты векторов $\vec{H}$ и $\vec{M}$ определены в одной и той же системе координат. Однако в этом случае отсутствует информация об ориентации осей приемника относительно вектора $\vec{M}$, что сказывается на пространственном разрешении представленного метода.

Фазовый метод позиционирования.

Для определения расстояния до объекта необходимо вычислить величину $2kd$ для сравнения фаз двух сигналов. Эта величина содержит необходимую информацию о расстоянии до объекта.

На Рис.9 представлена структурная схема передачи данных между транспондерами (Т) и считывателями (R), на расстояние d . С помощью блока управления посадкой собираются данные о смещении БПЛА. Затем по навигационному каналу передаются данные на контроллер полета (FC), который корректирует положение БПЛА.

Стоит отметить, при условии вычисления дальности фазовым методом, необходимо учитывать один важный момент. Получение однозначных значений от измерения возможно только при условии, что фазовый сдвиг $\psi = 2kd$ не превышает величины 2π . В этом случае максимальная дальность будет ограничена длиной волны λ , и выражается так

$$d_{\max} = \lambda / 2.$$

Так же недостатком этого метода является случай, когда точность измерения фазы мала, что может привести к ошибке в определении расстояния, которое может достигать доли от длины волны. Исходя из этого, напрашивается вывод, что, если взять для измерения малую длину волны, которая обеспечит точность определения дальности, то диапазон расстояний уменьшится. Аналогично следует заключение о большой длине волны, при которой падет точность измерений.

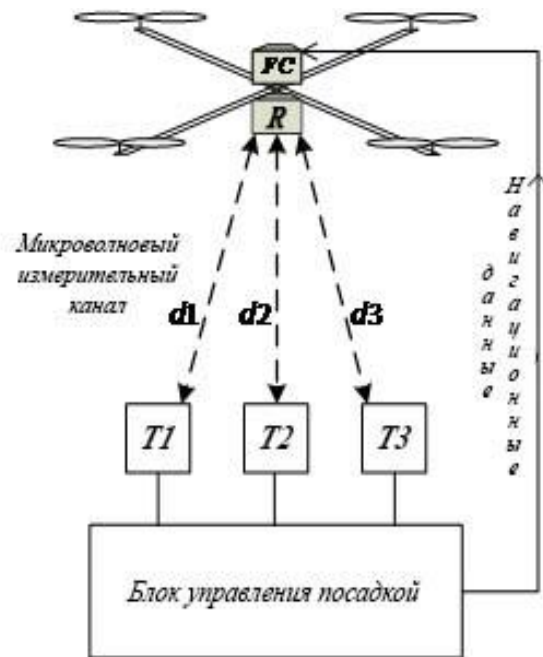


Рис.9 – Структурная схема прецизионной посадки

Чтобы избежать всех этих трудностей, предлагается использовать двухчастотный метод с элементами искусственного интеллекта. Суть метода заключается в том, чтобы производить последовательные измерения дальности с использованием двух различных частот ω_1 и ω_2 . В результате получаем два фазовых сдвига ψ_1 и ψ_2 . Выбрав этот метод нет необходимости задумываться о сложностях, если вдруг возникает сдвиг фазы больше, чем 2π [14]. При этом дальность будет вычисляться следующим образом:

$$d = \frac{c(\psi_1 - \psi_2)}{2(\omega_1 - \omega_2)},$$

где c – скорость света, ψ_1, ψ_2 – фазовые сдвиги, ω_1, ω_2 – круговая частота.

Нужно отметить, что точность измерений зависит от тех частот, на которых проводятся вычисления, а максимальная дальность действия определяется разностью частот; наилучшая точность достигается на частоте 1ГГц [14].

Позиционирование во времени БПЛА требует высокой точности.

Для обеспечения позиционирования в реальном времени, расстояние, которое проходит объект, в промежутке между измерениями, было не больше удвоенной точности позиционирования. Такая система называется Real Time Location Services (RTLS) [15-17]. Она представляет собой автоматизированную систему, которая обеспечивает идентификацию, определение координат, отображение на плане местонахождения контролируемых объектов в пределах территории, охваченной необходимой инфраструктурой. Эта система способна накапливать, обрабатывать и хранить информацию о местонахождении и перемещении людей, предметов, мобильных механизмов и транспортных средств. Также RTLS позволяет сигнализировать об отклонениях движения объектов от заданных параметров.

Заключение.

Исходя из проведенного обзора литературы, было установлено, что от выбора рабочего диапазона частот будет зависеть вся система позиционирования, а значит необходимо учитывать несколько условий. Во-первых, для того, чтобы избежать использования габаритных приемопередающих антенн, нельзя работать на слишком низких частотах. Во-вторых, на высоких частотах обработка сигналов требует затрат как материальных, так и производительных бортового компьютера. Элементы, входящие в эту систему, необходимо делать компактными. Для сравнения в таблице 1 приведен краткий обзор технологий позиционирования.

Таблица 1 – Характеристики технологий позиционирования

Тип позиционирования	Точность, м	Дистанция, м	Стоимость	Возможность использования вне помещения
ГЛОНАСС/GPS	1-15		Средняя	Да
Инфракрасные	0,2	5-10	Высокая	Нет
Ультразвуковые	0,2	5-10	Высокая	Нет
Пассивные RFID	0,1	1-2	Низкая	Нет
Активные RFID	1-3	20-150	Средняя	Да

Учитывая вышесказанное, оптимальной рабочей частотой можно считать 1ГГц. Выбор именно этой частоты связан с определенными причинами: на этой частоте можно применять компактные микрополосковые антенны; упрощается передача сигналов; снижаются требования к параметрам передачи; уменьшаются потери.

В основу большинства рассмотренных задач полагается подход, учитывающий их многокритериальность и получение совокупности вариантов, оптимальных по Парето (неулучшаемых, согласованных и эффективных) решений. Эти варианты должны выдаваться принимающему решения лицу (либо автоматической системе с элементами искусственного

интеллекта) для принятия решения на основе его опыта (базы данных), интуиции (алгоритма работы с самообучением) и учета текущей практической ситуации. При затруднениях в выборе конкретного решения предлагается использовать метод «идеальной точки», позволяющий указать в паретооптимальном множестве вариант решения, наиболее близкого к «идеальному» решению рассматриваемой многокритериальной задачи оптимизации, поэтому для системы позиционирования БПЛА предлагается использовать двухчастотный метод с элементами искусственного интеллекта на частоте 1 ГГц.

Библиографический список

1. Амелин К.С. Легкий беспилотный летательный аппарат для автономной группы / К.С. Амелин // Стохастическая оптимизация в информатике. – 2010. – № 1-1(6). – С. 117-126.
2. Кузьменко И.К. Алгоритмы определения координат летательного аппарата, применимые в системе лазерной автоматической посадки / И.К. Кузьменко // Известия ТулГУ. Технические науки. – 2018. – № 5. – С. 152 – 156.
3. Кореванов С.В. Обзор проблем эксплуатации навигационных систем беспилотных летательных аппаратов на высоких широтах / С.В. Кореванов, В.В. Казин // Научный вестник МГТУ ГА. – 2014 г. – № 201. – С. 31-34.
4. Кореванов С.В. Аппроксимация длины траектории полета и положения беспилотных летательных аппаратов с помощью нейронной сети / С.В. Кореванов // Научный вестник МГТУ ГА. – 2014 г. – № 210. – С.136-137.
5. Шведенко В.Н. Совершенствование алгоритма визуальной одометрии для решения задачи одновременной навигации беспилотного летательного аппарата и построения карты земной поверхности / В.Н. Шведенко, А.С. Викторов // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. – 2017. – № 17(3). – С. 475–482. DOI:10.17586/2226-1494-2017-17-3-475-482.
6. Желамский М. Электромагнитное позиционирование: преимущества и области применения / М. Желамский // Электроника: Наука, технология, бизнес. – 2007. – № 3. – С. 96-102.
7. Шеломенцева И.Г. Машинное тринокулярное зрение / И.Г. Шеломенцева, Н.В. Якасова // Актуальные направления научных исследований XXI века: теория и практика. – 2015. – № 8-1 (19-1). – С. 424-427.
8. Беспилотный летательный аппарат: применение в целях аэрофотосъемки для картографирования / [Электронный ресурс] // Ракурс: [сайт]. – URL: <https://racurs.ru/press-center/articles/bespilotnye->

- letatelnye-apparaty/uav-for-mapping-1/ (дата обращения: 17.06.2024).
9. Парфентьев К.В. Разработка интеллектуальной системы оценки состояния беспилотного летательного аппарата на основе нейросетевых технологий / К.В. Парфентьев, А.И. Жильцов // Радиостроение. – 2018. – № 2. – С. 13–28.
 10. Smith R.S. Tracking the Transmitting-Receiving Offset in Fixed-Wing Transient EM Systems: Methodology and Application / R.S. Smith // Exploration Geophysics. – 2001. – № 32. – PP. 014–019.
 11. Кореванов С.В. Искусственные нейронные сети в задачах навигации беспилотных летательных аппаратов / С.В. Кореванов, В.В. Казин // Научный вестник МГТУ ГА. – 2014 г. – № 201. – С. 46-49.
 12. Геркен Е.А. Магнитное позиционирование объектов в системах управления техническими процессами / Е.А. Геркен // Успехи современной науки и образования. – 2017. – № 2. — С. 121-126.
 13. Вахрушева А.А. Технологии позиционирования в режиме реального времени / А.А. Вахрушева // Вестник СГУГиТ. – 2017. – №1(22). – С. 170-177.
 14. Манесевич В. Синтезаторы частоты (Теория и проектирование): Пер.с англ. / под ред. А.С. Галина. – М.: Связь, 1979. – С. 384.
 15. Yang Y. A Survey on Real-Time Location Systems / Y. Yang, et al. // IEEE Communications Surveys Tutorials. – 2017. – № 3(20). – PP. 1897-1920.
 16. Rahman M. Real-Time Location Systems: A Review of Technologies and Applications / M. Rahman, et al. // Sensors. – 2020. – № 4(20). – PP. 37-47.
 17. Крамарь В.А. Беспилотные летательные аппараты, их электромагнитная стойкость и математические модели стабилизации / В.А. Крамарь, А.Н. Володин, Е.В. Евтушенко, В.П. Макагон, А.И. Харланов. – М.: Инфра, 2020. – 180 с.

¹*Вильсон Нина Геннадиевна, преподаватель, nina0506@mail.ru, Россия, Севастополь, Черноморское высшее военно-морское училище имени П.С. Нахимова*

²*Володин Андрей Николаевич, канд. техн. наук, доц., доцент, 331007andrey@mail.ru, Россия, Севастополь, Черноморское высшее военно-морское училище имени П.С. Нахимова*

Wilson Nina Gennadievna, lecturer, nina0506@mail.ru, Russia, Sevastopol, Black Sea Higher Naval School named after P.S. Nakhimov

Volodin Andrey Nikolaevich, candidate of technical sciences, associate professor, associate professor, 331007andrey@mail.ru, Russia, Sevastopol, Black Sea Higher Naval School named after P.S. Nakhimov

ОБЕСПЕЧЕНИЕ УСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ПРОМЫШЛЕННОГО РОБОТА

Грушун А.И.¹, Грушун Т.А.², Осадченко А.Е.³, Карапетьян В.А.⁴

ENSURING STABILITY OF THE AUTOMATIC CONTROL SYSTEM OF AN INDUSTRIAL ROBOT

Grushun A.I.¹, Grushun T.A.², Osadchenko A.E.³, Karapetyan V.A.⁴

Аннотация. Рассматривается алгебраический метод построения областей с гарантированным показателем устойчивости систем автоматического управления (САУ) промышленных роботов. Классическое решение такой задачи требует многократного построения частотных годографов, которые имеют нерегулярный характер изменения, и для сложных систем их построение может превратиться в существенную проблему, связанную с выбором шага изменения и максимального значения частоты. В свою очередь, для решения задачи нужны годографы не в целом (не во всем диапазоне частот), а лишь их отдельные точки, с помощью которых определяются границы искомых областей и значения необходимых параметров. Предлагается определять наличие этих точек по положительным вещественным корням специальным образом построенных алгебраических уравнений, что не требует перебора значений частотных характеристик, тем самым не требует их непосредственного построения. Вычисление положительных вещественных корней, в отличие от вычисления комплексных корней, не представляет сложности. Предлагаемое решение задачи позволяет полностью автоматизировать процесс получения результата, повысить сложность исследуемых САУ промышленных роботов и сократить временные затраты при построении искомых областей.

Abstract. An algebraic method for constructing areas with a guaranteed stability indicator for automatic control systems (ACS) of industrial robots is considered. The classical solution to such a problem requires repeated construction of frequency hodographs. These hodographs have an irregular pattern of change, and for complex systems their construction can turn into a significant problem associated with the choice of the change step and the maximum frequency value. In turn, to solve the problem, hodographs are needed not as a whole (not in the entire frequency range), but only their individual points, with the help of which the boundaries of the sought areas and the values of the necessary parameters are determined. It is proposed to determine the presence of these points by positive real roots of specially constructed algebraic equations, which does not require enumeration of the values of frequency characteristics, thereby not requiring their direct construction. Calculating positive real roots, unlike calculating complex

roots, is not difficult. The proposed solution to the problem allows you to fully automate the process of obtaining the result, increase the complexity of the studied ACS of industrial robots and reduce the time costs when constructing the required areas.

Ключевые слова. Промышленный робот, линейная система автоматического управления, устойчивость, область устойчивости, положительные вещественные корни.

Keywords. Industrial robot, linear automatic control system, stability, stability area, positive real roots

Постановка проблемы.

При настройке или синтезе регулятора САУ промышленного робота, когда требуется определить влияние каких-либо варьируемых параметров на устойчивость, строят область устойчивости системы в пространстве этих варьируемых параметров. В дальнейшем, внутри полученной области, строят подобласть качества с требуемыми (гарантированными) характеристиками, к которым относится и степень (запас) устойчивости. Система, которая является устойчивой, на практике может быть непригодной для решения конкретных задач автоматического управления, так как ее степень (запас) устойчивости не удовлетворяют требованиям этих задач [1,6,15]. Классическое решение задачи построения этих областей требует многократного построения частотных годографов. Эти годографы имеют нерегулярный характер изменения, и для сложных систем их построение может превратиться в существенную проблему, связанную с выбором шага изменения и максимального значения частоты.

Целью статьи является разработка метода построения на ЭВМ областей гарантированной степени устойчивости САУ промышленного робота на основе D-разбиения [6] и критерия Михайлова [7] по положительным вещественным решениям алгебраических уравнений, то есть не требующего построения и анализа частотных характеристик.

Таким образом, решение задачи сводится к алгебраизации классических частотных методов теории автоматического управления. Предлагаемое решение позволяет полностью автоматизировать процесс получения результата, повысить сложность исследуемых САУ промышленных роботов и сократить временные затраты при построении искомых областей.

Следует отметить, что такой алгебраический подход к решению задач автоматического управления может быть применим для анализа прямых показателей качества [2], анализа периодических режимов в нелинейных системах [3] и абсолютной устойчивости нелинейных САУ [4].

Построение областей с гарантированным показателем устойчивости на основе применения положительных вещественных решений алгебраических уравнений.

Промышленный робот представляет собой комплект конструктивных модулей. Каждый модуль – это законченный машинный агрегат, содержащий механизмы, обеспечивающие одну или несколько степеней подвижности робота. Компоновка модульного робота содержит необходимое количество конструктивных модулей и обеспечивает необходимые движения «рук» робота [8]. В такой компоновке может быть до восьми независимых электроприводов (ЭП).

Каждый электропривод основных движений робота – следящий, постоянного тока, с обратной связью по положению и по скорости, управляет определенной степенью подвижности (звеном) робота [8,12]. Все ЭП управляются от общего центрального вычислительного устройства, которое решает траекторные задачи движения робота и выдает управляющие сигналы на цифровые регуляторы положения отдельных приводов. Цифровые регуляторы положения управляют сервоприводами и механическими передачами в соответствии с сигналами от центрального вычислительного устройства и датчиков угла [5,8].

Структурная схема системы управления отдельным ЭП промышленного робота показана на Рис.1. Она соответствует линеаризованной модели системы, в которой нелинейности типа «зона нечувствительности» двигателя, «насыщение» преобразователя и усилителей, «люфт» механических передач не учитываются [5,8].

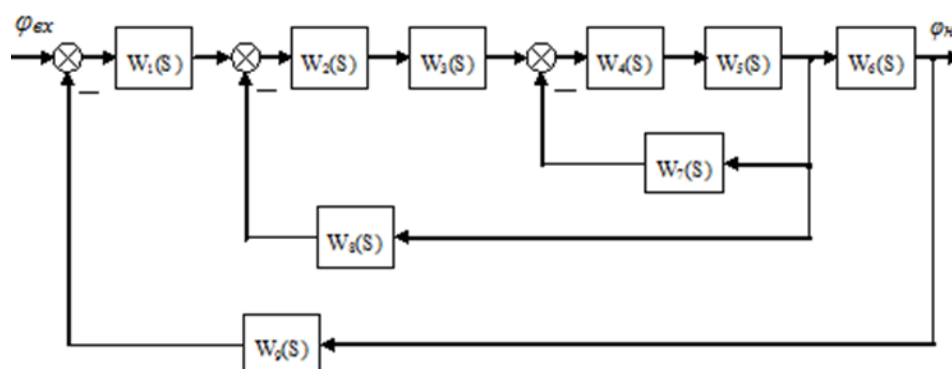


Рис.1 – Структурная схема следящей системы электропривода промышленного робота

На Рис.1: $W_1(s)=k_1/(T_1s+1)$ – передаточная функция параболического регулятора положения; $W_2(s)$ – передаточная функция ПИ-регулятора; $W_3(s)$ – передаточная функция тиристорного преобразователя; $W_4(s)$, $W_5(s)$, $W_7(s)$ – передаточные функции двигателя постоянного тока; $W_6(s)$ – передаточная функция механической передачи; $W_8(s)$ – передаточная

функция измерителя скорости; $W_9(s)$ – передаточная функция измерителя угла; φ_n – угол поворота звена робота; φ_{ex} – заданный угол поворота звена робота.

Рассмотрено построение области с гарантированной степенью устойчивости по параметру k_1 настройки параболического регулятора положения. Областью с гарантированной степенью устойчивости является область, внутри которой запас устойчивости не меньше требуемого. Таким образом, рассматривается случай линейной зависимости от одного варьируемого параметра, назовем его α , числителя и знаменателя передаточной функции замкнутой САУ ЭП промышленного робота.

Преобразовав структурную схему (Рис.1), характеристический полином можно записать в виде:

$$D(s) = a(s) + \alpha b(s), \quad (1)$$

где $a(s)$, $b(s)$ – полиномы с вещественными коэффициентами.

На первом этапе выполним построение областей устойчивости по параметру α с помощью метода, описанного в [11].

Решение данной подзадачи удовлетворяет уравнению

$$\operatorname{Im}\{-a(j\omega) / b(j\omega)\} = 0.$$

Подставим в полином (1) вместо оператора s мнимую переменную $j\omega$ и выделим варьируемый параметр:

$$\alpha(j\omega) = -a(j\omega) / b(j\omega). \quad (2)$$

Представим (2) в виде

$$\alpha(j\omega) = \frac{r(\omega)}{z(\omega)} + j \frac{m(\omega)}{z(\omega)}, \quad (3)$$

где $r(\omega)$, $m(\omega)$ и $z(\omega)$ – полиномы с вещественными коэффициентами.

Для выделения интервалов устойчивости и неустойчивости САУ по параметру α вычислим вещественные неотрицательные корни полинома числителя $m(\omega)$ мнимой части выражения (3).

Для определения границ интервалов полученные корни полинома $m(\omega)$, которые являются частотами пересечения годографа D-разбиения с вещественной осью, подставляем в действительную часть выражения (3) и определяем границы интервалов «претендентов» на устойчивость. Упорядочиваем полученные границы варьируемого параметра α по возрастанию, добавляем к ним нижнюю и верхнюю предельные границы (соответствующие $\alpha = -\infty$ и $\alpha = \infty$) и формируем сами интервалы «претендентов» на устойчивость.

Далее, для каждого интервала определяем устойчивость характеристического полинома $D(s)=\alpha_c b(s)+a(s)$, где α_c – среднее значение интервала, с помощью любого алгебраического критерия устойчивости (например, Рауса). Если полином $D(s)$ устойчив, то и весь интервал изменения параметра является интервалом устойчивости САУ.

На втором этапе строим подобласти (интервалы) гарантированного запаса устойчивости в пространстве параметра α внутри полученных интервалов устойчивости.

В основном, запасы устойчивости определяются по годографу Найквиста [13,15]. Однако, исследуемая САУ при этом должна быть охвачена единичной отрицательной обратной связью, что не всегда бывает. Будем определять запас устойчивости САУ на основе критерия Михайлова, который применим для любых линейных систем, по характеристическому полиному замкнутой системы.

Сначала рассмотрим, как алгебраическим способом (без непосредственного построения частотного годографа) проанализировать запас устойчивости при некотором фиксированном значении α из интервала устойчивости, полученного ранее.

Подставив такое α в характеристический полином (1), можно записать его в виде

$$D(s) = a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_n. \quad (4)$$

Подставим в этот полином вместо оператора s мнимую переменную $j\omega$. В результате получим комплексную функцию

$$D(j\omega) = U(\omega) + jV(\omega). \quad (5)$$

Здесь $U(\omega)=\text{Re}D(j\omega)$ – вещественная функция Михайлова, полученная из членов $D(s)$, содержащих четные степени переменной s , а $V(\omega)=\text{Im}D(j\omega)$ – мнимая функция Михайлова, полученная из членов $D(s)$ с нечетными степенями s .

Для применения критерия Михайлова по формуле (5), изменяя частоту ω от 0 до ∞ , необходимо построить годограф в комплексной плоскости.

Критерий Михайлова формулируется так [14]: система устойчива, если годограф $D(j\omega)$, начинаясь на действительной положительной полуоси, огибает против часовой стрелки начало координат, проходя последовательно n квадрантов, где n – порядок системы.

Для системы четвертого порядка ($n=4$) на Рис.2, годограф 1 относится к устойчивой, а годографы 3, 4 и 5 – к неустойчивым системам [14]. Условием нахождения системы на границе устойчивости является

прохождение годографа Михайлова через начало координат (штриховая кривая 2 на Рис.2). Действительно, в этом случае существует значение ω , при котором $D(j\omega) = 0$, то есть характеристический полином (1) системы имеет пару сопряженных мнимых корней. Последнее и означает наличие в системе незатухающих колебаний, то есть, нахождение ее на границе устойчивости. Незначительное изменение параметров системы, в результате чего годограф $D(j\omega)$ на Рис.2 отойдет влево или вниз от начала координат, делает систему устойчивой, а изменение параметров в другую сторону – неустойчивой [14].

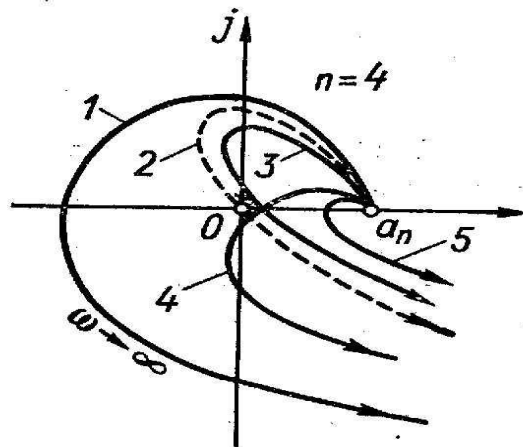


Рис.2 – Пример годографов Михайлова

Очевидно, что чем дальше годограф Михайлова устойчивой системы находится от начала координат, тем ее степень устойчивости (запас устойчивости) выше. Степень устойчивости будет определяться радиусом R окружности с центром в начале координат, то есть, значение ее радиуса и будет запасом устойчивости САУ (Рис.3). Для удовлетворения требования по запасу устойчивости годограф Михайлова не должен попадать внутрь круга или касаться его, как показано на Рис.3.

Так как рассматриваются заведомо устойчивые системы, то решение задачи сводится к поиску точек пересечения или касания годографа Михайлова $D(j\omega)$ с окружностью радиуса R с центром в начале координат. При этом, если такие точки отсутствуют, то САУ удовлетворяет требованиям по степени (запасу) устойчивости. Наличие таких точек определяется существованием положительных вещественных решений алгебраического уравнения (6), которые являются частотами пересечения или касания годографа Михайлова с окружностью, определяющей степень устойчивости:

$$U^2(\omega) + V^2(\omega) = R^2, \quad (6)$$

где R – требуемый запас устойчивости САУ.

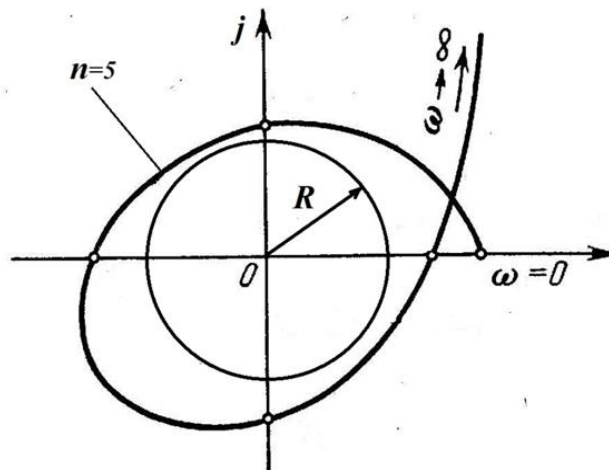


Рис.3 – Годограф Михайлова с запасом устойчивости

Запишем, с учетом (4), действительную $U(\omega)$ и мнимую $V(\omega)$ функции Михайлова в развернутом виде:

$$U(\omega) = a_n - a_{n-2}\omega^2 + a_{n-4}\omega^4 - \dots,$$

$$V(\omega) = \omega(a_{n-1} - a_{n-3}\omega^2 + a_{n-5}\omega^4 - \dots).$$

Подставив эти выражения в (6), получим:

$$\begin{aligned} (a_n - a_{n-2}\omega^2 + a_{n-4}\omega^4 - \dots)^2 + (a_{n-1}\omega - a_{n-3}\omega^3 + a_{n-5}\omega^5 - \dots)^2 &= R^2. \Rightarrow \\ (a_n - a_{n-2}\omega^2 + a_{n-4}\omega^4 - \dots)^2 + (a_{n-1}\omega - a_{n-3}\omega^3 + a_{n-5}\omega^5 - \dots)^2 - R^2 &= 0. \end{aligned} \quad (7)$$

Алгебраическое уравнение (7) полностью определяет решение задачи. Отсутствие положительных вещественных корней этого уравнения говорит о том, что требование по степени (запасу) устойчивости выполняется, а их наличие – что не выполняется.

Для построения на ЭВМ в пространстве варьируемого параметра α областей (интервалов) гарантированной степени устойчивости САУ ЭП промышленного робота с заданной точностью был разработан алгоритм, основанный на равномерном поиске [9,10]. Рассмотрим этот алгоритм для одного интервала устойчивости исследуемой САУ, полученного на первом этапе.

Шаг 1. Задаем минимально допустимое для данной САУ значение запаса устойчивости R_{min} , начальное значение варьируемого параметра α_n (α_n – левая граница интервала устойчивости САУ), конечное значение варьируемого параметра α_p (α_p – правая граница интервала устойчивости линейной части САУ), максимально допустимый шаг изменения варьируемого параметра (максимальный шаг поиска) h_{max} , который определяет минимальную точность вычисления границ интервалов гарантированной степени устойчивости САУ.

Обозначим границы искомых интервалов как G_s^m , где s – номер интервала, а m – номер границы интервала (для левой границы он равен 1, для правой он равен 2).

Шаг 2. Задаем количество точек поиска u .

Шаг 3. Вычисляем шаг изменения варьируемого параметра (шаг поиска) $h_\alpha = (\alpha_p - \alpha_n) / (u - 1)$.

Шаг 4. Выполняем проверку: если $h_\alpha > h_{\max}$, то положим $u = 1.5u$ и переходим к шагу 3, иначе переходим к шагу 5.

Шаг 5. Задаем $\alpha = \alpha_n$. Определяем при заданном α и $R = R_{\min}$ число k положительных вещественных корней уравнения (7). Выполняем проверку: если $k = 0$ ($R > R_{\min}$), то задаем $d_1 = 0$, иначе задаем $d_1 = 1$.

Положим $m = 1$, $s = 1$.

Выполняем проверку: если $d_1 = 0$, то $G_s^m = \alpha$ и $m = 2$.

Шаг 6. Задаем новое значение $\alpha = \alpha + h_\alpha$.

Выполняем проверку: если $\alpha > \alpha_p + h_\alpha / 2$, процесс определения подынтервалов гарантированного запаса устойчивости САУ на данном интервале завершается. При этом, если $d_1 = 0$ и $d_2 = 0$, то $m = 2$ и $G_s^m = \alpha - h_\alpha$.

Шаг 7. Определяем при текущем значении α и $R = R_{\min}$ число k положительных вещественных корней уравнения (7). Выполняем проверку: если $k = 0$ ($R > R_{\min}$), то задаем $d_2 = 0$, иначе задаем $d_2 = 1$.

Шаг 8. Выполняем проверку:

- а) если $d_1 = 1$ и $d_2 = 1$, то переходим к шагу 6;
- б) если $d_1 = 0$ и $d_2 = 0$, то переходим к шагу 6;
- в) если $d_1 = 0$, а $d_2 = 1$, то переходим к шагу 9;
- г) если $d_1 = 1$ и $d_2 = 0$, то переходим к шагу 10.

Шаг 9. $G_s^m = \alpha - h_\alpha$. Положим $d_1 = d_2$, $m = 1$, $s = s + 1$ и переходим к шагу 6.

Шаг 10. $G_s^m = \alpha$. Положим $d_1 = d_2$, $m = 2$ и переходим к шагу 6.

Выводы.

Предлагаемый в статье метод позволяет полностью автоматизировать построение областей гарантированной степени устойчивости в пространстве параметра настройки САУ ЭП промышленного робота. Рассмотренный метод существенно упрощает и улучшает параметрический анализ на ЭВМ устойчивости робототехнических САУ, имеющих высокий порядок или сложную структуру, так как не требует непосредственного построения годографов D-разбиения и Михайлова. Он основан на вычислении и анализе положительных вещественных решений алгебраических уравнений, которые, в отличие от комплексных решений, определяются на ЭВМ численными методами с высокой надежностью и скоростью даже для уравнений высоких (до сорокового) порядков. На базе рассмотренного

метода разрабатывается программное обеспечение для оценки устойчивости управления промышленным роботом при реализации различных форм движения исполнительных органов.

Библиографический список

1. Бесекерский В.А. Теория систем автоматического регулирования / В.А. Бесекерский, Е.П. Попов. – СПб.: Изд-во Профессия, 2003. – 752 с.
2. Грушун А.И. Анализ на ЭВМ прямых показателей качества систем автоматического управления / А.И. Грушун, Т.А. Грушун // Автоматизация процессов и управление: сб.науч. тр. – Севастополь: изд-во СевНТУ, 2012. – Вып. 125. – С.169 – 172.
3. Грушун А.И. Анализ на ЭВМ автоколебаний в нелинейных системах автоматического управления на основе метода гармонического баланса / А.И. Грушун, Т.А. Грушун // Автоматизация процессов и управление: сб.науч. тр. – Севастополь: изд-во СевНТУ, 2014. – Вып. 146. – С.223–226.
4. Грушун А.И. Анализ на ЭВМ абсолютной устойчивости нелинейных систем управления на основе метода В.М. Попова / А.И. Грушун, Т.А. Грушун // Информационные технологии и управление: сб.науч. тр. – Севастополь: изд-во СевГУ, 2015. – Вып. 1. – С.119– 125.
5. Егоров И.Н. Системы управления электроприводов технологических роботов и манипуляторов / И.Н. Егоров, В.П. Умнов. – Владимир: изд-во ВлГУ, 2022. – 314 с.
6. Иващенко Н.Н. Автоматическое регулирование / Н.Н. Иващенко. – М.: Машиностроение, 1978. – 736 с.
7. Ким, Д.П. Теория автоматического управления. Линейные системы / Д.П. Ким. – М.: изд-во Юрайт, 2024. – 311 с.
8. Макаров И.М. Робототехника и гибкие автоматизированные производства. Приводы робототехнических систем / И.М. Макаров, С.В. Пантюшин, В.М. Назаретов, О.А. Тягунов. – М.: Высш. шк., 1986. – 175 с.
9. Мицель А.А. Методы оптимизации. Часть 1 / А.А. Мицель, А.А. Шелестов, В.В. Романенко. – Томск: изд-во ТУСУРа, 2020. – 350 с.
10. Пантелеев А.В. Методы оптимизации в примерах и задачах / А.В.Пантелеев, Т.А. Летова. – М.: Высш. шк., 2005. – 544 с.
11. Пряшников Ф.Д. Проблема применения репрезентативных множеств в задачах построения областей устойчивости и качества динамических систем управления / Ф.Д. Пряшников, А.И. Грушун, Т.А. Грушун // Динамические системы. – К.: Лыбидь, 1994. – №13 – С.16 – 20.
12. Сафонов Ю.М. Электроприводы промышленных роботов / Ю.М. Сафонов. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 175 с.

13. Топчиев Ю.И. Атлас для проектирования систем автоматического регулирования / Ю.И. Топчиев. – М.: Машиностроение, 1989. – 752 с.
14. Юревич Е.И. Теория автоматического управления / Е.И. Юревич. – СПб.: БХВ-Петербург, 2016. – 551 с.
15. Farid Golnaraghi, Benjamin C. Kuo Automatic control systems. – Hoboken: Wiley, 2010. – 1090 p.

¹*Грушун Андрей Иванович, канд. техн. наук, доц., доцент, a.gran69@mail.ru, Россия, Севастополь, ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»*

²*Грушун Татьяна Александровна, канд. техн. наук, доц., доцент gai_gta@mail.ru, Россия, Севастополь, ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»*

³*Осадченко Александр Евгеньевич, канд. техн. наук, доцент, aeosadchenko@rambler.ru, Россия, Севастополь, ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»*

⁴*Карапетьян Валерий Артёмович, канд. техн. наук, доц., доцент karvalart@mail.ru, Россия, Севастополь, ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»*

Grushun Andrey Ivanovich, candidate of technical sciences, associate professor, associate professor, a.gran69@mail.ru, Russia, Sevastopol, Sevastopol State University

Grushun Tatiana Alexandrovna, candidate of technical sciences, associate professor, associate professor, gai_gta@mail.ru, Russia, Sevastopol, Sevastopol State University

Osadchenko Alexander Evgenievich, candidate of technical sciences, associate professor, aeosadchenko@rambler.ru, Russia, Sevastopol, Sevastopol State University

Karapetyan Valery Artemovich, candidate of technical sciences, associate professor, associate professor, karvalart@mail.ru, Russia, Sevastopol, Sevastopol State University

СНИЖЕНИЕ ЭНЕРГОЁМКОСТИ УПРАВЛЯЕМОГО ДВИЖЕНИЯ ОБЪЕКТА

Бохонский А.И.¹, Варминская Н.И.², Карташов Л.Е.³, Майстришин М.М.⁴

REDUCING THE ENERGY CAPACITY OF CONTROLLED MOVEMENT OF AN OBJECT

Bokhonsky A.I.¹, Varminskaya N.I.², Kartashov L.E.³, Maistrishin M.M.⁴

Аннотация. На примерах релейного управления, классического, основанного на вариационном методе теории оптимального управления, и реверсионно конструируемого показана тенденция снижения энергии при достижении цели оптимального движения (типа разгон-торможение). Рассмотрен единый подход, основанный на задании перемещения в виде полинома с вычислением его коэффициентов при использовании краевых условий (критерий оптимальности заранее не задается). При реверсионном конструировании управления выявлено снижение энергии оптимального управления за счет уменьшения импульсов ускорений переносного движения как при разгоне, так и при торможении.

Abstract. The tendency of energy reduction upon achieving the goal of optimal motion (such as acceleration-braking) is shown using examples of relay control, classical control, control based on the variational method of optimal control theory, and reverse-designed control. A unified approach based on specifying the motion as a polynomial with calculation of its coefficients using boundary conditions (the optimality criterion is not specified in advance) is considered. Reverse-designed control reveals a decrease in the energy of optimal control due to a decrease in the impulses of acceleration of the translational motion both during acceleration and braking.

Ключевые слова. Оптимальное переносное ускорение (управление), релейное управление, классическое управление, реверсионно конструируемое, энергоёмкость управлений.

Keywords. Optimal transfer acceleration (control), relay control, classical control, reversibly constructed, energy intensity of controls.

Введение.

В работе коллектива авторов [1] обоснован и математически сформулирован принцип максимума, который явился дальнейшим развитием и обобщением вариационных методов теории оптимального управления. Стало возможным решение широкого круга задач,

возникающих в связи с развитием техники.

Дальнейшее применение принципа максимума (ПМП) позволило утверждать, что « H – есть не что иное как полная энергия системы, которая должна быть максимальна в процессе управления» [2].

Нельзя не отметить примечание, высказанное в [3]: «Если же по физическим соображениям убедительно сформулировать критерий оптимальности не удастся, то целесообразность постановки оптимальной задачи становится более чем сомнительной».

Однако, если в результате конструирования оптимального движения на конечном этапе появляется функционал, который затем можно использовать как критерий оптимальности и решить прямую задачу вариационного исчисления, то этот путь заслуживает внимания. Известные оптимальные управления можно найти при реверсионном конструировании без предварительного задания критерия оптимальности; следуя таким путем, можно получить ранее неизвестное управление переносным поступательным и вращательным движением объектов.

Алгоритм реверсионного конструирования включает предварительное задание перемещения (или ускорения), например, в виде полинома, и для поиска констант полинома используются граничные условия. Интересно отметить, что с ростом степени полинома и увеличением числа естественных ограничений появляются такие управления, которые приводят к существенной экономии энергии при достижении поставленной цели движения. Во всех случаях движение осуществляется из состояния покоя в новое состояние покоя при заданном расстоянии (либо угле поворота) и времени движения.

Интересно замечание Ю.П. Петрова по поводу обратной задачи вариационного исчисления [4-5]: «Поэтому уже из самого факта, что движение описывается дифференциальным уравнением следует, что оно доставляет минимум некоторому функционалу».

В работах [6-7] на примерах показано, что при реверсионном конструировании оптимальных уравнений (решение полной обратной задачи вариационного исчисления) появляется критерий, принимающий стационарное значение. Важно, что при достаточно быстром перемещении упругого объекта удастся не только обеспечить практическое отсутствие его колебаний в конце движения, но и сэкономить энергию при достижении цели движения.

Цель исследования – обратить внимание на выявленную тенденцию снижения энергоемкости оптимального движения объекта как абсолютно твердого тела.

Конструирование управлений.

Рассматриваются задачи перемещения объекта из исходного в

конечное состояние покоя при заданных расстоянии и времени движения.

1. Релейное управление.

Перемещение объекта на участке разгона описывается функцией

$$S(t) = C_1 + C_2 t + C_3 t^2,$$

где C_1, C_2, C_3 – константы. При движении из состояния покоя $C_1 = 0$, $C_2 = 0$. Константа C_3 найдена из условия $s(T/2) = L/2$, где T – общее время движения.

$$C_3 \frac{T^2}{4} = \frac{L}{2}, \text{ т.е. } C_3 = \frac{2L}{T^2}.$$

Теперь в произвольный момент времени на участке разгона

$$S(t) = \frac{2L}{T^2} t^2, \quad V(t) = \frac{4L}{T^2} t. \quad (1)$$

Из (1) следует ускорение (управление)

$$\frac{d^2 S}{dt^2} = U_0 = \frac{4L}{T^2}.$$

При $0 \leq t \leq T/2$ $U(t) = U_0$, а при $T/2 \leq t \leq T$ $U(t) = -U_0$.

Энергия, затрачиваемая на разгон-торможения (при $m = 1$ кг), равна

$$A_0 = 2 \int_0^{L/2} \frac{4L}{T^2} dS = 2 \int_0^{T/2} \frac{4L}{T^2} \frac{4L}{T^2} t dt = \frac{4L^2}{T^2} \text{ (Дж)}.$$

Графики функций изображены на Рис.1.

$U(t), V(t), s(t)$

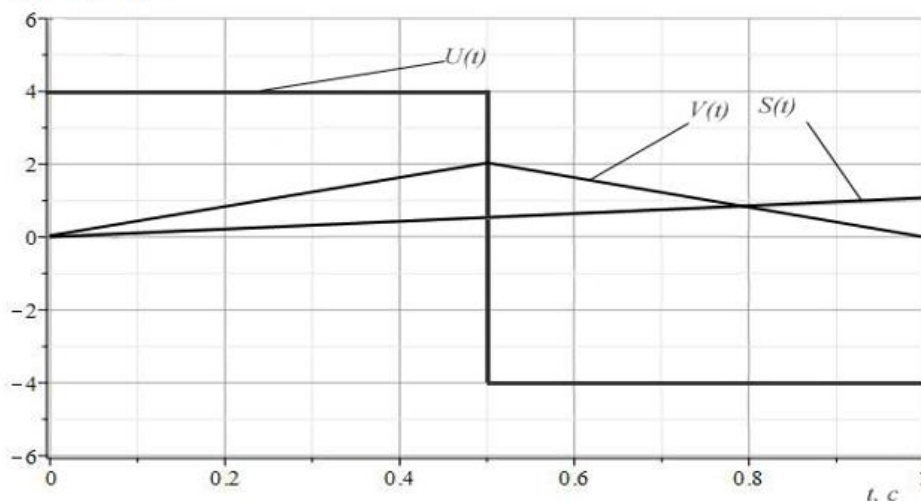


Рис.1 – Графики перемещения $S(t)$, скорости $V(t)$ и ускорения $U(t)$ при релейном управлении

2. Контролируемое классическое управление.

Такое управление обычно находится вариационным методом теории оптимального управления при использовании квадратичного критерия оптимальности

$$\int_0^T U^2 dt$$

и краевых условий

$$S(0) = 0, \dot{S}(0) = 0; S(T) = L, \dot{S}(T) = 0. \quad (2)$$

Однако, эта известная задача Лагранжа может быть решена непосредственно с использованием алгоритма конструирования. Достаточно задать полином более высокой степени для перемещения

$$S(t) = C_3 t^2 + C_4 t^3,$$

константы которого находятся из условий (2)

$$S(t) = \frac{Lt^2}{T^2} \left(3 - \frac{2t}{T} \right), V(t) = \frac{6Lt}{T^2} (T - t), U(t) = \frac{6L}{T^2} \left(\frac{T-2t}{T} \right).$$

В этом случае энергия, затрачиваемая на реализацию движения при (при $m = 1$ кг), уменьшается и равна

$$A_1 = 2 \int_0^{T/2} UV dt = 2,25 \frac{L^2}{T^2} \text{ (Дж)}.$$

Графики функций изображены на Рис.2.

$U(t), V(t), s(t)$

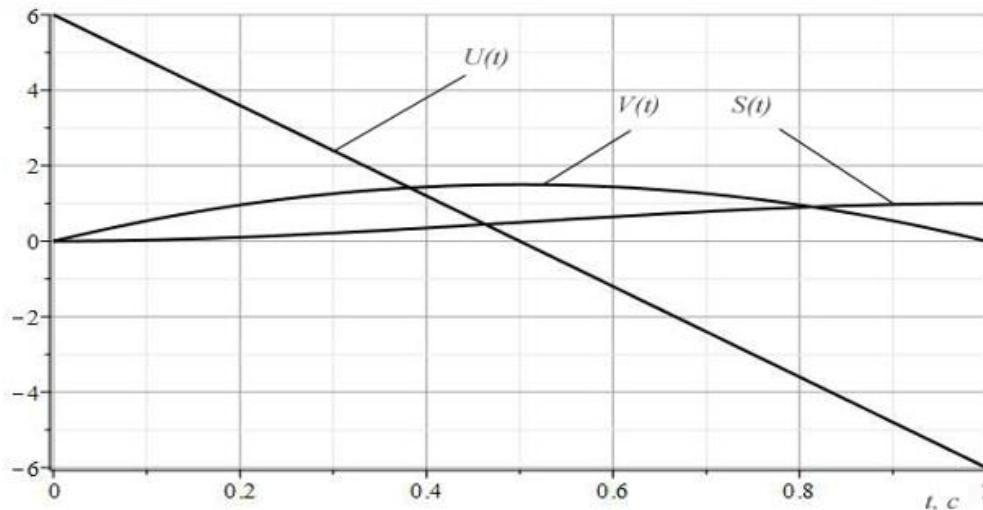


Рис.2 – Графики перемещения $S(t)$, скорости $V(t)$ и ускорения $U(t)$ при классическом управлении

3. Реверсионно конструируемое управление (отличное от классического).

Перемещение задано в виде аналитической функции (полинома)

$$S(t) = C_3 t^2 + C_4 t^3 + C_5 t^4 + C_6 t^5.$$

$$V(t) = \frac{dS}{dt}, U(t) = \frac{d^2S}{dt^2}.$$

Условия $S(0) = 0$ и $V(0) = 0$ выполнены, а на правом конце принято $S(T) = L$, где L – общее перемещение.

Условиями косой симметрии управления являются

$$\int_0^{\frac{T}{2}} U(t) dt + \int_{\frac{T}{2}}^T U(t) dt = 0,$$

$$U(0) + U(t) = 0.$$

Дополнительно использовано условие уменьшения избыточной энергии при разгоне-торможении

$$\frac{dU}{dt}(T/2) = 0$$

После определения констант для ускорения (управления), скорости и перемещения получаются следующие выражения

$$S(t) = Lt^2 (5T^2 - 10T^2t + 10T^2t^2 - 4t^3),$$

$$V(t) = \frac{40Lt}{T^5} (T - t)(2t^2 - 27t + t^3), U(t) = \frac{10L}{T^2} \left(\frac{T - 2t}{T} \right)^3$$

В этом случае затрачиваемая на реализацию движения энергия существенно уменьшается

$$A_3 = \frac{25}{16} \frac{L^2}{T^2}, \text{ т. е. } A_3 = 1,5625 \frac{L^2}{T^2} \text{ (Дж)}.$$

Графики функций изображены на Рис.3.

$U(t), V(t), s(t)$

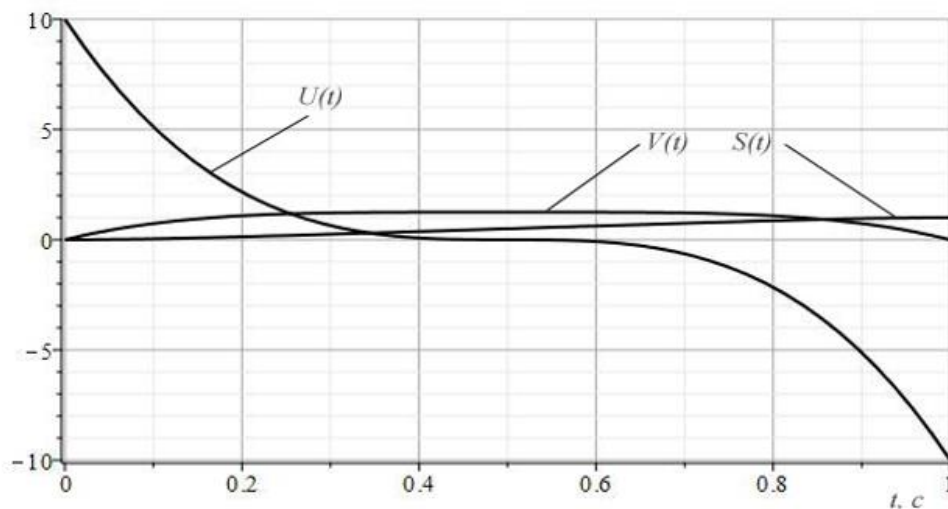


Рис.3 – Графики перемещения $S(t)$, скорости $V(t)$ и ускорения $U(t)$ при реверсионно конструируемом управлении

Заключение.

Дан анализ свойств трех типов управлений (релейного, классического и реверсионно конструируемого). Обращено внимание на возможность существенной экономии энергии при достижении поставленной цели движения с использованием конструируемого оптимального управления (ускорения) переносным движением объектов.

Библиографический список

1. Понтрягин Л.С. Математическая теория оптимальных процессов / Л.С. Понтрягин, Б.Г. Болтянский, Р.В. Гамкрелидзе, Е.Ф. Мищенко. – М.: Наука, 1969. – 384 с.
2. Зайцев Г.Ф. Основы автоматического управления и регулирования / Г.Ф. Зайцев, В.И. Костюк, П.И. Чинаев. – Киев: Техніка, 1975. – 494 с.
3. Воронов А.А. Теория автоматического управления: Ч. II: Теория нелинейных и специальных систем автоматического управления / А.А. Воронов, Д.П. Ким, В.М. Лохин и др.; ред. А.А. Воронов. – М.: Высшая школа, 1977. – 288 с.
4. Абдуллаев Н.Д. Теория и методы проектирования оптимальных регуляторов / Н.Д. Абдуллаев, Ю.П. Петров. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1985. – 240 с.
5. Петров Ю.П. Вариационные методы теории оптимального управления / Ю.П. Петров. – 2-е изд., перераб. и доп. – Ленинград: Энергия. Ленингр. отд-ние, 1977. – 280 с.
6. Бохонский А.И. Реверсионный принцип оптимальности: монография / А.И. Бохонский; Севастопольский гос. ун-т. – Москва: Вузовский учебник, 2016. – 173 с.
7. Бохонский А.И. Механика управляемого движения объектов: учебное пособие / А.И. Бохонский, Н.И. Варминская, Т.В. Мозолевская. – М.: ИНФРА-М, 2022. – 170 с.

¹*Бохонский Александр Иванович, д-р. техн. наук, проф., профессор, bohon.alex@mail.ru, Россия, Севастополь, ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»*

²*Варминская Наталья Ивановна, канд. техн. наук, доц., зав. кафедрой, nvarminska@gmail.com, Россия, Севастополь, Черноморское высшее военно-морское училище имени П.С. Нахимова*

³*Карташов Леонид Евгеньевич, канд. техн. наук, доц., доцент, LEKartashov@sevsu.ru, Россия, Севастополь, ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»*

⁴*Майстришин Михаил Михайлович, канд. техн. наук, доц., директор колледжа, mihail.maystrishin@gmail.com, Россия, Севастополь, ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»*

Bokhonskiy Aleksandr Ivanovich, doctor of technical sciences, professor, professor, bohon.alex@mail.ru, Russia, Sevastopol, Sevastopol State University

Varinskaya Natalya Ivanovna, candidate of technical sciences, associate professor, head of department, nvarinska@gmail.com, Russia, Sevastopol, Black Sea Higher Naval School named after P.S. Nakhimov

Kartashov Leonid Evgenievich, candidate of technical sciences, associate professor, associate professor, LEKartashov@sevsu.ru, Russia, Sevastopol, Sevastopol State University

Maistrishin Mikhail Mikhailovich, candidate of technical sciences, associate professor, college director, mihail.maystrishin@gmail.com, Russia, Sevastopol, Sevastopol State University

КОМПРОМИССНЫЙ ХАРАКТЕР ЗАДАЧИ ФИЛЬТРАЦИИ ШУМОВ В СИСТЕМАХ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Жмудь В.А.¹

COMPROMISE NATURE OF THE NOISE FILTERING PROBLEM IN FEEDBACK SYSTEMS

Zhmud V.A.¹

***Аннотация.** Широкое применение систем с отрицательной обратной связью объясняется их несомненными достоинствами: выходной сигнал в них весьма точно повторяет предписание (сигнал задания), а помеха, действующая на объект, как и небольшие изменения параметров математической модели объекта, практически не влияет на результат управления таким объектом. Как правило, принято результат измерения выходного сигнала, который используется для управления объектом, предварительно фильтровать для получения достаточного отношения сигнал/шум. Большинство разработчиков руководствуются правилом оптимального выделения сигнала на фоне шума, то есть используют такой фильтр, частота среза которого проходит через точку пересечения спектров сигнала и шума. Однако теоретически можно предсказать и на практике часто подтверждается, что подобная фильтрация хотя и способствует повышению отношения сигнал/шум в фильтрованном сигнале за счёт подавления шумов за пределами основной части спектра сигнала, иногда не улучшает возможности управления, а наоборот вредит этим возможностям, приводя к снижению устойчивости системы или к необходимости снижения её быстродействия. Причиной этого является утрата высокочастотной компоненты сигнала, хотя бы даже в этой области частот отношение сигнал/шум намного ниже единицы. Желательно сохранять значительную часть этого спектра сигнала. Эти теоретические утверждения не подкреплялись систематическими исследованиями и поэтому зачастую не вызывают должного доверия со стороны разработчиков таких систем, а когда подобное всё же получает экспериментальные доказательства в частных случаях, это вызывает удивление у разработчиков. Опыт автора показывал, что при использовании распространённого требования, состоящего в том, чтобы частота среза фильтра превышала частоту создаваемой системы автоматического регулирования, как минимум, на порядок, недостаточно. Требуется, чтобы частота фильтра была в 50 и более раз выше, чем частота, ограничивающая рабочую полосу системы. Данная статья предлагает исследование этого теоретического положения методом численного моделирования с целью доказательства и демонстрации необходимости преодоления противоречивости требований лучшей фильтрации и сохранения малого запаздывания по измеряемому сигналу,*

что требует решения компромиссной задачи с целью отыскания оптимального решения этой проблемы.

Abstract. *The widespread use of negative feedback systems is explained by their undoubted advantages: the output signal in them very accurately repeats the prescription (setting signal), and the interference acting on the object, as well as small changes in the parameters of the mathematical model of the object, practically does not affect the result of controlling such an object. As a rule, it is accepted to pre-filter the result of measuring the output signal, which is used to control the object, to obtain a sufficient signal-to-noise ratio. Most developers are guided by the rule of optimal signal isolation against the background of noise, that is, they use a filter whose cutoff frequency passes through the intersection point of the signal and noise spectra. However, it can be theoretically predicted and is often confirmed in practice that such filtering, although it helps to increase the signal-to-noise ratio in the filtered signal due to the suppression of noise outside the main part of the signal spectrum, sometimes does not improve control capabilities, but on the contrary harms these capabilities, leading to a decrease in the stability of the system or to the need to reduce its speed. The reason for this is the loss of the high-frequency component of the signal, although even in this frequency range the signal-to-noise ratio is much lower than unity. It is desirable to preserve a significant part of this signal spectrum. These theoretical statements have not been supported by systematic studies and therefore often do not inspire due confidence on the part of developers of such systems, and when something similar does receive experimental evidence in particular cases, it surprises developers. The author's experience has shown that when using a common requirement that the filter cutoff frequency exceed the frequency of the automatic control system being created by at least an order of magnitude, it is not enough. It is required that the filter frequency be 50 or more times higher than the frequency limiting the operating band of the system. This article proposes a study of this theoretical position using the numerical simulation method in order to prove and demonstrate the need to overcome the inconsistency of the requirements for better filtering and maintaining a small delay in the measured signal, which requires solving a compromise problem in order to find an optimal solution to this problem.*

Ключевые слова. *Регулятор, динамическая ошибка, стабилизация, управление, моделирование, оптимизация, ПИД, ПИ²Д*

Keywords. *Controller, dynamic error, stabilization, control, modeling, optimization, PID, PI²D.*

Введение.

Несомненные преимущества систем с отрицательной обратной связью обеспечили их широкое применение практически во всех отраслях науки и техники [1-4]. Это обеспечено такими преимуществами, как высокая точность управления, инвариантность к помехе и небольшим изменениям параметров математической модели объекта, высокое

качество управления, состоящее в малой динамической ошибке, малым перерегулированием, отсутствием колебаний или их малым числом и быстрым затуханием. Основным важнейшим свойством систем с обратной связью является нулевая установившаяся ошибка при условии наличия интегратора в контуре управления или в модели объекта. По этой причине наиболее распространены ПИД-регуляторы, то есть регуляторы, содержащие пропорциональный, интегрирующий и дифференцирующий каналы. Задача проектирования системы в этом случае состоит в обоснованном выборе коэффициентов этих контуров, соответственно, коэффициенту пропорционального контура k_p , коэффициенту интегрирующего тракта k_i и коэффициенту дифференцирующего тракта k_d . Существует обилие теорий о том, как рассчитывать эти коэффициенты, а также явно устаревшие широко известные табличные методы, такие как метод Козна-Куна, метод Циглера-Никольса и другие [5-8]. Причина неэффективности таких методов в том, что они разработаны для модели объекта определённого класса, а именно – фильтра первого порядка, последовательно соединённого со звеном запаздывания [9]. Модели реальных объектов всегда более сложные, как минимум, модель объекта следует описывать фильтром второго порядка, и чаще всего с запаздыванием, соизмеримым с величиной 1 – 10% от характерной постоянной времени этого фильтра.

Также весьма эффективным оказался метод численной оптимизации. Оценивать целесообразность применения фильтра, разумеется, следует путём исследования поведения наилучшей системы при условии выбора параметров фильтра, что видится наиболее достоверным именно на основе использования метода численной оптимизации.

Во всех обсуждаемых системах для управления объектом используется сигнал ошибки $e(t)$, который вычисляется как разница между предписанным состоянием объекта $v(t)$ и фактическим его состоянием $x(t)$. Фактическое состояние измеряется датчиком и поэтому непременно содержит шумы измерения $\eta(t)$, что является причиной применения фильтра для фильтрации этого сигнала с целью улучшения отношения сигнал/шум.

Поскольку далее этот сигнал используется для управления объектом, поскольку подаётся на вход объекта после его преобразования последовательным регулятором [1-8], многие разработчики пытаются предварительно как можно полнее устранить из него шумы измерения с помощью фильтрации, качество фильтрации зачастую оценивается по виду сигнала на осциллографе, или же на основе принципа наилучшего подавления той части спектра этой смеси сигнала и шума, в которой отношение сигнал/шум меньше единицы, и наилучшего пропускания той

части спектра этой смеси, в которой отношение сигнал/шум больше единицы.

Теоретический подход зачастую даёт такой же выбор, поскольку при решении задачи фильтрации сигнала, как правило, исходят из того, что шумы следует устранить как можно лучше, а сигнал следует сохранить как можно полнее, и поэтому такая задача решается методом, чем-то родственным с методом максимального правдоподобия. Этот метод тоже даёт такой выбор: если спектры сигнала и шума пересекаются, то границу фильтра, который должен пропускать как можно большую часть спектра сигнала, и отсекал как можно большую долю шума, целесообразно располагать на частоте, где эти спектральные характеристики пересекаются, то есть на той частоте, на которой отношение сигнал/шум равно единице, как показано, например, на Рис.1. Если спектр сигнала $X(f)$ пересекается со спектром шума $\eta(f)$, тогда фильтр, как правило, стараются сделать таким, чтобы он как можно лучше пропускал ту часть сигнала, в которой отношение сигнал/шум $SNR > 1$. Такой фильтр должен иметь как можно более крутой срез, например, фильтр Баттерворта, и частота среза f_1 выбирается при этом из условия равенства огибающих сигнала и шума.

Практический опыт создания, аттестации и модификации систем с отрицательной обратной связью доказывает иное: для фильтрации сигнала, который далее используется для управления системой, требуется применять фильтр с возможно более широкой полосой пропускания, как показано на Рис.2.

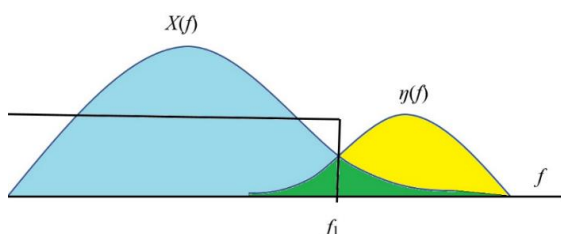


Рис.1 – Традиционное решение по выбору фильтра для выделения сигнала на фоне шума: как можно более крутой фильтр, в полосу которого входит область, где отношение сигнал/шум больше единицы, это решение является ошибочным для случая фильтрации управляющего сигнала в системах с отрицательной обратной связью

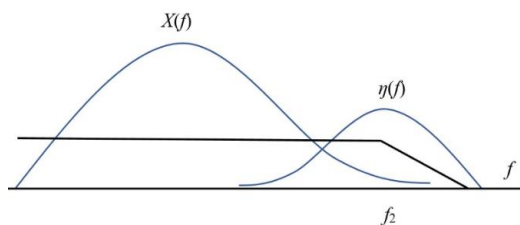


Рис.2 – Предпочтительное решение по выбору фильтра для выделения сигнала на фоне шума: пологий фильтр только первого порядка с наиболее плавным затуханием фазы, в полосу которого входит также и область, где отношение сигнал/шум меньше единицы

При этом требуется выбирать фильтр с наиболее плавной фазовой характеристикой (фильтр Бесселя). При этом рекомендуется исключительно фильтр первого порядка, поэтому такая категория не применима, поскольку понятия фильтр Бесселя, Баттерворта, Чебышева и другие виды фильтров имеют смысл только для фильтров высокого порядка, выше первого. Теоретическое обоснование этого предположения состоит в том, что необходимо, чтобы фильтр вносил как можно меньшую задержку во времени в контур отрицательной обратной связи. Статья решает задачу проверки этого предположения экспериментально методом математического моделирования.

1. Постановка задачи.

Предлагается рассмотреть основные примеры решения задачи управления линейным объектом при измерении его выходного сигнала с аддитивными шумами, которые стремятся существенно подавить фильтрами низких частот. Проверяется предположение о том, что наиболее полное устранение помехи не столь важно, сколь важно не вносить чрезмерного запаздывания в контур управления. Это заставляет искать компромисс между этими двумя потребностями. Предлагается рассмотреть линейный объект второго порядка в контуре с последовательным ПИД [1-8] или ПИ²Д регулятором [10]. Предлагается рассмотреть примеры объектов второго порядка без запаздывания, а также с запаздыванием. Объект первого порядка рассматривать нецелесообразно, поскольку при использовании ПИД-регулятора за счёт дифференцирующего тракта теоретические возможности управления таким объектом оказываются неограниченными, и в этом случае любой фильтр является ограничивающим фактором. Рассмотрение объектов более высокого порядка также не обязательно при условии, что рассмотрен объект второго порядка с запаздыванием, так как транспортное запаздывание является, как правило, основным фактором, сдерживающим возможности расширения полосы системы автоматического управления.

При этом на выходе объекта действует гармоническая помеха, которая может быть измерена только лишь в смеси с аддитивными высокочастотными шумами. Методом численного моделирования необходимо выявить, является ли наилучшее подавление помехи наилучшим решением задачи управления этим объектом, или же требуется искать компромиссное между этими двумя требованиями решение.

2. Метод решения задачи.

Фильтры второго и более высокого порядка не рассматриваются, применяется только фильтр первого порядка вследствие очевидности того факта, что фильтры высокого порядка вносят чрезмерное запаздывание, которое резко растёт с частотой. После того, как выбрана постоянная

времени фильтра, предлагается осуществить оптимизацию системы, состоящей из последовательного соединения в петлю регулятора, объекта и фильтра. Для моделирования используется программный продукт *VisSim* [11]. Оптимизация позволяет отыскать наилучшие коэффициенты регулятора, поэтому сравнение результатов получается достаточно объективным.

В качестве объекта берётся линейный объект второго порядка, в том числе с большой склонностью к колебаниям за счёт малого значения коэффициента при члене первой степени в полиноме второго порядка, стоящем в числителе передаточной функции этого объекта. В частности, модель объекта в виде передаточной функции предлагается следующего вида:

$$W_1(S) = \frac{1}{1+0.001S+S^2}. \quad (1)$$

Здесь S – аргумент преобразования Лапласа, для которого мы выбрали заглавную букву, чтобы отличать от обозначения единицы времени s – секунда.

ПИД-регулятор описывается следующей передаточной функцией:

$$W_{PID}(S) = k_p + k_i \frac{1}{S} + k_d S. \quad (2)$$

Коэффициенты этого регулятора вычисляются в результате численной оптимизации замкнутой системы в целом. В наших публикациях ранее обоснована стоимостная (целевая) функция $\Psi(e)$, представляющая собой интеграл от суммы двух компонент, зависящих от ошибки в системе $e(t) = v(t) - x(t)$ [58-64]:

$$\Psi(e) = \int_0^T \left\{ |e(t)|t + w \cdot \max \{0, e(t) \frac{d}{dt} e(t)\} \right\} dt. \quad (3)$$

Здесь T – время моделирования и интегрирования, w – весовой коэффициент. Обоснование этой стоимостной функции дано в [11]. Функция $\max\{0, y\}$, которая принимает значение максимального по величине соотношения, поскольку одним из её аргументов является ноль, то для отрицательных значений y она равна нулю [58-64]. Эта функция реализует ограничение сигнала снизу нулевым уровнем.

Также известны и регуляторы с двукратным интегрированием, называемые PI^2D регуляторы [10]. Передаточная функция такого регулятора имеет следующий вид:

$$W_{PI2D}(S) = k_p + k_i \frac{1}{S} + k_2 \frac{1}{S^2} + k_d S.$$

Также проведём исследования с объектом с передаточной функцией следующего вида:

$$W_2(S) = \frac{1}{1+2S+S^2} \exp(-0.2S).$$

Здесь присутствует чистое запаздывание с постоянной времени $\tau = 0.2 \text{ sec}$.

При моделировании будем увеличивать постоянную времени фильтра вчетверо с каждым шагом. Если при этом эффект не проявит себя, осуществим дополнительное четырёхкратное увеличение, если эффект проявит себя слишком сильно, тогда вернёмся к значению, отличающемуся только в два раза.

Результаты моделирования будем оценивать по группе показателей переходного процесса. В нашем случае состояние объекта и сигнал объекта – синонимы. Непременным показателем успешности управления является требование, чтобы выходной сигнал системы, который совпадает с выходным сигналом объекта, был равен предписанному значению, в данном случае – единичному значению. Это условие не выполняется, если система неустойчива, то есть выходной сигнал неограниченно возрастает или колеблется около равновесного состояния с нарастающей амплитудой. Колебания около равновесного состояния допустимы в небольших значениях по отношению к заданию, не более 1-2%, а также как остаточный отклик от шумов (также с незначительной амплитудой) и остаток от подавления помехи.

Коэффициент подавления помехи желателен большой, чем больше, тем лучше. Он равен отношению фактической амплитуды помехи к значению остаточной амплитуды этой же частоты в выходном сигнале. Разумеется, чем выше частота помехи, тем меньше для данной частоты будет этот коэффициент. Достаточно осуществить сравнение на какой-то выбранной частоте, которая должна быть внутри полосы частот системы, то есть подавляться, как минимум, в 10 раз.

Другим показателем качества является перерегулирование, которое состоит в превышении выходным сигналом предписанного значения и определяется в процентах по отношению к предписанному значению. Как правило, эта величина не должна превышать 30%, но иногда требуется меньшее значение. Для исследования мы берём в полиноме математической модели полином, обеспечивающий достаточно высокую склонность объекта к колебаниям, система должна подавить эту склонность. Склонность к колебаниям обеспечивается малым значением коэффициента при первой степени S в сравнении с квадратным корнем из коэффициента при второй степени S .

3. Результаты решения поставленных задач.

3.1. Управление объектом второго порядка.

Рис.3 показывает структуру для моделирования системы, содержащей объект второго порядка (1) и ПИД-регулятор (2). При этом на выходе объекта действует гармоническая помеха, которая измеряется с добавлением гауссовых шумов, для устранения которых применяется фильтр первого порядка. В нижней части структуры на Рис.3 показан вычислитель стоимостной функции (3), а также результат численной оптимизации регулятора по этой стоимостной функции. Мы предпочитаем использование именно программы *VisSim*, поскольку эта программа, в отличие от программы *MATLAB*, вычисляет сигналы по шагам. Например, если предложить программе *MATLAB* рассчитать результат компенсации запаздывания в математической модели путём использования в регуляторе обратной модели этого звена, это не будет воспринято как нелегальная операция. Программа *VisSim* не позволит осуществить моделирование звена, обратного звену запаздывания, то есть звено предугадывания сигнала, поступающего на его вход. Также многократное дифференцирование какого-либо сигнала в программе *MATLAB* не вызывает ровным счётом никаких проблем, а в программе *VisSim* это будет сопровождаться ростом шумов, после чего, начиная с некоторой производной, как правило, третьей или более высокой, результат дифференцирования будет ничтожным на фоне шумов, фактически будет формироваться исключительно шумовой сигнал. На практике применение цифрового регулятора будет в точности повторять результат моделирования в программе *VisSim*, поскольку в обоих случаях сигналы на выходе каждого элемента и каждого соединения элементов будет вычисляться по совершенно такому же алгоритму: интеграл будет вычисляться через суммы отсчётов входного сигнала, а производная – через соответствующие разности. Нам многократно доводилось убеждаться в полной адекватности результатов моделирования в этой программе и результатов практической реализации в цифровом регуляторе. Разумеется, программу *MATLAB* (*Simulink*) можно настроить так, чтобы она обладала теми же качествами, но это сложно и нецелесообразно, поскольку существует программа *VisSim*, которая специально создана для численного моделирования и численной оптимизации динамических систем с отрицательными обратными связями. На Рис.3 в проекте модели использованы стандартные обозначения, интуитивно понятные из их графического обозначения. Блоки с названием «Parameter Unknown» являются средством сообщения графической модели с блоком оптимизации. На входы этих блоков следует подавать стартовые значения для процедуры оптимизации, а с их выходов поступают

вычисленные значения этих параметров для очередной итеративной процедуры.

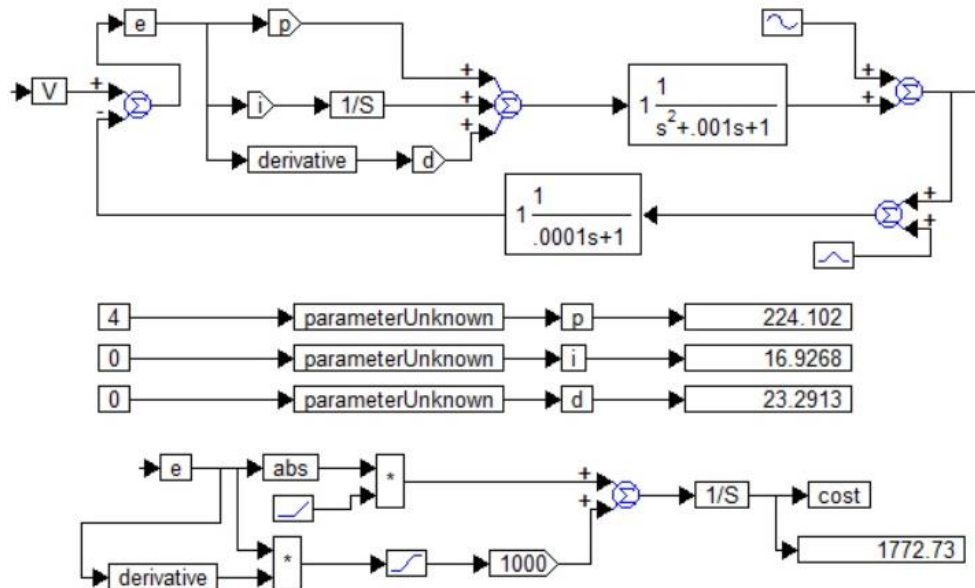


Рис.3 – Структура для оптимизации системы с объектом второго порядка и помехой на выходе объекта, измеряемой с гауссовыми шумами, для устранения которых применён фильтр первого порядка

Все последующие рисунки показывают результаты моделирования сигналов при условии оптимизации коэффициентов регуляторов по целевой функции (3), которая многократно подтвердила свою эффективность при решении задач проектирования регуляторов. При этом на вход системы поступает в качестве задания ступенчатый единичный скачок, так что выходной сигнал должен как можно точнее повторять этот скачок. На выход объекта приложена гармоническая помеха, измерение которой осуществляется лишь в шумах. Рис.4 показывает сигнал помехи, а Рис.5 показывает результат её измерения датчиком, который измеряет этот сигнал лишь в зашумлённом виде, в данном случае это гауссов шум. Приблизительно аналогичная ситуация возникает, например, при решении задачи стабилизации перевёрнутого маятника при использовании для измерения его отклонения от вертикали малогабаритного гироскопа. На практике разработчик всегда изначально стремится улучшить качество сигнала с помощью фильтра и лишь только после этого применять такой сигнал для обратной связи с целью стабилизации положения маятника. При моделировании мы использовали фильтр первого порядка, в котором выбирали постоянную времени, определяющего его полосу, после чего запускали процедуру оптимизации системы. В результате процедура отыскивала наилучшие настройки регулятора, после чего анализировался

полученный отклик системы на указанные условия: ступенчатое задание и гармоническая помеха, действующие совместно.

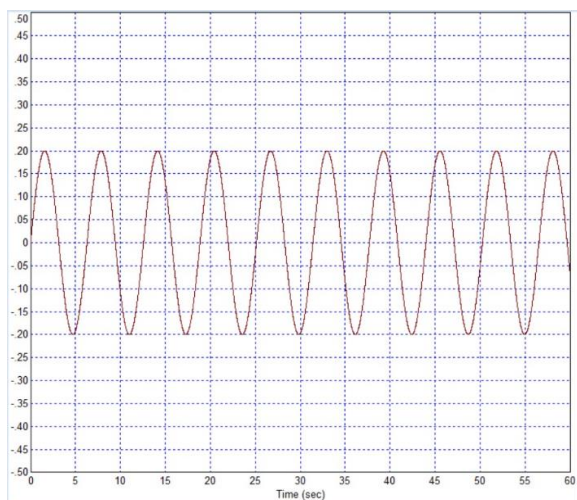


Рис.4 – Помеха на выходе объекта в системе по Рис.3

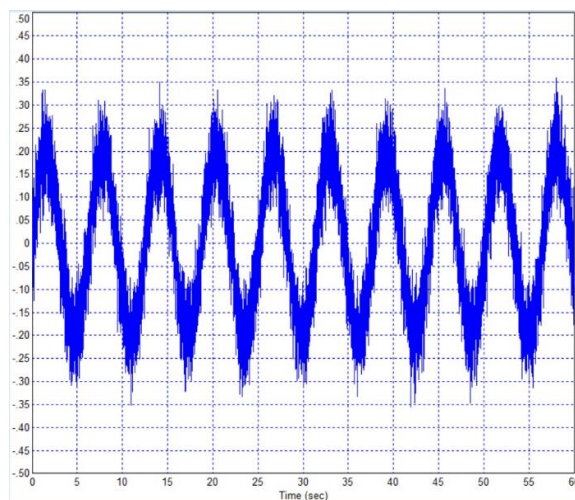


Рис.5 – Результат измерения сигнала по Рис.4 в условиях действия аддитивного гауссова шума

Рис.6 показывает отклик в системе, в которой применён наиболее широкополосный фильтр, постоянная времени которого равна $T = 0.0001$ s. Рис.7 показывает результат такого же испытания при изменении постоянной времени фильтра в большую сторону в 16 раз. Изменение постоянной времени в 4 раза также применялось, но в этом случае результат мало отличался от того, который показан на Рис.6. Можно констатировать, что переходный процесс на Рис.7 лучше с точки зрения уменьшения величины перерегулирования после 25% до значения 15%, однако в первом случае время существования перерегулирования было короче, чем во втором случае.

Рис.8 показывает отклик системы при увеличении постоянной времени ещё в 5 раз до значения $T = 0.0064$ s. В этом случае перерегулирование снова возросло до значения более 50%. Рис.9 показывает выходной сигнал системы и объекта при использовании фильтра с постоянной времени $T = 0.1$ s. Здесь заметно упал шум отработки, но перерегулирование дополнительно возросло до 65%. Рис.10 показывает, что дальнейшее увеличение постоянной времени фильтра до значения $T = 0.4$ s заметно ухудшает свойства системы: перерегулирование становится более 100%, а если значение постоянной времени увеличить ещё в 4 раза, то, как показывает Рис.11, перерегулирование ещё кратно возрастет и система станет неустойчивой: кажущееся затухание амплитуды колебаний является лишь временным явлением, после этого колебания вновь возникают и неограниченно возрастают с течением времени.

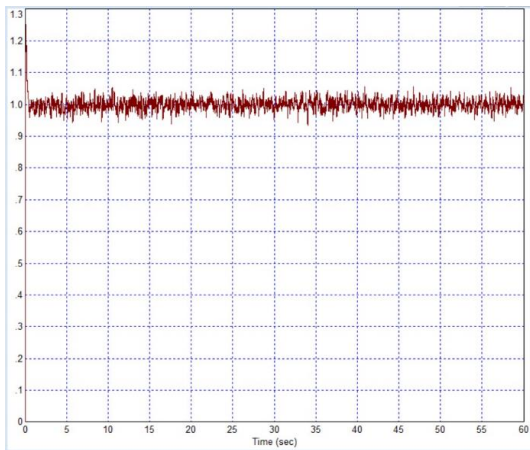


Рис.6 – Отклик в системе при ступенчатом задании на входе и гармонической помехе вида как на Рис.4, измеряемой с шумами как на Рис.5 при использовании максимально широкого фильтра первого порядка с $T = 0.0001$ s

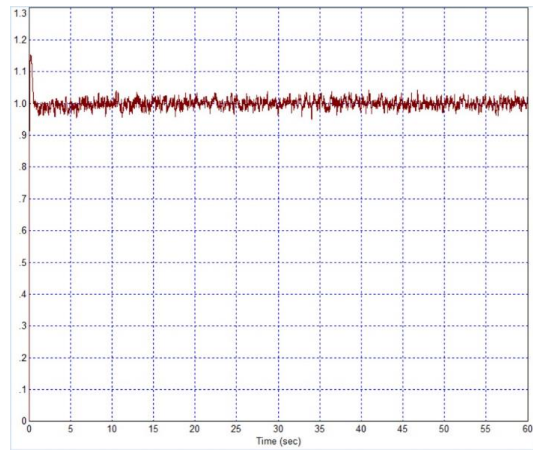


Рис.7 – Отклик в системе в тех же условиях, что и на Рис.6 при использовании фильтра первого порядка с $T = 0.0016$ s

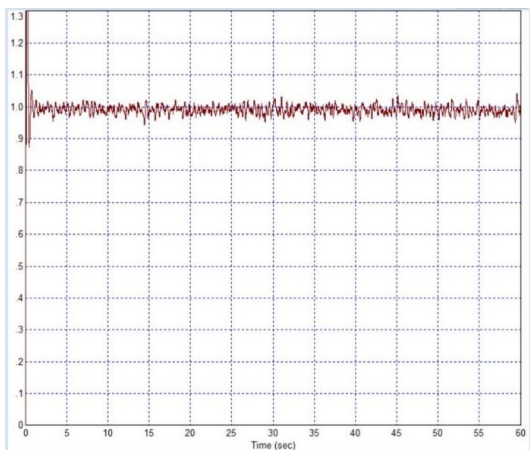


Рис.8 – Отклик в системе в тех же условиях при использовании фильтра первого порядка с $T = 0.0064$ s

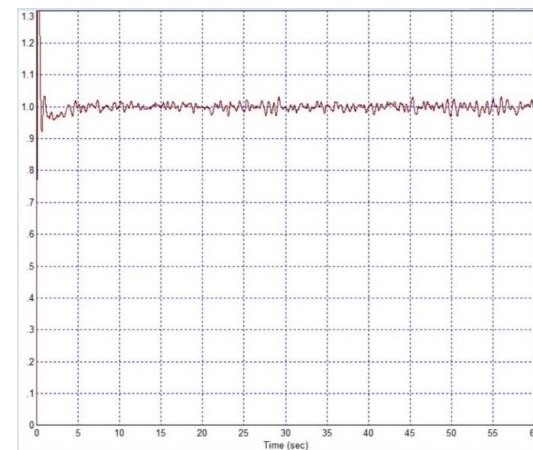


Рис.9 – Отклик в системе в тех же условиях при использовании фильтра первого порядка с $T = 0.1$ s

Таким образом, выполненные исследования для объекта второго порядка без запаздывания демонстрируют, что наилучшей настройкой фильтра является выбор постоянной времени не более $T = 0.0016$ s. При этом постоянная времени объекта составляла только 1 s, так что соотношение между этими величинами составляет 1 : 625.

Но на практике объектов без запаздывания не существует, по этой причине указанные результаты исследования являются лишь предварительными, но недостаточными, если не исследовать поведение объекта с запаздыванием в аналогичных условиях.

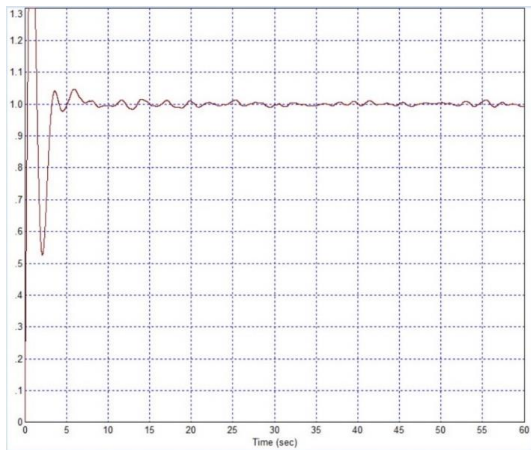


Рис.10 – Отклик в системе в тех же условиях при использовании фильтра первого порядка с $T = 0.4 \text{ s}$

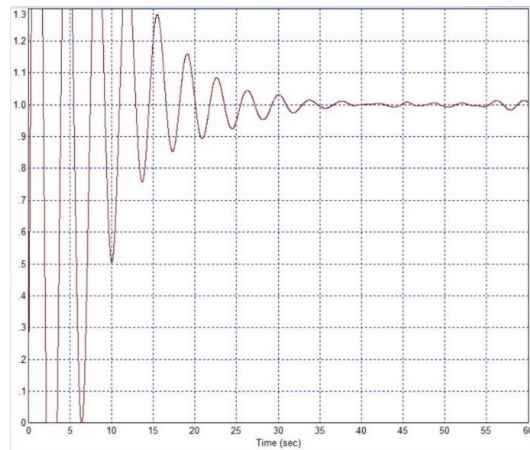


Рис.11 – Отклик в системе в тех же условиях при использовании фильтра первого порядка с $T = 1.6 \text{ s}$, система неустойчива

3.2. Управление объектом второго порядка с запаздыванием.

Рассмотрим управление объектом второго порядка с запаздыванием, когда на него поступает гармоническая помеха, вид которой показан на Рис.12. При этом предполагается, что метод измерения этой помехи даёт существенно зашумлённый сигнал, в котором содержится гауссов шум. Этот сигнал показан на Рис.13. В качестве регулятора будем использовать ПИ²Д-регулятор, поскольку эта структура более эффективна [10,12]. В этих условиях естественно желание подавить шумы фильтром. Рис.14 даёт сигнал, полученный из показанного выше на Рис.13 сигнала за счёт применения фильтра первого порядка с постоянной времени, равной $T = 0.004 \text{ s}$. Рис.15 демонстрирует результат фильтрации сигнала фильтром с постоянной времени $T = 0.016 \text{ s}$.

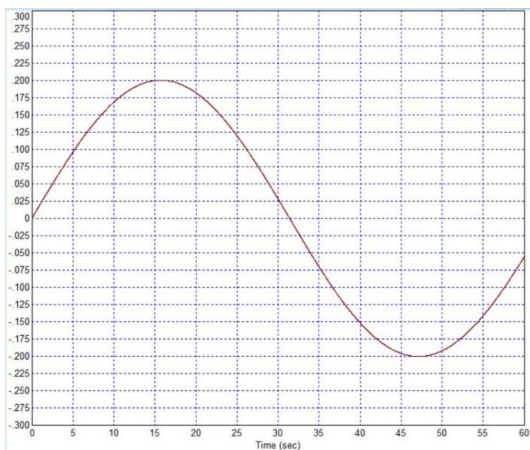


Рис.12 – Девиация, приложенная к выходу объекта в качестве помехи, которую система должна подавить

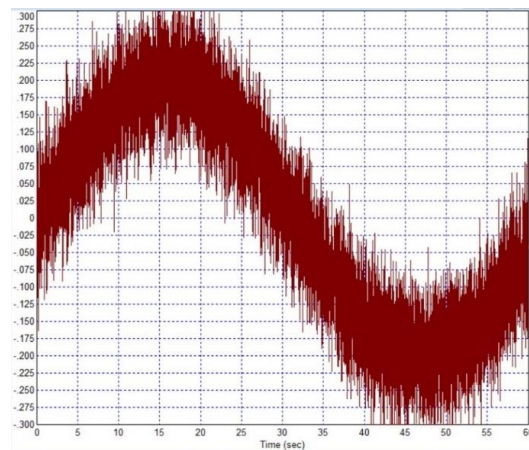


Рис.13 – Результат измерения сигнала помехи в условиях действия гауссова шума на входе датчика выходной величины

Рис.16 показывает результат фильтрации сигнала фильтром с постоянной времени $T = 0.064$ s. Рис.17 демонстрирует результат фильтрации сигнала фильтром с постоянной времени $T = 0.256$ s. Рис.18 показывает результат фильтрации сигнала фильтром с постоянной времени $T = 1$ s. Рис.19 демонстрирует результат фильтрации сигнала фильтром с постоянной времени $T = 4$ s.

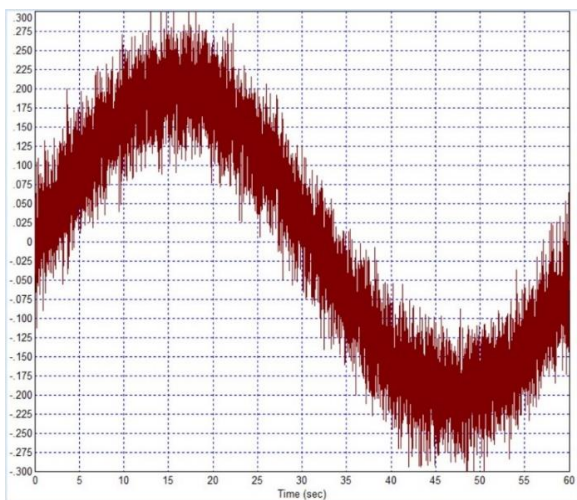


Рис.14 – Результат сигнала, показанного выше на Рис. 13, фильтром первого порядка с $T = 0.004$ s

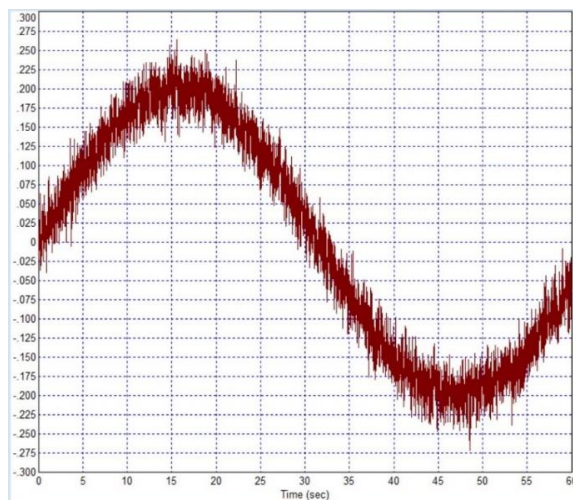


Рис.15 – Результат сигнала, показанного выше на Рис. 13, фильтром первого порядка с $T = 0.016$ s

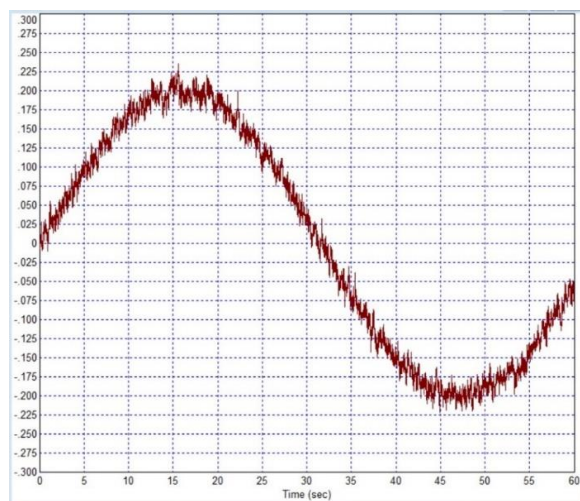


Рис.16 – Результат сигнала, показанного выше на Рис. 13, фильтром первого порядка с $T = 0.064$ s

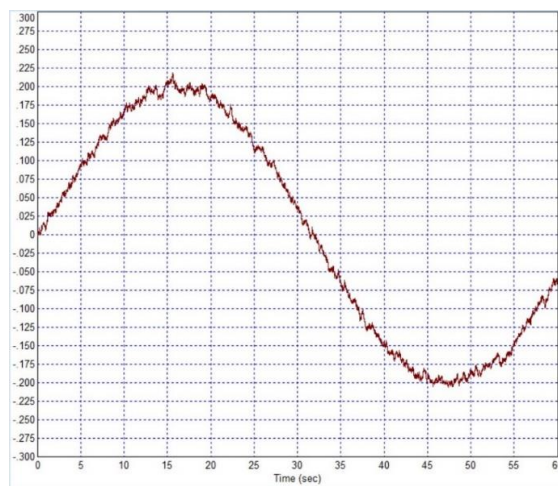


Рис.17 – Результат сигнала, показанного выше на Рис. 13, фильтром первого порядка с $T = 0.256$ s

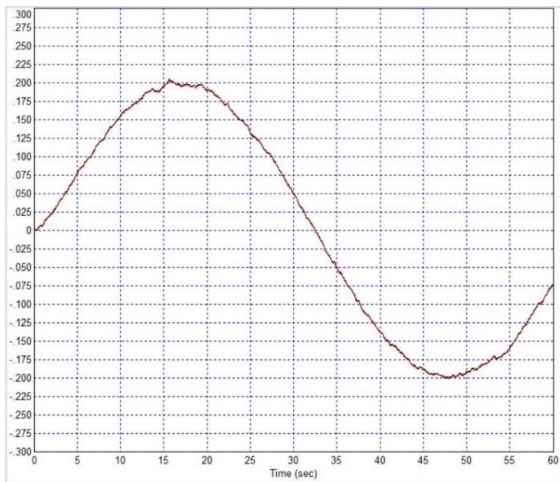


Рис.18 – Результат сигнала, показанного выше на Рис. 13, фильтром первого порядка с $T = 1$ s

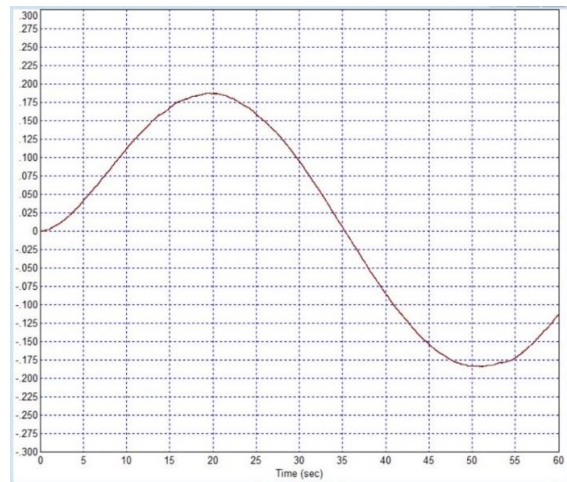


Рис.19 – Результат сигнала, показанного выше на Рис. 13, фильтром первого порядка с $T = 4$ s

С этими фильтрами также осуществлена оптимизация регуляторов с моделированием откликов системы, которые показаны на Рис.21-25. Соответственно, Рис.21 показывает результат оптимизации регулятора для фильтра с постоянной времени $T = 0.001$ s. Практически такой же выходной сигнал получается при $T = 0.004$ s (перерегулирование 28%).

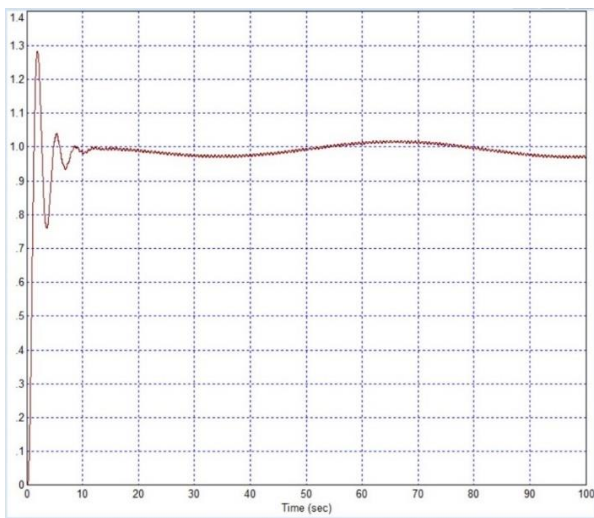


Рис.20 – Выход системы при использовании фильтра $T = 0.001$ s и практически такой же выход получается при $T = 0.004$ s (перерегулирование 28%)

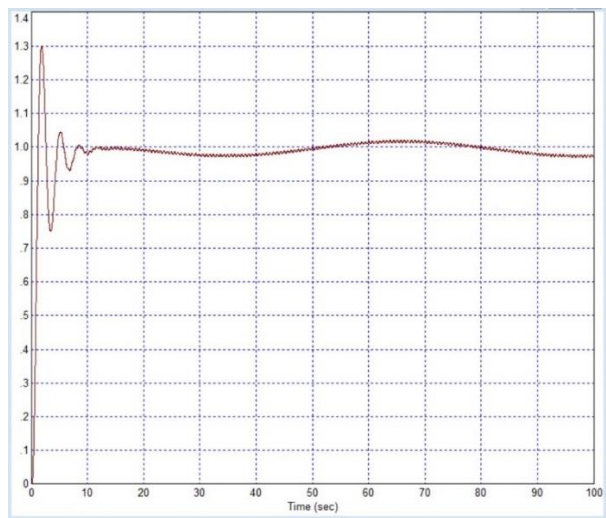


Рис.21 – Выход системы при использовании фильтра $T = 0.016$ s (перерегулирование 30%)

Рис.22 показывает выходной сигнал системы при использовании фильтра $T = 0.016$ s (перерегулирование 30%). Рис.23 показывает выходной

сигнал системы при использовании фильтра $T = 0.256$ s (перерегулирование 58%).

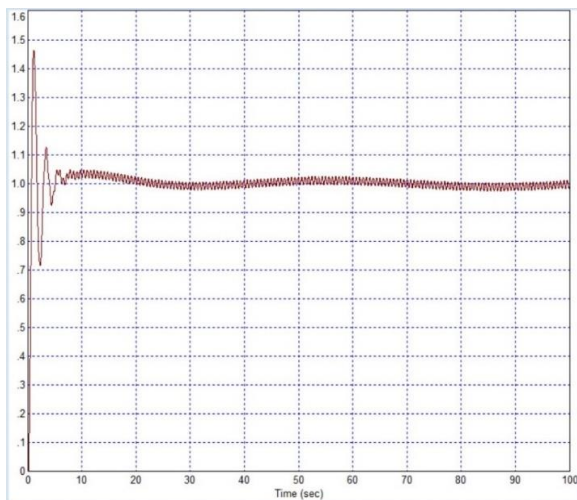


Рис.22 – Выход системы при использовании фильтра $T = 0.064$ s (перерегулирование 45%)

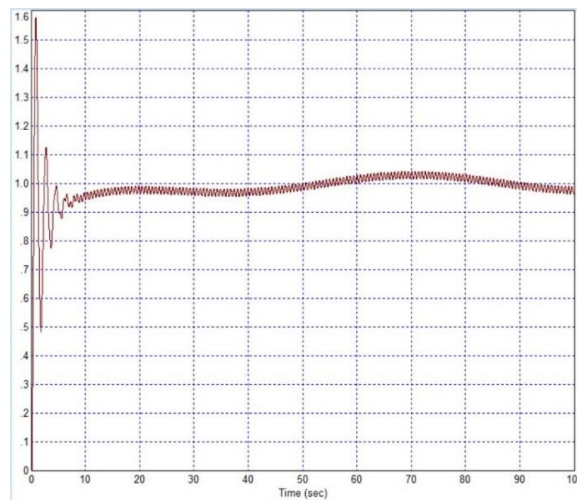


Рис.23 – Выход системы при использовании фильтра $T = 0.256$ s (перерегулирование 58%)

Из рассмотренных графиков уже видно, что оптимальным фильтром является фильтр с постоянной времени не более $T = 0.004$ s. При этом незначительное ухудшение имеет место до значения приблизительно $T = 0.02$ s, далее ухудшение результата проектирования становится слишком заметным. Но для полноты рассмотрения картины выполнены также дальнейшие моделирования с оптимизацией. Рис.24 показывает выходной сигнал системы при использовании фильтра $T = 1$ s, перерегулирование в этом случае достигает 85%. Рис.25 показывает выходной сигнал системы при использовании фильтра $T = 4$ s, перерегулирование возросло катастрофически, оно составляет 575%, то есть 6.75 единиц при задании в 1 единицу, при этом возникает также и обратное перерегулирование, которое составляет -275%. Масштаб на последнем рисунке увеличен в 5 раз по сравнению с масштабом на предыдущем Рис.24.

Таким образом, данная группа эксперимента также показывает, что фильтр, обеспечивающий улучшение отношения сигнал/шум, только лишь ухудшает результаты управления объектом по такому «улучшенному» сигналу. Целесообразным является только применения фильтра с постоянной времени $T = 0.004$ s, при этом сигнал имеет тот вид, который показан на Рис.14, что в сравнении с нефильтрованным сигналом, показанном на Рис.13 можно считать незначительным. Выдвинутая гипотеза, таким образом, полностью подтверждена.

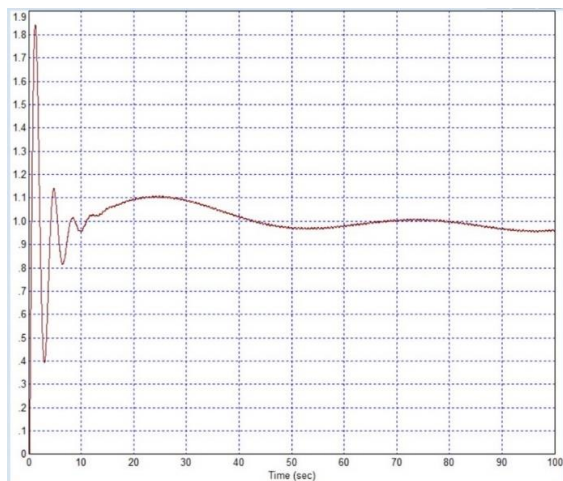


Рис.24 – Выход системы при использовании фильтра $T = 1$ s (перерегулирование 85%)

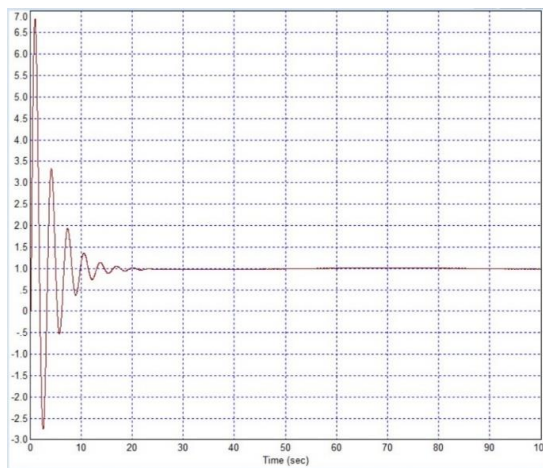


Рис.25 – Выход системы при использовании фильтра $T = 4$ s (перерегулирование 575%, обратное перерегулирование – 275%)

Обсуждение.

Предложенные теоретические исследования многократно подтверждены экспериментально личным опытом автора при создании различных систем управления и стабилизации, а также при работах под руководством автора.

В частности, при разработке системы фазовой автоподстройки частоты одного лазера к другому сигнал разностной частоты использовался для управления ведомым лазером. Этот сигнал обладал существенными аддитивными шумами, которые очень эффективно устранялись низкочастотным фильтром. Частота среза системы фазовой автоподстройки составляла 1–2 КГц. Частота среза фильтра низких частот, при которой этот фильтр переставал негативно влиять на устойчивость системы составляла около 100 КГц, то есть в 50 – 100 раз больше полосы частот создаваемой системы, тогда как во многих теоретических трудах утверждается, что достаточно, чтобы очередной излом логарифмической амплитудно-частотной характеристики отстоял на одну декаду от частоты пересечения этой характеристикой оси абсцисс, что даёт требование к частоте среза фильтра на уровне 10 – 20 КГц.

Также при разработке системы стабилизации перевёрнутого маятника первоначально для получения высокого отношения сигнал/шум аспирант использовал цифровую фильтрацию. В результате системы была устойчивой, но маятник совершал небольшие колебания около равновесного состояния постоянно даже при отсутствии помехи. Прислушавшись к предложению научного руководителя, докторант удалил

этот фильтр, после чего система стала более быстродействующей, и стабилизация стала настолько эффективной, что в равновесном положении маятник стоял без каких-либо колебаний около равновесного состояния [13]. Это объясняется тем, что сам маятник обладает инертностью, которая сглаживает высокочастотные колебания в управляющем сигнале, но отсутствие лишнего фильтра уменьшает запаздывание в контуре управления, что уменьшает фазовый сдвиг, а это, в свою очередь, позволяет повысить коэффициент усиления, расширить рабочую полосу системы и обеспечить значительное подавление колебаний, то есть снизить динамическую ошибку и устранить колебания вблизи равновесного состояния.

Полученный вывод может быть достаточно полезен многим разработчикам, которые применяют фильтры, в том числе фильтр Калмана, для повышения отношения сигнал/шум прежде, чем использовать сигнал измерения помехи для стабилизации выходного состояния объекта. Также известно направление, состоящее в использовании так называемого «наблюдателя состояния объекта», сутью которого также является некоторый фильтр, преобразующий сигнал, получаемый от датчика. В таких фильтрах нередко наличие фильтрации шума, что проявляется в присутствии в модели фильтра полинома в знаменателе, причём, зачастую этот полином имеет порядок более первого. Эти решения, как видим, лишь ограничивают возможности управления объектом. Сам объект является инерционным элементом, поэтому он сам осуществляет фильтрацию шумов в достаточной степени для того, чтобы эти шумы не присутствовали в его выходном сигнале.

Таким образом, предложенный подход, который состоит в том, чтобы не добиваться высокого отношения сигнал/шум для сигнала, используемого для управления объектом в контуре с отрицательной обратной связью, подтвержден ранее экспериментально, а с данной статьёй также и методом математического моделирования и численной оптимизации.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки России (в рамках государственного задания № 075-00682-24) и с использованием данных, полученных на уникальной научной установке «Сейсмоинфразвуковой комплекс мониторинга арктической криолитозоны и комплекс непрерывного сейсмического мониторинга Российской Федерации и сопредельных территорий мира».

Библиографический список

1. Garrido J. Design of Multivariable PID Control Using Iterative Linear Programming and Decoupling / J. Garrido, S. Garrido-Jurado, F. Vázquez

- [et. al] // Electronics, 2024. – Vol. 13. – № 4. – P. 698.
2. Rinkeviciene R. Design and Analysis Models with PID and PID Fuzzy Controllers for Six-Phase Drive / R. Rinkeviciene, B. Mitkiene // World Electric Vehicle Journal, 2024. – Vol. 15. – № 4. – P. 164.
 3. Kulisz J. A Hardware Implementation of the PID Algorithm Using Floating-Point Arithmetic / J. Kulisz, F. Jokiel // Electronics, 2024. – Vol. 13. – № 8. – P. 1598.
 4. Bashishtha T.K. Reaction Curve-Assisted Rule-Based PID Control Design for Islanded Microgrid / T.K. Bashishtha, V.P. Singh, U.K. Yadav [et. al] // Energies, 2024. – Vol. 17. – № 5. – P. 1110.
 5. Bistak P. IPDT Model-Based Ziegler-Nichols Tuning Generalized to Controllers with Higher-Order Derivatives / P. Bistak, M. Huba, D. Vrancic [et. al] // Sensors, 2023. – Vol. 23. – № 8. – P. 3787.
 6. Huba M. Making the PI and PID Controller Tuning Inspired by Ziegler and Nichols Precise and Reliable / M. Huba, S. Chamraz, P. Bistak [et al.] // Sensors, 2021. – Vol. 21. – № 18. – P. 6157.
 7. Sariyildiz E. A Practical Tuning Method for the Robust PID Controller with Velocity Feed-Back / E. Sariyildiz, H. Yu, K. Ohnishi // Machines, 2015. – Vol. 3. – № 3. – PP. 208-222.
 8. Gengjin Shi Research on the Desired Dynamic Selection of a Reference Model-Based PID Controller: A Case Study on a High-Pressure Heater in a 600 MW Power Plant / Shi Gengjin, Wu Zhenlong, Liu Shaojie [et al.] // Processes, 2022. – Vol. 10. – № 6. – P. 1059.
 9. Zhmud V.A. Comparison of tabular and numerical methods of designing regulators for control of objects with delay / V.A. Zhmud, O.D. Yadryshnikov, H. Roth // Journal of Physics: Conference Series. – 2019. – Vol. 1210. – P. 7. – DOI 10.1088/1742-6596/1210/1/012169.
 10. Huba M. Series PIDA Controller Design for IPDT Processes / M. Huba, P. Bistak, D. Vrancic // Applied Sciences, 2023. – Vol. 13. – № 4. – P. 2040.
 11. Zhmud V.A. The Design of the Feedback Systems by Means of the Modeling and Optimization in the Program VisSim 5.6/6.0 / V.A. Zhmud, A.V. Liapidevskiy // Proceedings – 30th IASTED Conference on Modelling, Identification, and Control, AsiaMIC 2010. – PP. 27-32.
 12. Kula K.S. Tuning a PI/PID Controller with Direct Synthesis to Obtain a Non-Oscillatory Response of Time-Delayed Systems / K.S. Kula // Applied Sciences, 2024. – Vol. 14. – № 13. – P. 5468.
 13. Ivoilov A.Y. The tilt angle estimation in the inverted pendulum stabilization task / A.Y. Ivoilov, V.A. Zhmud, V.G. Trubin // Proceedings – Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies, MWENT 2018. – PP. 1-9

¹Жмудь Вадим Аркадьевич, д-р техн. наук, доцент, зав. кафедрой Лазерных систем Новосибирского государственного технического университета, старший научный сотрудник Алтае-Саянского филиала Федерального государственного бюджетного учреждения науки Геофизической службы РАН, Отдел деформационного мониторинга земной коры, Россия, ведущий научный сотрудник Института лазерной физики СО РАН, заместитель генерального директора по науке Акционерного общества «Новосибирский институт программных систем», zhmud@corp.nstu.ru, v.zhmud@nips.ru, oao_nips@bk.ru

Vadim Zhmud, D.Sc. (Eng.), Associate Professor, Head of the Laser Systems Department of Novosibirsk State Technical University, Senior Researcher of the Altai-Sayan Branch of the Federal State Budgetary Institution of Science of the Geophysical Service of the Russian Academy of Sciences, Department of Deformation Monitoring of the Earth's Crust, Russia, Leading Researcher of the Institute of Laser Physics of the Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences, Deputy Director General for Science of Novosibirsk Institute of Software Systems. zhmud@corp.nstu.ru, v.zhmud@nips.ru, oao_nips@bk.ru

АППРОКСИМАЦИЯ КВАДРАТИЧНОЙ ФУНКЦИЕЙ НЕЛИНЕЙНОЙ ЗАВИСИМОСТИ «ВХОД-ВЫХОД» ПРИ СЕЛЕКТИВНОЙ СБОРКЕ ДВУХ ЭЛЕМЕНТОВ

Филипович О.В.¹, Камцев В.А.²

APPROXIMATION BY A QUADRATIC FUNCTION OF THE NONLINEAR INPUT-OUTPUT RELATIONSHIP FOR SELECTIVE ASSEMBLY OF TWO ELEMENTS

Filipovich O.V.¹, Kamtsev V.A.²

Аннотация. Рассмотрен технологический процесс однопараметрической селективной сборки с известной нелинейной зависимостью между входными и выходным параметрами. Предложен вариант аппроксимации исходной модели «вход-выход» квадратичной функцией для случая сборки двух элементов. В качестве метода аппроксимации использован многомерный метод наименьших квадратов. Выведены зависимости, связывающие предельные значения, предельные отклонения и допуски параметров собираемых элементов. Приведены примеры моделирования, обозначены перспективы дальнейших исследований.

Abstract. The technological process of one-parameter selective assembly with known nonlinear dependence between input and output parameters is considered. A variant of approximation of the initial model 'input-output' by a quadratic function for the case of assembly of two elements is proposed. The multivariate least squares method is used as an approximation method. Dependences linking limit values, limit deviations and tolerances of parameters of assembled elements are derived. Modelling examples are given and prospects for further research are outlined.

Ключевые слова. Селективная сборка, нелинейная зависимость, аппроксимация, квадратичная функция.

Keywords. Selective assembly, nonlinear dependence, approximation, quadratic function.

Введение.

При исследовании процессов однопараметрической селективной сборки известный классический математический аппарат разработан для линейных моделей «вход-выход», т.е.

$$y(x_i) = \xi_0 + \sum_{i=1}^m \xi_i x_i, \quad (1)$$

где x_i ($i = \overline{1, m}$) – параметры собираемых в изделие элементов, ξ – постоянные коэффициенты [1-3]. В случае сборки изделий машиностроения при решении линейных размерных цепей коэффициент ξ_0 в (1) равен нулю, а коэффициенты ξ_i ($i \neq 0$) принимают значения ± 1 . Нередко на практике при сборке сложных прецизионных изделий имеют место случаи многомерных существенно нелинейных зависимостей $y = g(x_i)$. Примерами могут служить процессы сборки ротора и статора турбокомпрессора (турбонагнетателя) [4] и литий-ионных аккумуляторных батарей [5].

Построению математических моделей и методов моделирования при частных случаях нелинейных зависимостей между входными и выходным параметрами посвящены работы [6,7]. В статьях [8-10] предлагается линеаризовать исходную модель с использованием различных методов. Представляется целесообразным увеличить степень аппроксимирующего полинома и, тем самым, точность приближения функций.

Целью данной работы является разработка модели с эквивалентной заменой исходной нелинейной зависимости квадратичной функцией путем ее аппроксимации по методу наименьших квадратов.

Математическая модель.

Суть применяемого подхода в данном случае состоит в замене известной аналитической функции, которая может варьироваться в зависимости от типа решаемой задачи, заданной функцией. Такая замена может быть обусловлена малостью относительной точности выходного параметра $\alpha_y = \frac{T_y}{y_n}$, что приводит в условиях селективной сборки к

ужесточению величин $\alpha_{x_i} = \frac{T_{x_i}}{x_{in}}$, где T_y , T_{x_i} – расширенные допуски; y_n ,

x_{in} – номинальные значения; при этом $\alpha_{x_i} \ll \alpha_y$. В таком случае, практически без потери точности, исходную зависимость $y = g(x_i)$ ($i = \overline{1, m}$) можно аппроксимировать заданной функцией, в качестве которой для случая сборки двух элементов предлагается использовать квадратичную функцию, представляющую собой неоднородный многочлен вида

$$y = \sum_{j_1=0}^2 \sum_{j_2=0}^2 \xi_{j_1 j_2} (x_1)^{j_1} (x_2)^{j_2}, \quad (2)$$

где $\xi_{j_1 j_2}$ – постоянные коэффициенты. В частном случае при равенстве в (2) нескольких коэффициентов нулю, имеем квадратичную форму двух переменных [11]. Для аппроксимации исходной функции $y = g(x_i)$ будет использоваться метод наименьших квадратов (МНК). Здесь задача состоит в построении поверхности второго порядка с использованием аналога одношагового многомерного МНК, применяемого в классических задачах для аппроксимации экспериментальных данных [12-14].

Для получения аппроксимирующей зависимости применялась команда NonlinearFit в системе компьютерной математики Maple [15]. Указанная команда осуществляет «подгонку» модельной функции (2) к заданной условной выборке точечных значений $y = g(x_i)$, где критерием качества «подгонки» служит сумма квадратов ошибок в предположении об их аддитивности. Для получения точечных значений исходной нелинейной зависимости вся область в пределах расширенных допусков на изготовление Tx_i ($i = \overline{1, 2}$) покрывается прямоугольной сеткой из N точек ($N \gg 2$). Сеткой задаются узлы j с координатами $(x_1(j), x_2(j))$, в которых вычисляются значения $y(j)$. Определив предложенным способом коэффициенты ξ , исходную зависимость можно представить приближенно в виде функции (2).

Принимая во внимание произвольные знаки коэффициентов ξ , найдем предельные значения выходного параметра y . Наибольшее предельное значение выходной параметр принимает при выполнении условия

$$y_{\max} \geq \sum_{j_1=0}^2 \sum_{j_2=0}^2 \xi_{j_1 j_2} \left(x_{e1}\right)^{j_1} \left(x_{e2}\right)^{j_2}, \quad (3)$$

где

$$x_{e1} = \begin{cases} x_{1\max}, & \text{sgn}(\xi_{j_1 j_2}) \geq 0, \\ x_{1\min}, & \text{sgn}(\xi_{j_1 j_2}) < 0, \end{cases} \quad x_{e2} = \begin{cases} x_{2\max}, & \text{sgn}(\xi_{j_1 j_2}) \geq 0, \\ x_{2\min}, & \text{sgn}(\xi_{j_1 j_2}) < 0. \end{cases}$$

Аналогично для наименьшего предельного значения

$$y_{\min} \leq \sum_{j_1=0}^2 \sum_{j_2=0}^2 \xi_{j_1 j_2} \left(\hat{x}_{e1}\right)^{j_1} \left(\hat{x}_{e2}\right)^{j_2}, \quad (4)$$

где

$$\hat{x}_{e1} = \begin{cases} x_{1\min}, \operatorname{sgn}(\xi_{j_1 j_2}) \geq 0, \\ x_{1\max}, \operatorname{sgn}(\xi_{j_1 j_2}) < 0, \end{cases} \quad \hat{x}_{e2} = \begin{cases} x_{2\min}, \operatorname{sgn}(\xi_{j_1 j_2}) \geq 0, \\ x_{2\max}, \operatorname{sgn}(\xi_{j_1 j_2}) < 0. \end{cases}$$

Вычитая выражение (4) из (3), получим величину допуска на выходной параметр:

$$Ty = \sum_{j_1=0}^2 \sum_{j_2=0}^2 \xi_{j_1 j_2} \left[\left(x_{e1} \right)^{j_1} \left(x_{e2} \right)^{j_2} - \left(\hat{x}_{e1} \right)^{j_1} \left(\hat{x}_{e2} \right)^{j_2} \right], \quad (5)$$

Предельные значения параметров можно выразить через предельные отклонения от номинальных значений x_{in}, y_n :

$$x_{i\min} = x_{in} + Eix_i, \quad x_{i\max} = x_{in} + Esx_i, \quad y_{\min} = y_n + Eiy, \quad y_{\max} = y_n + Esy, \quad (6)$$

где $Ei(Es)$ – нижние (верхние) отклонения параметров. Подставляя выражения (6) в (3) и (4), получаем зависимости между предельными отклонениями входных и выходного параметров элементов

$$Esy = f(Esx_i, x_{in}), \quad Eiy = f(Eix_i, x_{in}), \quad i = \overline{1, 2}, \quad (7)$$

которые здесь не приведены ввиду громоздкости.

Пример моделирования.

Цепь двух параллельно соединенных между собой резисторов имеет эквивалентное сопротивление

$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}, \quad (8)$$

где R_i – сопротивление резистора, Ом. Выражение (8) можно переписать в виде

$$y = \frac{x_1 x_2}{x_1 + x_2},$$

где $x_1 = R_1, x_2 = R_2$.

Исходные данные для моделирования.

1. Номинальные значения входных параметров $x_{1n} = 20$ кОм; $x_{2n} = 30$ кОм.

2. Технологический разброс каждого резистора составляет $\pm 1\%$ от его номинального значения.

3. Номинальное значение выходного параметра $y_n = 12$ кОм.

Графики зависимостей $y = g(x_1, x_2)$ для исходной поверхности 2 и аппроксимированной поверхности 1 функций от своих аргументов показаны на Рис.1; в качестве пределов построения взяты пятидесятикратные значения исходных предельных отклонений параметров от своих номинальных значений для улучшения визуализации.

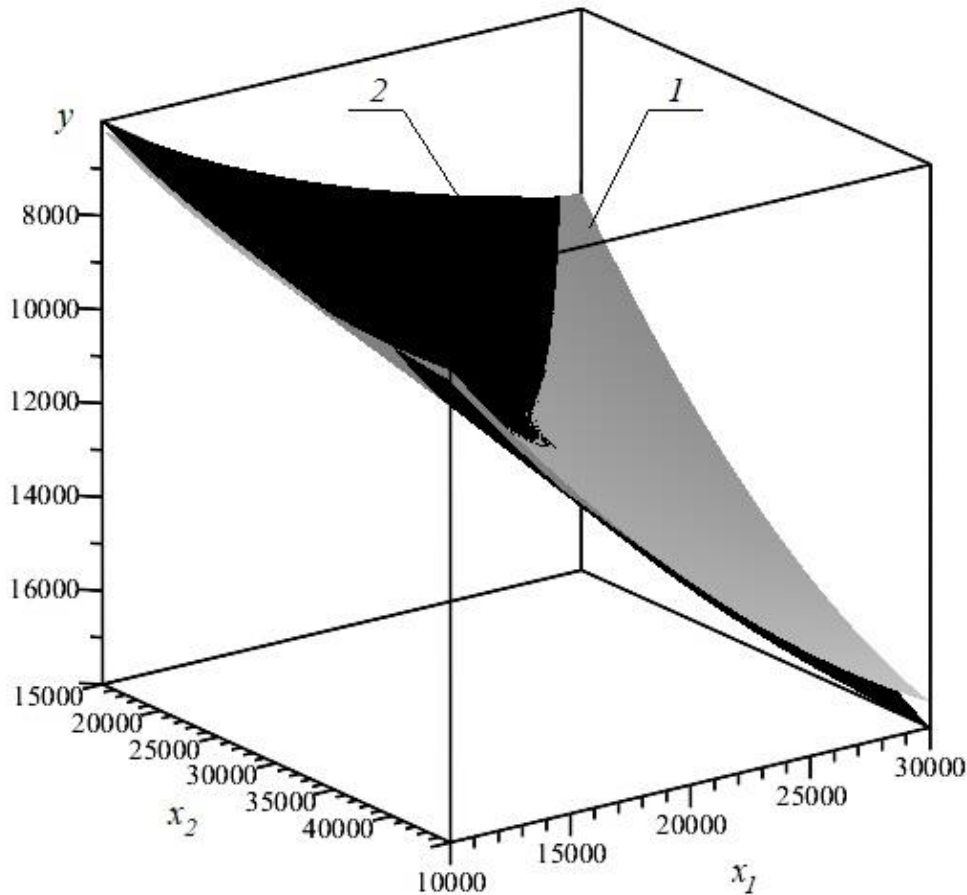


Рис.1 – Графики зависимостей $y = g(x_1, x_2)$

Округленные значения коэффициентов, вычисленных с использованием МНК, сведены в таблицу 1.

Таблица 1 – Значения коэффициентов $\xi_{j_1 j_2}$

ξ_{00}	ξ_{01}	ξ_{02}	ξ_{10}	ξ_{11}	ξ_{12}	ξ_{20}	ξ_{21}	ξ_{22}
1,00	0,18	$-3,8 \cdot 10^{-6}$	0,48	$8,1 \cdot 10^{-9}$	$1,9 \cdot 10^{-10}$	$-1,3 \cdot 10^{-5}$	$4,3 \cdot 10^{-10}$	$-7,9 \cdot 10^{-15}$

Средняя ошибка аппроксимации в пределах расширенных допусков входных параметров составляет $2,6 \times 10^{-4}$ Ом ($2,2 \times 10^{-4}\%$ от номинального значения).

Заключение.

Используя результаты аппроксимации и обобщенные зависимости (5) и (7), можно определить начальные приближения групповых допусков с применением, например, способа назначения допусков одинаковой относительной точности. Для расчета границ селективных групп и показателей сборочного процесса возможно применение итерационных методов, описанных в [6,7], что и является задачей дальнейших исследований.

Библиографический список

1. Бонч-Осмоловский М.А. Селективная сборка / М.А. Бонч-Осмоловский. – М.: Машиностроение, 1974. – 144с.
2. Буловский П.И. Автоматизация селективной сборки приборов / П.И. Буловский, Г.В. Крылов, В.А. Лопухин. – Л.: Машиностроение. Ленингр. отд-ние, 1978. – 232с.
3. Катковник В.Я. Основы теории селективной сборки / В.Я. Катковник, А.И. Савченко. – Л.: Политехника, 1991. – 303 с.
4. Kannan R. Optimization of characteristic parameters of turbocharger assembly using GA / R. Kannan, V. Selladurai // Manufacturing and industrial engineering, 2011. – Is.1. – PP. 39-43.
5. Schmitt J. Process and performance optimization by selective assembly of battery electrodes / J. Schmitt, A. Raatz, F. Dietrich [etc.] // CIRP Ann. – Manuf. Technol., 2014. – 63. – PP. 9-12.
6. Filipovich O. Determination the selective assembly indicators of two elements with an output parameter in the form of a product of input / O. Filipovich, V. Filipovich // Proceedings - 2023 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing, ICIEAM 2023. – PP. 1091-1095. – DOI: 10.1109/ICIEAM57311.2023.10139199.
7. Филипович О.В. Модель селективной сборки двух элементов с зависимостью выходного параметра в виде частного входных / О.В. Филипович // Моделирование, оптимизация и информационные технологии, 2024. – Т. 12, № 1(44). – С. 30. DOI: 10.26102/2310-6018/2024.44.1.027.
8. Филипович О.В. Решение задачи селективной сборки двух элементов с мультипликативной моделью «вход-выход» с использованием аппроксимации / О.В. Филипович, В.О. Филипович // Автоматизация и измерения в машино- приборостроении. – 2023. – № 1(21). – С. 61-69.
9. Филипович О.В. Двухэлементная селективная сборка с нелинейными моделями «вход-выход» с использованием аппроксимации / О.В. Филипович // Интеллектуальные системы в производстве, 2024. – Т. 22, № 2. – С. 80-86. DOI: 10.22213/2410-9304-2024-2-80-86.

10. Филипович О.В. Моделирование селективной сборки двух элементов с линеаризованной зависимостью выходного параметра в виде частного входных / О.В. Филипович // Автоматизация и измерения в машино-приборостроении, 2024. – № 2(26). – С. 68-74.
11. Ефимов Н.В. Квадратичные формы и матрицы / Н.В. Ефимов. – Изд-во «Наука». – М., 1975. – 160 с.
12. Домбровский В.В. Эконометрика: учебник / Домбровский В.В.; Федерал. агентство по образованию. – М.: Новый учебник, 2004. – 342 с.
13. Сошникова Л.А. Многомерный статистический анализ в экономике / Л.А. Сошникова, В.Н. Тамашевич, Г. Уебе, М. Шефер. – Москва: ООО «Издательство «Юнити-Дана», 1999. – 598 с.
14. Линник Ю.В. Метод наименьших квадратов и основы математико-статистической теории обработки наблюдений / Ю.В. Линник. – М.: Физматгиз, 1962. – 349 с.
15. NonlinearFit – Maple Help / [Электронный ресурс] // Online help: [сайт]. – URL: <https://www.maplesoft.com/support/help/view.aspx?Path=Statistics/NonlinearFit> (дата обращения: 27.10.2024).

¹*Филипович Олег Викторович, канд. техн. наук, доц., доцент, ophisl@yandex.ru, Россия, Севастополь, ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»*

²*Камцев Вячеслав Андреевич, ассистент, kva_m98@mail.ru, Россия, Севастополь, ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»*

Filipovich Oleg Viktorovich, candidate of technical sciences, associate professor, associate professor, ophisl@yandex.ru, Russia, Sevastopol, Sevastopol State University

Kamtsev Vyacheslav Andreevich, assistant, kva_m98@mail.ru, Russia, Sevastopol, Sevastopol State University

МОДЕЛЬ ОЦЕНКИ ОСТАТОЧНОГО РЕСУРСА МАШИНОСТРОИТЕЛЬНЫХ ИЗДЕЛИЙ ОБЩЕТЕХНИЧЕСКОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Осипов К.Н.¹, Новиков В.В.²

MODEL FOR ASSESSING THE RESIDUAL RESOURCE OF GENERAL-PURPOSE ENGINEERING PRODUCTS

Osipov K.N.¹, Novikov V.V.²

Аннотация. Предлагается математическая вероятностно-статистическая модель расчета вероятности безотказной работы изделий общетехнического машиностроения, например, таких как редукторы, насосы, электрические моторы и т.д. по результатам измерений вектора информационных параметров в режиме реального времени эксплуатации, т.е. в условиях, когда решение о продолжении процесса эксплуатации должно быть принято до момента времени поступления нового наблюдения. Предлагаемая модель не привязана к конкретному изделию и поэтому может быть использована для широкого круга машиностроительных изделий.

Abstract. A mathematical probabilistic-statistical model is proposed for calculating the probability of failure-free operation of general engineering products, such as gearboxes, pumps, electric motors, etc. based on the results of measurements of the vector of information parameters in real-time operation, i.e. under conditions when the decision to continue the operation process must be made before the time of receipt of a new observation. The proposed model is not tied to a specific product and can therefore be used for a wide range of engineering products.

Ключевые слова. Моделирование, анализ результатов измерений, функция безотказности.

Keywords. Modeling, analysis of measurement results, failure-free function.

Постановка задачи в общем виде.

Задачи разработки математического и, как следствие, информационного и аппаратно-программного обеспечения современных систем технических обслуживаний и ремонтов машиностроительных изделий по фактическому техническому состоянию по-прежнему остаются значимыми и актуальными, что объясняется наличием противоречия между необходимым и существующим уровнем развития методов

оценивания и, главным образом, прогнозирования технических состояний в реальном времени эксплуатации. При этом очевидно, что решение указанных задач неразрывно связано с разработкой математических моделей, отражающих не только сложно формализуемые взаимосвязи между различными параметрами изделий, физическая природа которых, часто, различна, но и взаимосвязи между их текущими и прошлыми значениями. Другими словами, модели должны обладать «памятью», позволяющей учитывать динамику переменных с прошлого момента времени до момента наблюдения за системой или объектом. Реализация последнего условия позволит оценивать не только развитие процессов деградации технических состояний в среднем, но и выполнять расчеты наиболее вероятной динамики технических состояний в пределах горизонта прогноза. Следует отметить, что структура таких моделей должна выбираться на основании глубокого изучения предметной области. Принцип «черного ящика», предполагающий полное отсутствие априорной информации, едва ли будет приемлем и реалистичен в подавляющем большинстве случаев рассматриваемой проблематики.

Обзор литературы.

Обзор современной научно-технической литературы, например, работы авторов [1-16] иллюстрирует значительную разработанность проблемы. Тем не менее, до сих пор остаются нерешенными задачи оценивания и прогнозирования технических состояний изделий машиностроения, особенно показателей остаточного ресурса, в условиях нестационарности протекания деградационных процессов. В подобных ситуациях современные авторы, например, ведущий научный сотрудник Сектора прогнозирования мировой экономики и политики, сотрудник подразделения Центра прогнозных исследований Лукашин Ю.П., доктор технических наук, профессор Санкт-Петербургского государственного морского технического университета Равин А. А. независимо друг от друга предлагают придерживаться гипотезы, согласно которой вся необходимая для построения состоятельного прогноза информация содержится в результатах текущих измерений и, что тенденции, имеющие место в прошлом периоде эксплуатации, сохраняются на период прогноза или что можно обосновать и учесть динамику технических состояний в рассматриваемой перспективе [1,6,7].

В качестве инструментария предлагается использовать элементы теории многомерного статистического анализа. В этом случае создаётся, так называемая, предиктивная прогнозирующая модель изделия, включающая множество переменных входа, выхода и, при необходимости, переменных состояния, связанных между собой стохастическими дифференциальными или разностными уравнениями первого или второго

порядка, записываемыми в матричной или скалярной форме [6,11,15]. Подобные модели в ряде прикладных задач показали очень высокую эффективность, особенно в задачах эконометрики, в случаях, когда более эффективное решение не может быть получено никакими иными способами [6]. Однако, в технических приложениях, указанные модели обладают недостатком, который связан с тем, что они не позволяют строить состоятельные среднесрочные и долгосрочные прогнозы с большим шагом упреждения, необходимым для реализации процессов управления надежностью изделий в процессе длительной эксплуатации, например, в течение вахты. Кроме этого, к сожалению, известно, что задачи построения модели надежности машиностроительных изделий только по наблюдаемым данным, используя некоторую стохастическую многомерную математическую модель, часто не имеют устойчивого аналитического решения [10,15]. В этой связи, дальнейшее развитие подходов к построению моделей оценки остаточного ресурса изделий машиностроения остается актуальным и значимым.

Целью работы является разработка математической модели оценивания остаточного ресурса машиностроительных изделий по результатам измерения вектора информационных параметров в реальном времени эксплуатации, используя нейронный оператор. При этом рабочим допущением является предположение о том, что любая непрерывная нелинейная функция нескольких аргументов с любой заранее заданной точностью может быть приближена взвешенной суперпозицией нелинейных функций одного аргумента и бинарной операцией сложения, т.е. выполняется условие теоремы Колмогорова-Арнольда [6].

Основной материал статьи.

В работах таких авторов, как Подвинцев Ю. В. (1989 г.), Первухина Е. Л. (2001 г.), Голикова В. В. (2008 г.) установлено, что в процессе эксплуатации машиностроительных изделий измерительная информация, используемая для принятия решения относительно текущего технического состояния объекта, имеет вид случайных последовательностей измеренных значений диагностических параметров с частично или полностью неизвестными вероятностными характеристиками, что объясняется погрешностями измерений, спецификой рабочих процессов, недостатком априорной информации, внешними воздействиями [6,10,15]. Более того, из-за сложности рабочих процессов случайные последовательности измеренных значений диагностических параметров являются нестационарными даже при работе изделий на установившихся режимах, т.е. в условиях, когда положение органов управления или значений нагрузки, приложенной к исполнительному механизму, остается неизменным [6,7,9]. Поэтому для

обработки измерительной информации в процессе эксплуатации с целью оценивания (прогнозирования) остаточного ресурса предлагается использовать один из современных методов интеллектуального анализа данных, базирующийся на использовании многослойного персептрона, обученного использованием метода обратного распространения ошибки [15], который, в отличие от традиционных методов многомерного статистического анализа, менее чувствителен к недостатку априорной или искаженной измерительной информации, позволяет учитывать нестационарность измерительных последовательностей, обладает малой инерционностью и достаточной устойчивостью решения. Будет уместно отметить, что в современных литературных источниках многослойный персептрон принято называть нейронным оператором [11]. В общем виде нейронный оператор представляет каскадную вычислительную процедуру, на вход которой поступают результаты измерений некоторого процесса $\vec{X}(t) = \{x_1(t), x_2(t), x_3(t)\}^T$, а на выходе формируются функции $\tilde{y}_j = \left\{ \vec{X}_i(h_i), W, m, n, \sigma_k \left(\langle W, \vec{X}_i(h_i) \rangle \right) \right\}$, $j \in R^1$, отражающие результат решения системы уравнений в частных производных, h_i – параметр дискретизации исходного процесса, $\vec{X}_i(h_i)$ – дискретные значения исходного процесса, вычисленные на сетке h_i , W – матрица параметров нейронного оператора, m и n – количество слоев (вычислительных каскадов) и количество нейронов (изолированных операций суперпозиций и бинарных сложений) в каждом слое (каскаде) соответственно, $\sigma_k \left(\langle W, \vec{X}_i(h_i) \rangle \right)$ – функция активации в каждом отдельном слое, $k = 1 \dots m$.

Аналитически задача для нейронного оператора формализуется как задача поиска параметров матрицы W , которые дают наилучшее приближение для оператора решения системы уравнений в частных производных [11]:

$$W = \arg \min \left(E \left[\left\| \left\{ \vec{X}_i(h_i), W, m, n, \sigma_k \left(\langle W, \vec{X}_i(h_i) \rangle \right) \right\} - \Omega \left(\vec{X}_i(h_i) \right) \right\| \right] \right), \quad (1)$$

где $\Omega \left(\vec{X}_i(h_i) \right)$ – оператор решения системы уравнений в частных производных.

На практике решение задачи (1) может быть получено применением метода индуктивной самоорганизации на основе постепенного наращивания вычислительной и технической сложности модели или полным переборе возможных моделей и выборе среди них наилучших с точки зрения критерия (1), исходя из предположения, что математически, строгая постановка задачи самоорганизации существует только для

комбинаторных алгоритмов. Реализация указанного подхода предполагает трехэтапную процедуру.

На первом этапе формируется, так называемая, обучающая выборка, которая представляет совокупность пар $\bar{X}_i(h_i)$ и $\Omega(\bar{X}_i(h_i))$. К выборке предъявляются следующие требования: выборка должна быть непротиворечивой, сбалансированной и репрезентативной. Кроме этого, исходную выборку декомпозируют на три подвыборки: обучающую, тестовую и валидационную. Последняя подвыборка необходима для обеспечения предотвращения утечки данных в модель на этапе обучения модели.

Второй, наиболее сложный этап, заключается в генерации некоторых архитектурных решений нейронного оператора. В частности, определяют количество слоев, количество нейронов в каждом слое, а также вид функции активации. Сложность состоит в том, что единственным строгим математическим обоснованием выбора количества слоев в нейронной сети является теорема Д. Цыбенко (1989 г.), согласно которой одного вычислительного каскада (одного слоя нейронов) в сочетании с нелинейной сигмоидальной функцией активации достаточно для аппроксимации любой нелинейной функции с заранее заданной точностью. Однако указанная теорема, к сожалению, не позволяет ответить на вопрос о необходимом и достаточном количестве нейронов в этом слое. С целью решения указанной проблемы в рамках данной статьи предлагается использование информационного критерия Хироцугу Акаике (AIC - критерий) в авторской модификации.

AIC-критерий включает функцию суммы квадратов остатков анализируемой архитектуры нейронного оператора. Итоговую архитектуру нейронного оператора определяет минимальное значение критерия. Критерий предлагается рассчитывать по следующей формуле, при условии, что $m=1$:

$$AIC = Q \log \left(\sum_{i=1}^Q \varepsilon \left(\{ X_i(h_i), \hat{W}, n \} \right) \right) + 2N, \quad (2)$$

где $N = \sum_{j=1}^m m_j \times n_i$ – число внутренних параметров в модели, Q – число наблюдений (измерений), $\sum_{i=1}^Q \varepsilon \left(\{ X_i(h_i), \hat{W}, n \} \right)$ – сумма квадратов остатков в модели (residual sum of squares) в зависимости от числа нейронов в скрытом слое, $\hat{W}$ – оценка параметров нейронного оператора при заданной архитектуре.

Третий этап заключается в применении методов градиентного спуска для оценивания локально оптимальных параметров W при фиксированной архитектуре нейронного оператора.

В качестве численного примера рассмотрен процесс оценивания остаточного ресурса газотурбинных турбовентиляторных двигателей гражданских линейных самолетов в процессе эксплуатации по трем термогазодинамическим параметрам: температуре воздуха на выходе из компрессора низкого давления (параметр x_1 , Рис.1), температуре газа перед турбиной (параметр x_2 , Рис.1) и фактическом отношении расхода воздуха, проходящего через внешний контур двигателя к расходу воздуха, проходящего через внутренний контур (параметр x_3 , Рис.1).

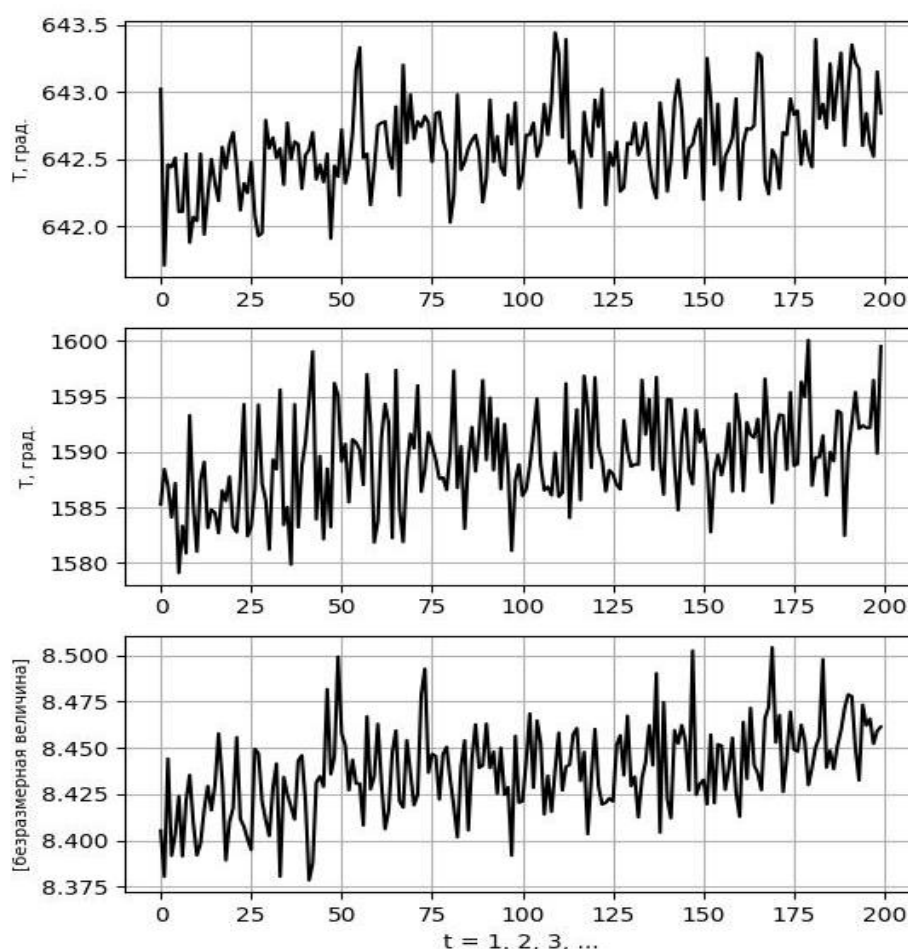


Рис.1 – Пример измерительных последовательностей

Исходные данные заимствованы из открытого источника PHMS (PHM) – 2008 – 2017, размещенного на портале NASA's Open Data Portal. Согласно описанию, представленному в работе [3], замеры параметров производились с момента ввода изделия в эксплуатацию до момента фиксации возникновения первой критической неисправности.

Используя критерий (1) и (2), а также открытую библиотеку машинного обучения TensorFlow и Keras, на языке программирования Python 3.9 была разработана программная реализация комбинаторного алгоритма отыскания наилучшей архитектуры нейронного оператора. В процессе перебора всех возможных моделей рассматривались как однослойные структуры, так и многослойные, но с меньшим, в сравнении с однослойной архитектурой, содержанием нейронов в каждом отдельном слое. С целью борьбы с переобучением модели использовалась процедура прореживания, а также L_1 и L_2 регуляризации. Кроме этого, с целью предотвращения ковариационного сдвига использовалась процедура батч-нормализации. Вид итоговой архитектуры представлен на Рис.2,3. Анализ точности модели прогноза остаточного ресурса представлен на Рис.4.

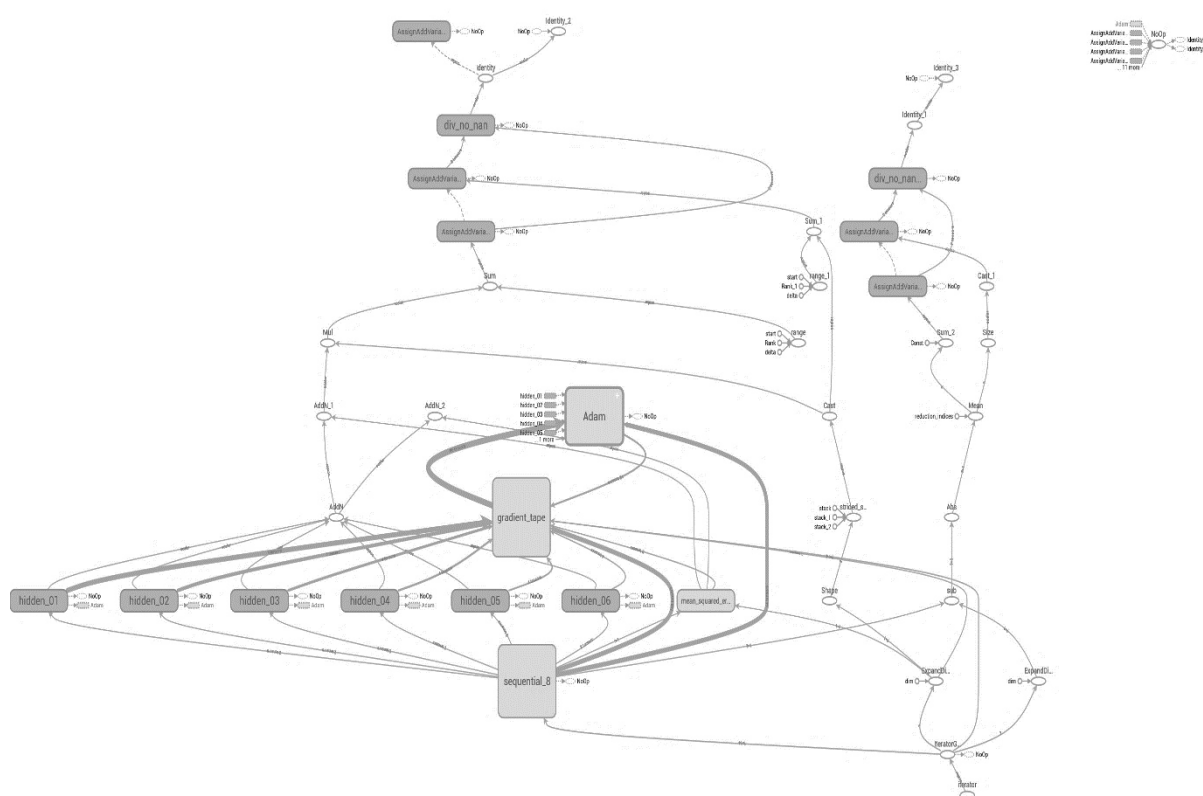


Рис.2 – Структура модели, вид общий

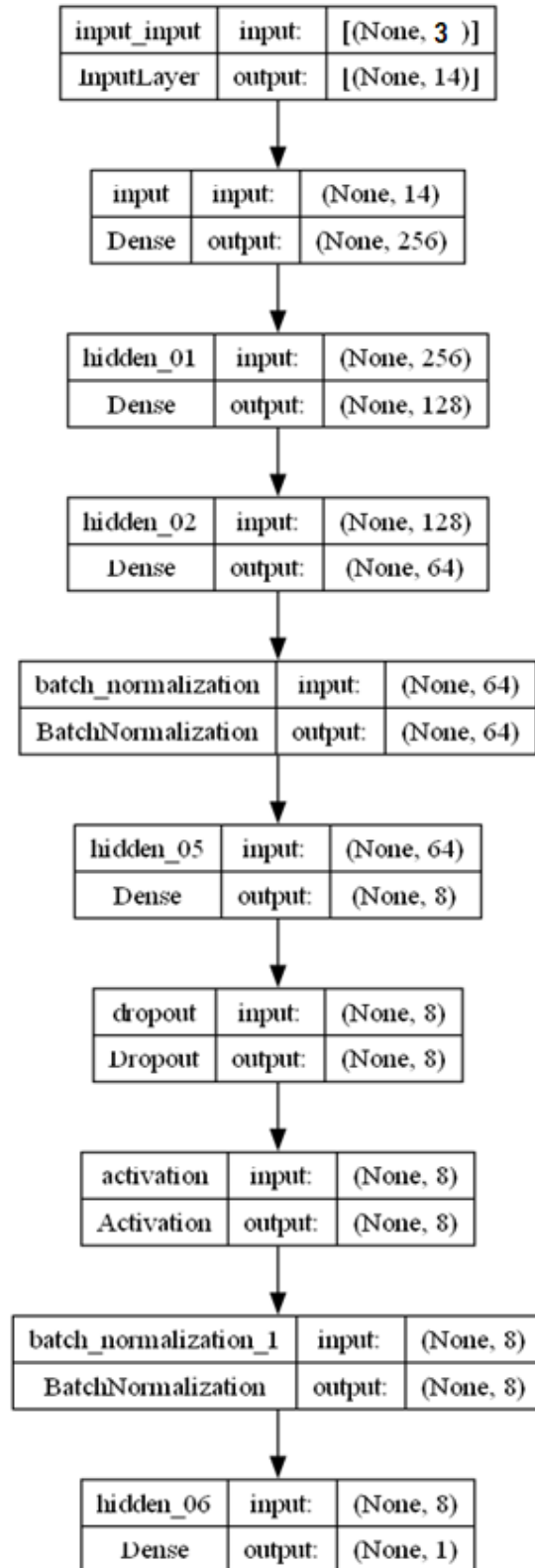


Рис.3 – Структура модели

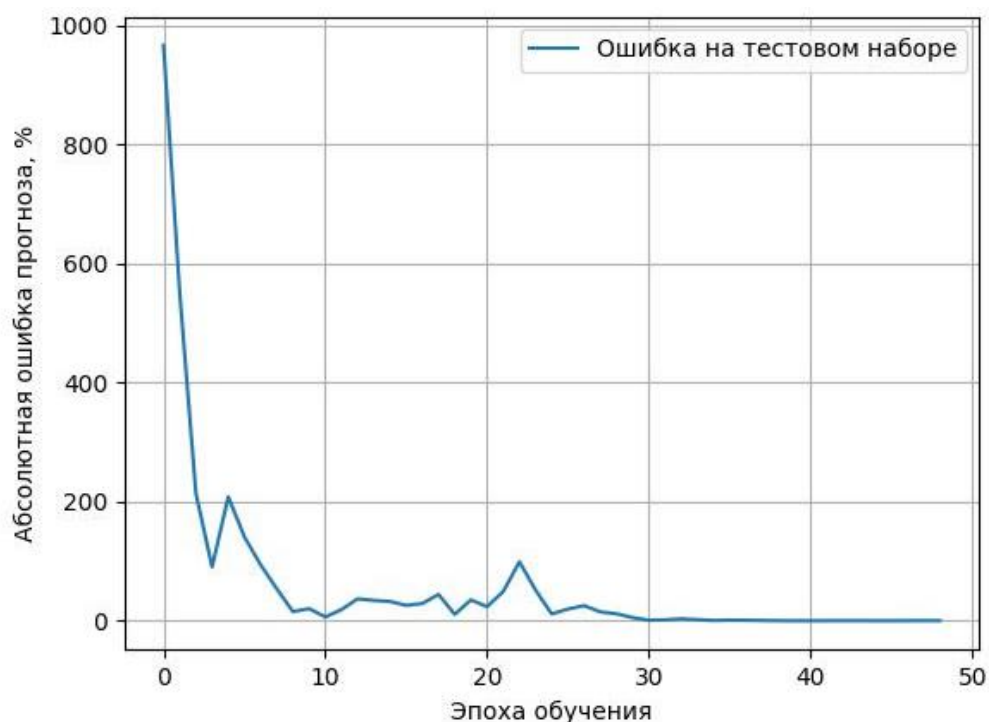


Рис.4 – График изменения абсолютной ошибки прогноза остаточного ресурса двигателя

Заключение.

Применение рассмотренного подход в процессе эксплуатации машиностроительных изделий, например, двигателей, редукторов, компрессоров, насосов и т.д. позволит обеспечить заданную достоверность результатов диагностических операций при минимальных финансовых затратах. Хочется отметить, что дальнейшее развитие предлагаемого подхода может быть связано с повышением эффективности процессов управления эксплуатацией путем использования данных о прогнозируемом остаточном ресурсе в качестве параметра, определяющего межремонтный цикл.

Библиографический список

1. Лукашин Ю.П. Современные направления статистического анализа взаимосвязей и зависимостей / Ю.П. Лукашин, Л.И. Рахлина. – М., ИМЭМО РАН, 2012. – 54 с.
2. Custode L.L.Optimization of Spiking Neural P-Systems for Remaining Useful Life Prediction / L.L. Custode, H. Mo, A. Ferigo, G. Iacca // Evolutionary Algorithms. – 2022. – Vol. 15. – PP. 98-105.
3. Luca B. Uncertainty-Aware Prognosis via Deep Gaussian Process / B. Luca // Received July 1, 2021, accepted August 19, 2021, date of publication September 6, 2021, date of current version September 14, 2021.

4. Щербаков А.Г. Организационно-экономический механизм внедрения цифровых технологий на предприятиях оборонно-промышленного комплекса России / А.Г. Щербаков. – М.: Издательство «Институт экономических стратегий», издательство «Проспект», 2019. – 176 с.
5. Хенли Э. Дж. Надежность технических систем и оценка риска: пер. с англ. яз. В.С. Сыромятников, Г.С. Демминой / Э. Дж. Хенли. – М.: Машиностроение, 1984. – 528 с.
6. Новиков В.В. Теоретические основы обеспечения безаварийной эксплуатации современных изделий машиностроения: монография / В.В. Новиков, К.Н. Осипов. – Севастополь: ФГАОУ ВО «ЧВВМУ», 2022. – 249 с.:ил.
7. Равин А.А. Диагностическое обеспечение судового энергетического оборудования: проблемы и решения. дис. на соискание ученой степени доктора технических наук по специальности 05.08.05 / А.А. Равин. – Санкт-Петербург, 2015. – 436 с.
8. Анимца Е.Г. Импортзамещение в промышленном производстве региона: концептуально-теоретические и прикладные аспекты / Е.Г. Анимца, П.Е. Анимца, А.А. Глумов // Экономика региона. – 2015. – №3. – С. 160-172.
9. Новиков В.В. Прогнозирование опасного состояния сложных технических систем / В.В. Новиков, М.В. Новикова // Журнал «Военная мысль». – 2017. – № 5. – С. 50-54.
10. Абрамов О.В. Об оценке вероятности наступления рисковог о события: функционально-параметрический подход / О.В. Абрамов // Надежность и качество сложных систем. – 2016. – № 1. – С. 24-31.
11. Фанасков В.С. Спектральные нейронные операторы / В.С. Фанасков, И.В. Оселедец // Доклады РАН. Математика, информатика, процессы управления. – 2023. – Т. 514(2). – С. 72-79.
12. Pervukhina E. Lowering toxic concentrations in the diesel exhaust gases / E. Pervukhina, K. Osipov, V. Golikova // Communications in Computer and Information Science, Special Issue «Optimization in the Natural Sciences». – PP. 118-128.
13. Osipov K.N. Assurance of Reliability in Making Decisions on the Assembly Quality of Machine-Building Products / K.N. Osipov, V.V. Golikova // Journal of Machinery Manufacture and Reliability. – 2019. – Vol. 48. – № 4. – PP. 372-377.
14. Горбань А.Н. Нейронные сети на персональном компьютере / А.Н. Горбань, Д.П. Россиев. – Новосибирск: Наука, издательство РАН, 1996. – 276 с.
15. Haikin S. Neural networks / S. Hykin. – Moscow: Publishing house «Williams», 2006. – P. 1103.

16. Гоглев Н.Н. Управление рисками с применением современных технологий искусственного интеллекта и анализа больших данных / Н.Н. Гоглев // Цифровая экономика. – 2022. – № 2(18). – С. 38-45.

¹*Осипов Константин Николаевич, д-р. техн. наук, доц., профессор, knosipov@mail.sevsu.ru, Россия, Севастополь, Черноморское высшее военно-морское училище имени П.С. Нахимова*

²*Новиков Владимир Витальевич, д-р. техн. наук, профессор, Россия, Севастополь, Черноморское высшее военно-морское училище имени П.С. Нахимова*

Osipov Konstantin Nikolaevich, doctor of technical sciences, associate professor, professor, knosipov@mail.sevsu.ru, Russia, Sevastopol, Black Sea Higher Naval School named after P.S. Nakhimov

Novikov Vladimir Vitalievich, doctor of technical sciences, professor, Russia, Sevastopol, Black Sea Higher Naval School named after P.S. Nakhimov

ПРИБОР ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСПЫТАНИЙ ТРАНЗИСТОРОВ MOSFET И IGBT

Бурлака В.В.¹, Гулаков С.В.², Головин А.Ю.³

PULSE TESTING DEVICE FOR MOSFET AND IGBT TRANSISTORS

Burlaka V.V.¹, Gulakov S.V.², Golovin A.Yu.³

Аннотация. Предложен прибор для импульсных испытаний силовых *n*-канальных транзисторов IGBT и MOSFET. Приведена принципиальная электрическая схема и дано описание работы ее отдельных узлов. Применение импульсных измерений позволило создать малогабаритный прибор с небольшой потребляемой мощностью (питание от шины USB). При этом имеется возможность определять пробивное напряжение канала в диапазоне до 1000 В и сопротивление канала открытого транзистора при токе до 80 А. Имеется также возможность оценки порогового напряжения, заряда затвора и входной емкости испытуемого транзистора. Сохранение и обработка данных измерений производится на ПК посредством специально разработанной утилиты.

Abstract. A device for pulse testing of power *n*-channel IGBT and MOSFET transistors is proposed. The device schematic diagram is shown and the operation of its individual blocks is described. The use of pulse measurements made it possible to create a small-sized device with low power consumption (the device is powered from the USB bus). At the same time, it is possible to determine the breakdown voltage of the transistor under test in the range of up to 1000 V and the channel resistance of the switched-on transistor under test at a current of up to 80 A. It is also possible to estimate the threshold voltage, gate charge and input capacitance of the transistor under test. Saving and processing of measurement data is performed on a PC using a specially developed utility.

Ключевые слова. Измерение параметров, MOSFET, IGBT, заряд затвора, сопротивление канала, напряжение насыщения, пробивное напряжение.

Keywords. Parameters measurement, MOSFET, IGBT, gate charge, on-state resistance, saturation voltage, breakdown voltage.

Введение.

Для измерения параметров силовых транзисторов, в частности, широко применяемых в настоящее время IGBT и MOSFET, используются

различные характериографы. Они позволяют получать семейства вольт-амперных характеристик (ВАХ) испытуемого транзистора, определять некоторые его параметры. Применение характериографов в небольших лабораториях, занимающихся разработкой и отладкой электронного оборудования, часто сдерживается большой стоимостью подобной измерительной техники. Так, например, цена оборудования [1-3] составляет от 0,5 млн. до более 10 млн. рублей.

В настоящее время часто возникает задача проведения входного контроля приобретаемых компонентов, в частности, силовых транзисторов, так как при необходимости приобретения их небольшого количества разработчики прибегают к услугам розничных поставщиков, которые далеко не всегда отвечают за качество поставляемых компонентов. Покупать же малые партии у проверенных крупных поставщиков или у завода-производителя зачастую невыгодно или вовсе невозможно. Попадание некондиционных компонентов в разрабатываемые изделия ведет к резкому увеличению затрат времени на поиск и устранение неисправностей.

Обеспечение входного контроля с помощью характериографов сдерживается их доступностью из-за высокой стоимости. В то же время возможности характериографа зачастую избыточны для задач входного контроля. На рынке имеется большое число различных тестеров транзисторов, которые позволяют определять их структуру, емкости переходов, пороговое напряжение. Главный недостаток таких устройств – испытания проводятся при малых токах и напряжениях, что в некоторых случаях не позволяет выявить поддельные или перемаркированные транзисторы. В связи с этим контроль параметров следует проводить при токах и напряжениях, сопоставимых с действующими в конечном изделии, куда планируется установка испытуемого транзистора.

Основная часть.

В работе предложена схема недорогого испытателя силовых IGBT и MOSFET транзисторов, позволяющего путем импульсных измерений определить сопротивление канала или напряжение насыщения (при токе коллектора/стока до 80 А, длительность импульса 10 мкс), а также дающего возможность измерять пороговое напряжение в диапазоне до 15 В; пробивное напряжение «коллектор-эмиттер» или «сток-исток» в диапазоне до 1000 В; заряд затвора с разделением по составляющим, включая заряд Миллера. При измерении параметров учитываются рекомендации, изложенные в технических документах [4-8]. Благодаря измерениям в импульсном режиме снижена как потребляемая мощность, так и мощность, рассеиваемая на испытуемом транзисторе – установка его на теплоотвод не требуется во всем диапазоне токов коллектора/стока.

Принципиальная электрическая схема разработанного прибора для испытаний транзисторов приведена на Рис.1.

Устройство собрано на недорогом однокристальном микроконтроллере DD1 STM32F030F4P6, бортовая периферия которого (12-разрядный быстродействующий АЦП, таймеры с гибкой конфигурацией, последовательный порт) достаточна для выполнения необходимых задач. Система питания состоит из повышающего преобразователя DC/DC на микросхеме MT3608 в типовом включении, обеспечивающего стабильное напряжение +18 В для питания цепей управления затвором испытуемого транзистора (использован готовый модуль с aliexpress); стабилизатора VR1, обеспечивающего напряжение +3,3 В для питания контроллера; импульсного преобразователя с топологией SEPIC на элементах VT1, VT2, R7, C1-C5, T1, VD1-VD4, управляемого контроллером DD1.

Питается устройство напряжением +5 В от шины USB; потребляемый им ток не превышает 0,5 А.

Силовой ключ преобразователя выполнен несколько необычно – это каскод на транзисторах VT1, VT2 с отрицательной обратной связью по току за счет R7. Применение такого построения объясняется тем, что для исключения специализированного драйвера затвора и управления непосредственно с контроллера транзистор VT2 должен иметь низкое пороговое напряжение. Но примененный АО3400 имеет недостаточное пробивное напряжение канала, поэтому установлен VT1, «принимающий» на себя коммутируемое напряжение. Резистор R7 служит для ограничения максимального тока ключа. В переходных процессах (в частности, при старте работы преобразователя и разряженных выходных конденсаторах) может иметь место насыщение сердечника импульсного трансформатора. В этом случае цепь VT2, R7 выступает в роли источника тока и предотвращает рост тока потребления от источника питания. VT2 переходит в линейный режим, но из-за небольшой длительности переходного процесса его температура не успевает существенно увеличиться.

Преобразователь имеет два выхода: низковольтный (конденсатор C6) и высоковольтный (положительный вывод конденсатора C5). Напряжение на низковольтном выходе может устанавливаться в пределах 0...+25 В, его измерение осуществляется бортовым АЦП контроллера через делитель R6R11. Дополнительные три обмотки импульсного трансформатора с выпрямителями на диодах VD1-VD3 и конденсаторах C3-C5 образуют высоковольтный выход преобразователя с напряжением до +1000 В. Включение трех каскадов выпрямления последовательно позволяет уйти

от применения высоковольтных диодов и конденсаторов и достичь результата с использованием распространенных недорогих компонентов.

К высоковольтному выходу подключена цепочка из резистора R2 и светодиода оптопары U1, предназначенная для фиксации протекания тока – при токе 0,25...1 мА светодиод U1 начинает светиться, что приводит к открытию фототранзистора U1 и появлению логического «0» на выводе RA9 контроллера. Это используется для фиксации напряжения пробоя канала.

Резистор R5 (составленный из 5 последовательно включенных резисторов – для предотвращения пробоя) служит для ограничения тока высоковольтного выхода и одновременно служит нагрузкой при измерении заряда затвора испытуемого транзистора. Напряжение на стоке (или коллекторе) испытуемого транзистора измеряется посредством делителя R10R13 и бортового АЦП контроллера DD1.

Напряжение, подаваемое на затвор испытуемого транзистора, формируется делителем R6R17 и транзисторным ключом VT5, который управляется ШИМ сигналом с DD1 и прерывает ток через R17. Таким образом, сформирован делитель, в котором один резистор постоянный (R6), а второй (R17 и VT5) – с изменяемым средним сопротивлением.

Это дает возможность получить регулируемое среднее напряжение на выходе делителя. Конденсатор C8 установлен для сглаживания пульсаций на частоте ШИМ, а среднее напряжение на нем используется для формирования сигнала затвора. Элементы VT6, R20, R21, VT9, VT10, R24, R27 образуют драйвер затвора испытуемого транзистора. Заряд затвора осуществляется через VT6, R20 до напряжения на C8, разряд – через VT10, R21. Драйвер используется в режиме измерения сопротивления канала или напряжения насыщения.

В этом режиме испытуемый транзистор подключается к клеммам X1 – X3. На низковольтном выходе преобразователя (C6) устанавливается заданное напряжение. Затем испытуемый транзистор открывается. Ток разряда C6 протекает через R4 и испытуемый транзистор. Бортовым АЦП производится выборка напряжений на C6 и на стоке (коллекторе) испытуемого транзистора. Эти данные позволяют рассчитать протекающий ток и определить сопротивление канала. Резистор R4 выполнен в виде отрезка манганиновой проволоки, так как он должен иметь способность кратковременно пропускать большой ток, а резисторы, изготовленные методом напыления, имеют свойство выходить из строя (обрываться) в подобных режимах. При максимальном напряжении на C6 25 В и сопротивлении R4 0,25 Ом теоретический максимум тока составляет 100 А, но из-за конечного эквивалентного последовательного

сопротивления C_6 и ненулевого сопротивления канала испытуемого транзистора практический максимум тока составляет порядка 80 А.

Измерение пробивного напряжения канала и заряда затвора осуществляется при подключении испытуемого транзистора к клеммам Х4 – Х6.

Управление затвором осуществляется токовым зеркалом VT3VT4, работающего в режиме генератора стабильного тока порядка 1 мА, и транзистора VT8, служащего для разряда затвора. При измерении пробивного напряжения канала VT8 открыт постоянно, испытуемый транзистор закрыт. Преобразователь начинает работу, на его высоковольтном выходе растет напряжение. Как только появится существенный ток через канал транзистора, начнет светиться светодиод оптопары U1. Работа преобразователя прекращается и измеренное напряжение на испытуемом транзисторе фиксируется как пробивное. Этот режим работы испытателя пригоден также для измерения максимального обратного напряжения диодов.

Измерение заряда затвора производится следующим образом. Включается преобразователь, напряжение на высоковольтном выходе устанавливается равным заданию. Предварительно разряженный (за счет открытия VT8) затвор испытуемого транзистора начинает заряжаться от генератора стабильного тока 1 мА на транзисторах VT3, VT4 (по рекомендации [9-10]). Диод VD6 установлен для ограничения напряжения на затворе до величины напряжения на C_8 . Один из бортовых таймеров контроллера используется для точного отсчета интервала времени от начала заряда, по истечению которого производится измерение напряжения на затворе (посредством делителя R28, R30) и напряжения на стоке (коллекторе) – посредством делителя R10, R13. После измерения испытуемый транзистор закрывается за счет открытия VT8. Многократно повторяя процесс измерения при разных интервалах времени от начала заряда, можно построить кулон-вольтную характеристику затвора испытуемого транзистора. Более того, поскольку измерения проводятся при заданном напряжении на стоке (коллекторе) и активной нагрузке (в ее роли выступает R5), имеет место проявление эффекта Миллера, что позволяет определить составляющие полного заряда затвора (начальный заряд и заряд Миллера), а также определить напряжение плато Миллера.

Результаты измерений передаются на ПК через USB порт с использованием переходника USB-UART на микросхеме CH340G в типовом включении. Переходник подключается к портам PA2, PA3 контроллера. Габариты печатной платы испытателя транзисторов составляют 75×80 мм, плата однослойная.

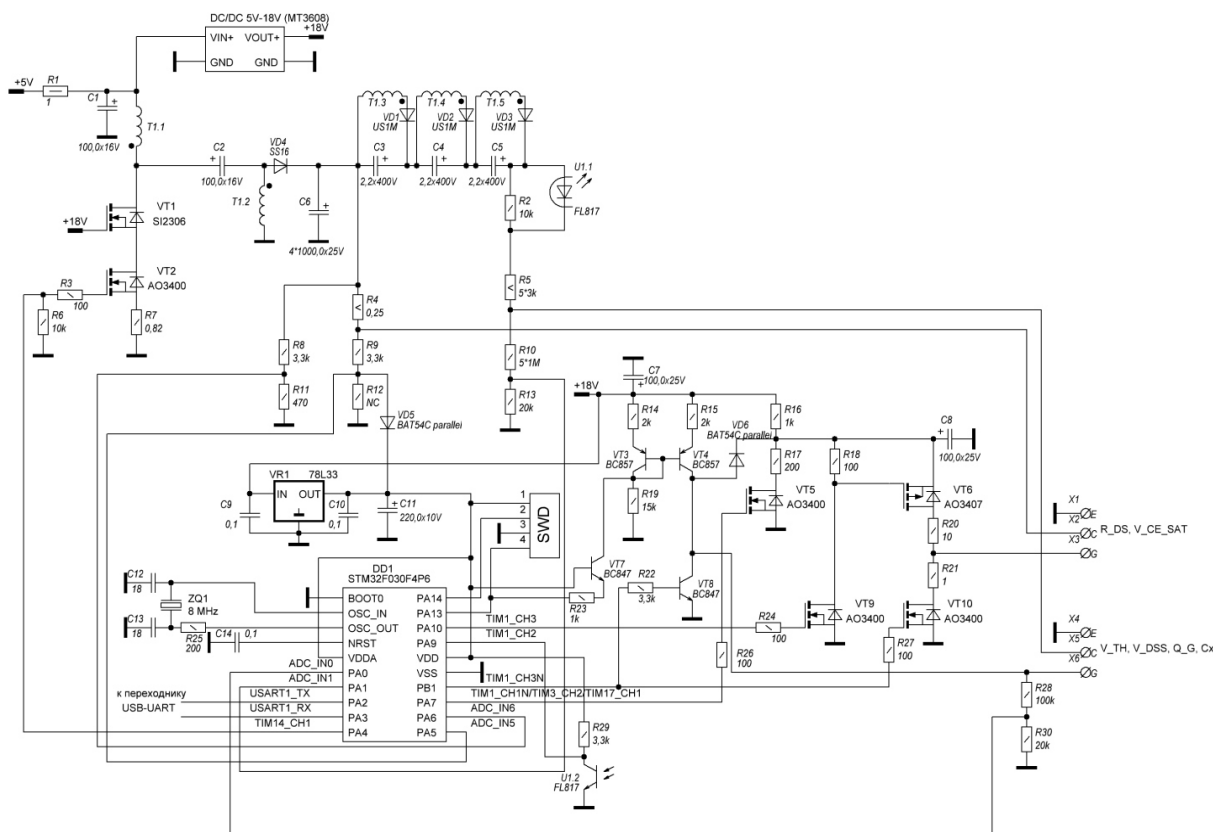


Рис.1 – Схема электрическая принципиальная разработанного испытателя транзисторов

Для ПК написано программное обеспечение, позволяющее в консольном режиме отображать результаты измерений и сохранять их в файл формата CSV для последующей обработки, например, в MathCad.

При выполнении научно-исследовательской работы по государственному заданию авторам понадобилось закупить транзисторы IGBT SGT40N60NPFD, FGH40N60SFD, FGH60N60SFD, а также MOSFET IRFP4368, IRFP4468, AOT2500L, AOTF27S60, FQPF20N60C. Заказы были размещены как на aliexpress, так и в специализированных интернет-магазинах РФ. Применение разработанного испытателя позволило выявить массовое несоответствие поставленных транзисторов данным справочных листов, причем в некоторых случаях измеренные параметры оказывались хуже на порядок. Так, приобретенные IRFP4368 имели сопротивление канала в 30 раз (!) больше, чем указано в документации; FGH40N60SFD имели напряжение насыщения более 3 В при токе коллектора всего 16 А (в документации указано не более 2,9 В при токе 40 А) и так далее. В то же время небольшая часть транзисторов, оказавшихся оригинальными, показали результаты, очень близкие к документации, причем хорошее совпадение было даже по составляющим заряда затвора, что показывает корректность работы испытателя и проводимых измерений.

При измерениях уделялось внимание минимизации переходных сопротивлений при подключении испытуемых транзисторов, так как для MOSFET с сопротивлением канала в единицы мОм сопротивление выводов и переходное сопротивление в клеммнике уже вносит существенную погрешность.

Заключение.

Предложено схемное решение прибора для испытания силовых IGBT и MOSFET транзисторов с n-каналом в импульсном режиме. Дано описание принципиальной электрической схемы разработанного прибора. Создано программное обеспечение для сохранения и обработки данных измерений на ПК.

Дальнейшим направлением работы является разработка версии прибора для импульсных испытаний, который: позволит строить ВАХ диодов (прямую и обратную ветви) с повышенным до 100-150 А верхним пределом прямого испытательного тока и с повышенным до 1500-1800 В пределом испытательного напряжения; будет иметь функцию формовки электролитических конденсаторов и измерения их емкости.

Работа выполняется при финансовой поддержке Минобрнауки России в рамках государственного задания FRRG-2023-0008.

Библиографический список

1. Keithley-Tektronix Application Note, «Measuring MOSFET Gate Charge with the 4200A-SCS Parameter Analyzer». – 8 p. – URL: https://www.netes.com.tr/netes/dosyalar/dosya/1KW-61388-0_Gate_Charge_4200A_AppNote_042518.pdf?ysclid=lzk9f0parm765473803
2. Keysight Technologies, «B1505A Power Device Analyzer/Curve Tracer Datasheet». – 46 p. – URL: <https://www.axiomtest.com/documents/models/Keysight%20B1513A%20Datasheet.pdf>
3. Лисовский Д. Цифровой запоминающий характеристикограф полупроводниковых приборов Л2-100 ТЕКО. / Д. Лисовский, М. Рагозин // Компоненты и технологии. – № 12, 2014. – С.174-176.
4. Markus Hermwille, «IGBT Driver Calculation», Semikron Application Note AN-7004, Oct.,31, 2007. – 8 p. – URL: https://shop.semikron-danfoss.com/out/pictures/wysiwigpro/AN-7004_IGBT_Driver_Calculation_rev00.pdf
5. Vishay Siliconix Device Application Note AN608A, «Power MOSFET Basics: Understanding Gate Charge and Using it to Assess Switching Performance». – 6 p. – URL: <https://www.vishay.com/docs/73217/an608a.pdf>

6. «SiC MOSFET Absolute Maximum Ratings and Electrical Characteristics», Toshiba Application Note, Aug., 4, 2020. – 17 p. – URL: https://toshiba.semicon-storage.com/info/application_note_en_20200804_AKX00086.pdf?did=69798
7. Ralph McArthur, «Making Use of Gate Charge Information in MOSFET and IGBT Data Sheets», Advanced Power Technology Application Note APT0103, Oct. 31, 2001. – 8 p. – URL: https://www.microsemi.com/document-portal/doc_view/14697-making-use-of-gate-charge-information-in-mosfet-and-igbt-data-sheets
8. Martin Jones, «MOSFET Gate Charge», IXYS Semiconductor Technician Note 001, May 8, 2013. – 2 p. – URL: <https://ixysrf.com/wp-content/uploads/2017/09/Gate-Charge-Technician-Note-001.pdf>
9. Laszlo Kiraly, «Low Gate Charge HEXFETs Simplify Gate Drive And Lower Cost», International Rectifier Design Tip DT94-7A. – 4 p. – URL: <https://www.infineon.com/dgdl/dt94-7.pdf?fileId=5546d46254e133b401554de8d3f35d1e>.
10. International Rectifier Application Note AN-944, «Use Gate Charge to Design the Gate Drive Circuit for Power MOSFETs and IGBTs». – 7 p. – URL: https://stuff.mit.edu/afs/athena/course/urop/cdev3/www/document/gate_drive.pdf

¹*Бурлака Владимир Владимирович, д-р. техн. наук, доц., директор Научно-технического центра, vburlaka@rambler.ru, Россия, Мариуполь, ФГБОУ ВО «Приазовский государственный технический университет»*

²*Гулаков Сергей Владимирович, д-р. техн. наук, проф., ведущий научный сотрудник, gulakov.s.v@yandex.ru, Россия, Мариуполь, ФГБОУ ВО «Приазовский государственный технический университет»*

³*Головин Андрей Юрьевич, младший научный сотрудник, a.golovin@tms-2022.ru, Россия, Мариуполь, ФГБОУ ВО «Приазовский государственный технический университет»*

Burlaka Vladimir Vladimirovich, doctor of technical sciences, associate professor, head of department, vburlaka@rambler.ru, Russia, Mariupol, Pryazovskyi State Technical University

Gulakov Sergey Vladimirovich, doctor of technical sciences, professor, leading researcher, gulakov.s.v@yandex.ru, Russia, Mariupol, Pryazovskyi State Technical University

Golovin Andrey Yurievich, research assistant, a.golovin@tms-2022.ru, Russia, Mariupol, Pryazovskyi State Technical University

МОДЕЛИРОВАНИЕ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИК РЫЧАЖНОГО ПНЕВМАТИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Васютенко А.П.¹, Балакин А.И.²

MODELING OF STATIC CHARACTERISTICS OF LEVER PNEUMATIC TRANSDUCER

Vasyutenko A.P.¹, Balakin A.I.²

Аннотация. Приведены схема и описание работы рычажного пневматического преобразователя для линейных измерений с регулируемыми проходными сечениями каналов истечения воздуха через входное и измерительное сопла. Дана структурная схема преобразования измерительного сигнала, сформулирована цель работы – определение метрологических параметров исследуемого преобразователя (диапазонов измерений и чувствительности) на основе моделирования их статических характеристик при различных значениях конструктивных параметров. Приведены результаты сравнительного анализа метрологических характеристик исследуемого и известного преобразователя типа сопло-заслонка с регулируемым измерительным соплом.

Abstract. The scheme and description of lever pneumatic transducer for linear measurements with adjustable cross-sections of air flow channels through the inlet and measuring nozzles are given. The structural scheme of measuring signal conversion is given, the aim of the work is formulated - determination of metrological parameters of the investigated transducer (measuring ranges and sensitivity) on the basis of modeling of their static characteristics at different values of design parameters. The results of comparative analysis of metrological characteristics of the investigated and known transducer of the nozzle-flap type with adjustable measuring nozzle are presented.

Ключевые слова. Пневматика, преобразователь, чувствительность, измерение, диапазон измерения, моделирование.

Keywords. Pneumatics, transducer, sensitivity, measurement, measurement range, modeling.

Введение.

Одним из важных направлений развития средств измерительной техники в машино- приборостроении является разработка средств измерения геометрических параметров деталей [1,3,5,8-11]. В статье [2] рассмотрен принцип действия и приведен вывод зависимости,

описывающей статическую характеристику рычажного пневматического преобразователя с регулируемым проходным сечением входного и измерительного сопел. Особенностью конструкции преобразователя является наличие измерительного рычага 3, с установленными на нем заслонками 4, 5, которые в сочетании с измерительным 1 и входным 2 соплами образуют два пневматических преобразователя типа сопло-заслонка (Рис.1).

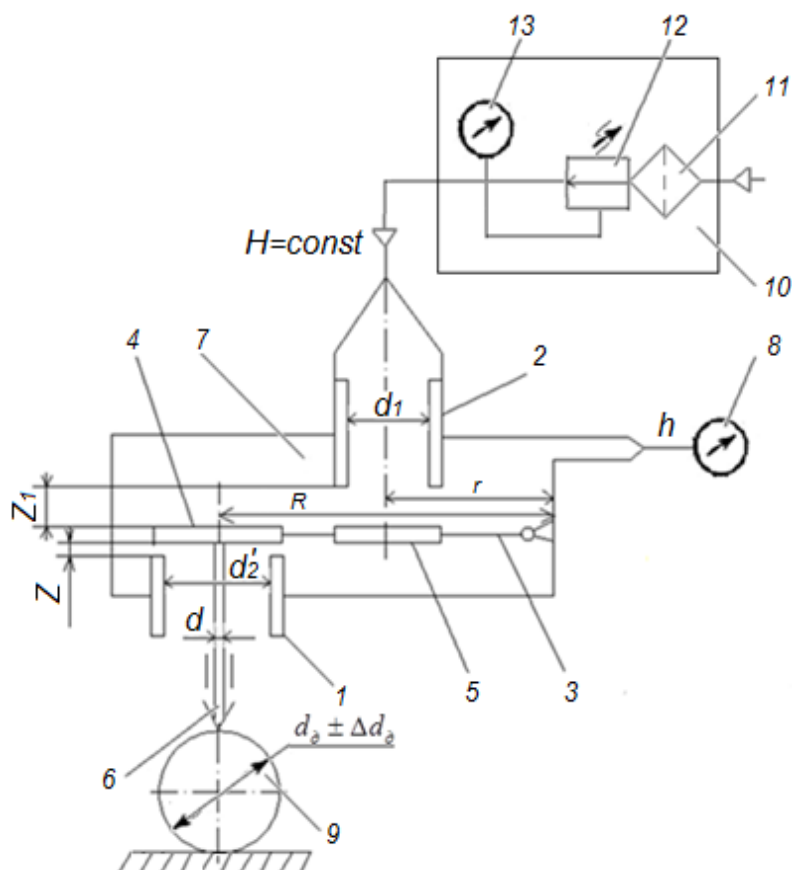


Рис.1 – Принципиальная схема рычажного пневматического преобразователя с двумя регулируемым соплами:

1 – измерительное сопло; 2 – входное сопло; 3 – рычаг; 4,5 – заслонки; 6 – измерительный шток; 7 – измерительная камера; 8 – отсчетное устройство; 9 – контролируемая деталь; 10 – блок подготовки воздуха; 11 – фильтр; 12 – регулятор-стабилизатор давления воздуха; 13 – манометр

Изменение расстояния $(R - r)$ между осями сопел 1 и 2 позволяет регулировать передаточное отношение i рычага 3 ($i = R / r$), а, следовательно, и соотношение зазоров Z и Z_1 между заслонками 4, 5 и соплами 1, 2, которые оказывают влияние на статические характеристики $h = f(Z)$ и метрологические параметры (диапазон измерения ΔZ и чувствительность K_Z) преобразователя. Воздух к входному соплу 2 под рабочим давлением H подается от блока подготовки воздуха 10, который

включает в себя фильтр 11, регулятор-стабилизатор давления воздуха 12 и манометр 13.

Структурная схема преобразования измерительного сигнала в исследуемом преобразователе показана на Рис.2. Отклонения диаметра контролируемой детали $d_\delta \pm \Delta d_\delta$ воспринимается измерительным штоком 6, который поворачивает рычаг 3. При этом изменяются зазоры Z и Z_1 между торцами измерительного 1 $\Delta Z = \Delta d_\delta$ и входного 2 $\Delta Z_1 = \Delta Z / i$ сопел и заслонками 4, 5.

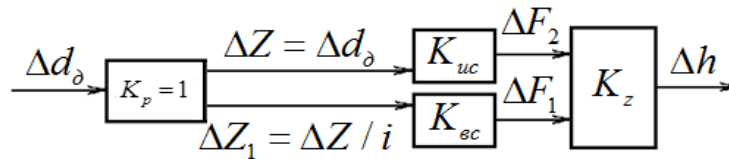


Рис.2 – Структурная схема преобразования сигнала

Изменение зазоров Z и Z_1 вызывает изменение площадей F_1 и F_2 кольцевых зазоров между соплами 1, 2 и заслонками 4, 5, а, следовательно, и давления воздуха h в измерительной камере 7. Передаточное отношение преобразователя $K_{общ}$ определяется из выражения:

$$K_{общ} = \frac{\Delta h}{\Delta d_\delta} = f(K_p, K_{ис}, K_{вс}, K_z),$$

где $K_p = \Delta Z / \Delta d_\delta$ – передаточное отношение измерительного рычага; $K_{ис} = \Delta F_2 / \Delta Z$ – передаточное отношение измерительного сопла; $K_{вс} = \Delta F_1 / \Delta Z_1$ – передаточное отношение входного сопла; $K_z = \Delta h / \Delta F$ – пневматическое передаточное отношение.

Статическая характеристика преобразователя описывается выражением [3], полученные на основе зависимостей, определяющих массовый расход воздуха через дроссели при турбулентном режиме течения [4,6,7]:

$$h = \frac{H}{1 + \frac{80Z^2}{\left(d_1^2 - 4d_1 \frac{Z}{i}\right)^2}}.$$

Целью работы является определение метрологических характеристик рычажного пневматического преобразователя с двумя регулируемым соплами на основе моделирования их статических характеристик $h = f(Z)$.

Моделирование статических характеристик пневматического преобразователя проводилось при различных сочетаниях его конструктивных параметров (табл. 1).

Таблица 1 – Исходные данные для моделирования

№	Наименование параметра	Значение				
1	Рабочее давление воздуха H , МПа	0,15				
2	Диаметр входного сопла d_1 , мм	0,8	1,0	1,2	1,5	2,0
3	Максимальный зазор у входного сопла $Z_{1\max}$, мм	0,2	0,25	0,3	0,375	0,5
4	Диаметр измерительного сопла d'_2 , мм	$\sqrt{5}$				
5	Диаметр измерительного штока d , мм	1,0				
6	Передаточное отношение рычага i	1,5; 2,0				

В таблице 2 приведены результаты расчетов статической характеристики, а на Рис.3 – графики статической характеристики $h = f(Z)$ при $d_1 = 0,8$ мм.

Таблица 2 – Результаты расчетов статической характеристики преобразователя $h = f(Z)$ при $d_1 = 0,8$ мм

Передаточное отношение i	Z , мм				
	0	0,05	0,1	0,15	0,2
1,5	0,15	0,088	0,028	0,008	0,002
2	0,15	0,092	0,034	0,012	0,0046

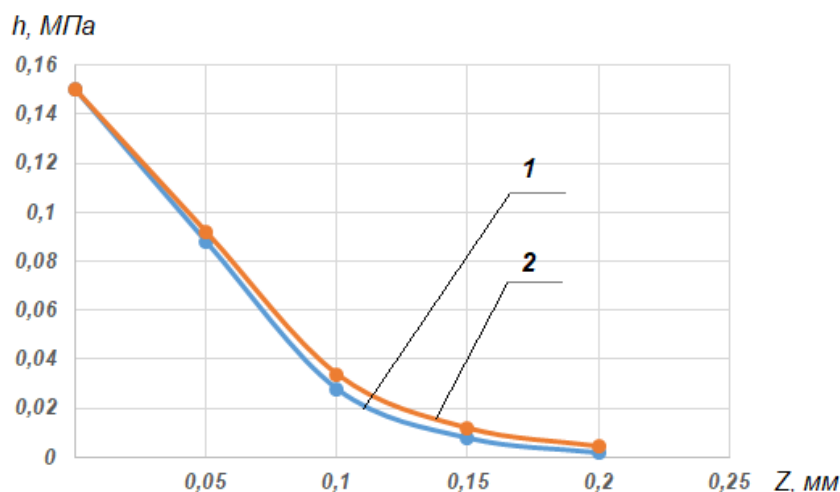


Рис.3 – Графики статических характеристик $h = f(Z)$ при $d_1 = 0,8$ мм:
1 – при $i = 1,5$; 2 – при $i = 2,0$

В таблице 3 приведены результаты расчетов статической характеристики, а на Рис.4 – графики статической характеристики $h = f(Z)$ при $d_1 = 1,0$ мм.

В таблице 4 приведены результаты расчетов статической характеристики, а на Рис.5 – графики статической характеристики $h = f(Z)$ при $d_1 = 1,2$ мм.

Таблица 3 – Результаты расчетов статической характеристики преобразователя $h = f(Z)$ при $d_1 = 1,0$ мм

Передаточное отношение i	Z , мм					
	0	0,05	0,1	0,15	0,2	0,25
1,5	0,15	0,12	0,06	0,025	0,01	0,003
2	0,15	0,12	0,066	0,032	0,015	0,007

Таблица 4 – Результаты расчетов статической характеристики преобразователя $h = f(Z)$ при $d_1 = 1,2$ мм

Передаточное отношение i	Z , мм						
	0	0,05	0,1	0,15	0,2	0,25	0,30
1,5	0,15	0,134	0,092	0,05	0,025	0,011	0,007
2	0,15	0,135	0,096	0,059	0,033	0,019	0,013

В таблице 5 приведены результаты расчетов статической характеристики, а на Рис.6 – графики статической характеристики $h = f(Z)$ при $d_1 = 1,5$ мм.

Таблица 5 – Результаты расчетов статической характеристики преобразователя $h = f(Z)$ при $d_1 = 1,5$ мм

Передаточное отношение i	Z , мм							
	0	0,05	0,1	0,15	0,20	0,25	0,3	0,35
1,5	0,15	0,14	0,124	0,096	0,069	0,035	0,02	0,1
2	0,15	0,14	0,121	0,09	0,06	0,047	0,30	0,019

В таблице 6 приведены результаты расчетов статической характеристики, а на Рис.7 – графики статической характеристики $h = f(Z)$ при $d_1 = 2,0$ мм.

Таблица 6 – Результаты расчетов статической характеристики преобразователя $h = f(Z)$ при $d_1 = 2,0$ мм

Передаточное отношение i	Z , мм									
	0	0,05	0,1	0,15	0,2	0,25	0,3	0,35	0,4	0,45
1,5	0,15	0,148	0,14	0,128	0,1	0,089	0,07	0,051	0,038	0,028
2	0,15	0,148	0,14	0,13	0,115	0,98	0,078	0,061	0,048	0,04

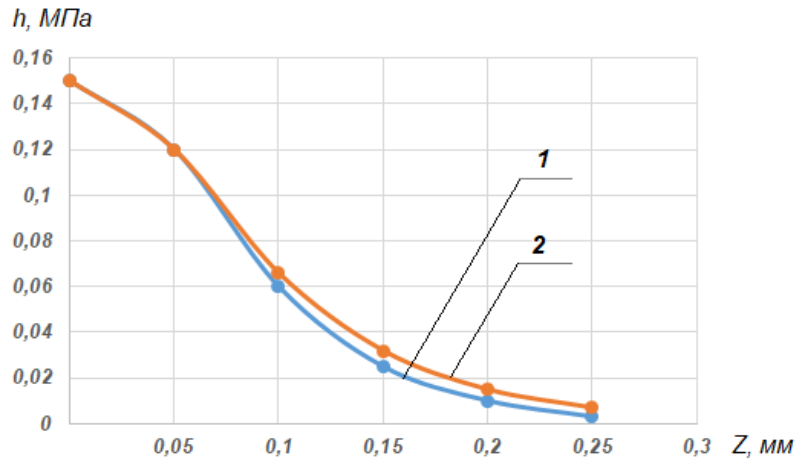


Рис.4 – Графики статических характеристик $h = f(Z)$ при $d_1 = 1,0$ мм:
1 – при $i = 1,5$; 2 – при $i = 2,0$

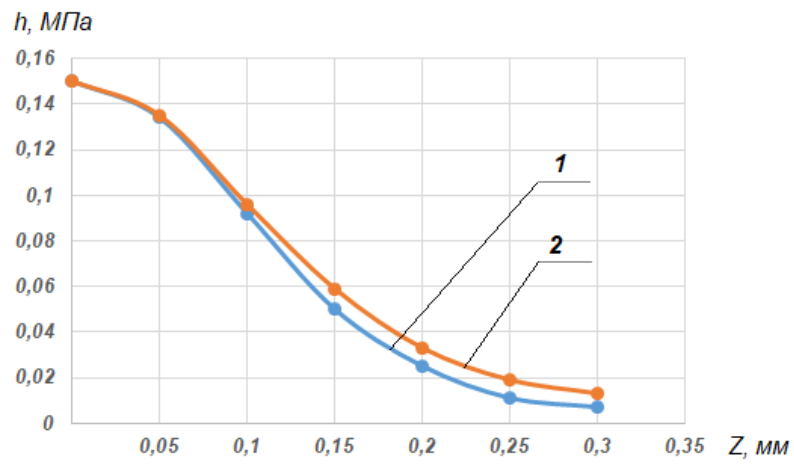


Рис.5 – Графики статических характеристик $h = f(Z)$ при $d_1 = 1,2$ мм:
1 – при $i = 1,5$; 2 – при $i = 2,0$

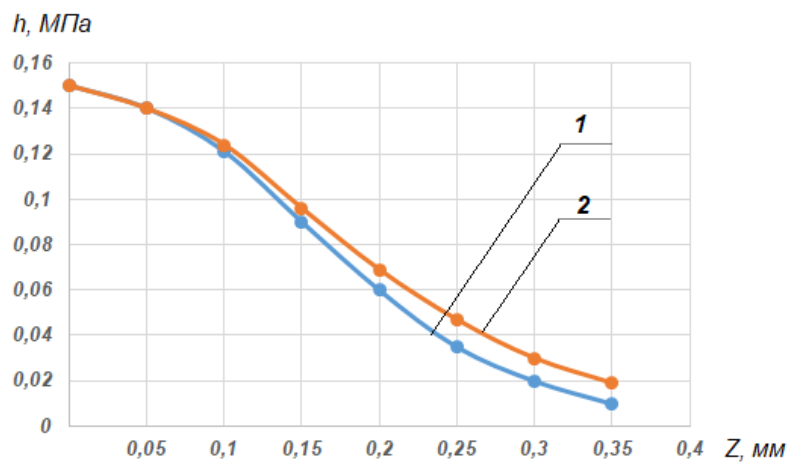


Рис.6 – Графики статических характеристик $h = f(Z)$ при $d_1 = 1,5$ мм:
1 – при $i = 1,5$; 2 – при $i = 2,0$

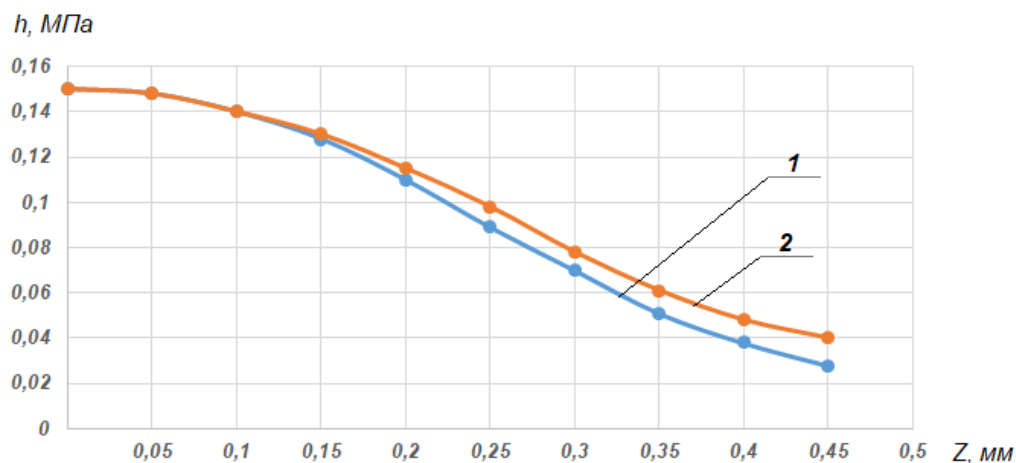


Рис.7 – Графики статических характеристик $h = f(Z)$ при $d_1 = 2,0$ мм:
1 – при $i = 1,5$; 2 – при $i = 2,0$

Анализ результатов расчета статических характеристик исследуемого преобразователя для рабочего давления $H = 0,15$ МПа, диаметров входных сопел $d_1 = 0,8...2$ мм позволяет определить значения прямолинейных участков ΔZ и чувствительности K_Z (Рис.3-7) и провести сравнительную оценку метрологических характеристик ΔZ , K_Z для известного преобразователя типа сопло-заслонка и исследуемого рычажного пневматического преобразователя с двумя параллельными регулируемыми соплами. Результаты анализа представлены в таблице 7, в которой приведены значения прямолинейных участков ΔZ и чувствительности K_Z для преобразователя типа сопло-заслонка и исследуемого рычажного пневматического преобразователя с двумя параллельными регулируемыми соплами для двух значений передаточных отношений $i = 1,5$; $i = 2,0$.

Таблица 7 – Значения ΔZ и K_Z для пневматического преобразователя типа сопло-заслонка и рычажного пневматического преобразователя с параллельным расположением двух регулируемых сопел

d_1 , мм	Преобразователь типа сопло-заслонка		Исследуемый преобразователь			
			$i=1,5$		$i=2,0$	
	ΔZ , мм	K_Z , МПа/мм	ΔZ , мм	K_Z , МПа/мм	ΔZ , мм	K_Z , МПа/мм
0,8	0,05	0,95	0,075	1,22	0,1	1,16
1,0	0,09	0,59	0,11	0,93	0,13	0,88
1,2	0,11	0,38	0,13	0,72	0,15	0,68
1,5	0,14	0,2	0,16	0,5	0,18	0,45
2,0	0,17	0,15	0,2	0,2	0,22	0,18

При расчете значений чувствительности K_Z для рабочего давления воздуха $H=0,15$ МПа и диаметров входных сопел $d_1 = 0,8 \dots 2,0$ мм пневматических преобразователей с измерительным рычагом и двумя регулируемыми соплами использовали формулу $K_Z = \frac{\Delta h}{\Delta Z}$. Значения передаточных отношений и прямолинейных участков известного пневматического преобразователя типа сопло-заслонка приведены в [3,4,9].

На Рис.8,9 представлены графические зависимости $K_Z = f(d_1)$ и $\Delta Z = f(d_1)$ для обычного пневматического преобразователя (сопло-заслонка) и рычажных пневматических преобразователей с передаточным отношением $i = 1,5$; $i = 2,0$.

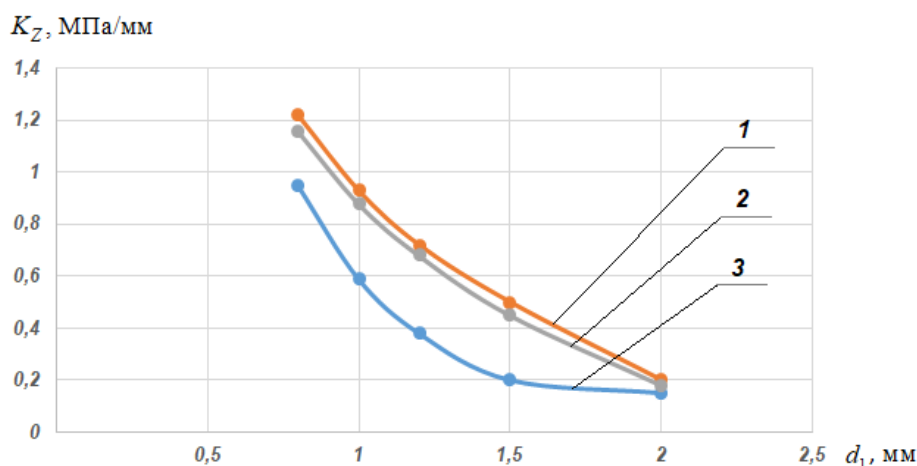


Рис.8 – Графические зависимости $K_Z = f(d_1)$:

1 – при $i = 1,5$; 2 – при $i = 2,0$ – для исследуемого преобразователя;
3 – для преобразователя типа сопло-заслонка

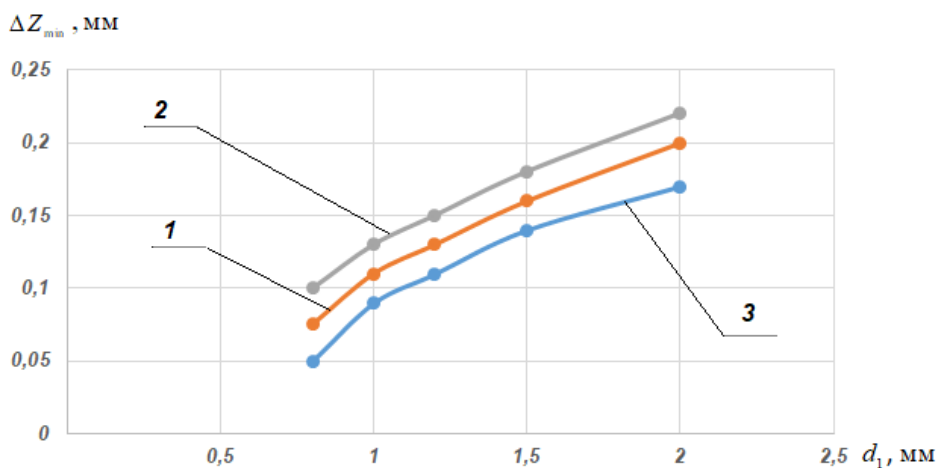


Рис.9 – Графические зависимости $\Delta Z = f(d_1)$:

1 – при $i = 1,5$; 2 – при $i = 2,0$ – для исследуемого преобразователя;
3 – для преобразователя типа сопло-заслонка

Заключение.

1. Рассмотрена схема рычажного пневматического измерительного преобразователя с двумя регулируемыми соплами (входным и измерительным) и структурная схема преобразования сигнала измерительной информации.

2. Приведены результаты моделирования статических характеристик $h = f(Z)$ преобразователя при различных сочетаниях конструктивных параметров.

3. Сравнительный анализ метрологических характеристик ΔZ и K_Z исследуемого с двумя регулируемыми соплами и известного типа сопло-заслонка с одним регулируемым измерительным соплом преобразователей, представленный в таблице 7 и на графиках Рис.8,9 показывает, что применение измерительной схемы рычажного пневматического преобразователя ($i=1,5$, $i=2,0$) с двумя регулируемыми соплами позволяет:

- в 1,3...1,9 раза увеличить чувствительность исследуемого преобразователя ($K_Z = 0,18...1,22$ МПа/мм);

- в 1,2 раза увеличить прямолинейный участок статической характеристики $h = f(Z)$ ($\Delta Z = 0,1...0,22$ мм);

- с увеличением передаточного отношения i измерительного рычага от $i=1,5$ до $i=2,0$ увеличивается диапазон измерения ΔZ в 1,1...1,3 раза в зависимости от диаметра входного сопла d_1 и составляет $\Delta Z = 0,075...0,22$ мм.

Библиографический список

1. Ахмеджанов Р.А. Физические основы получения информации: учебное пособие / Р.А. Ахмеджанов, А.И. Чередов. – Электрон. Текстовые данные. – М.: Учебно-методический центр по образованию на железнодорожном транспорте, 2013. – 212 с.
2. Васютенко А.П. Рычажный пневматический преобразователь с двумя регулируемыми соплами / А.П. Васютенко, Н.А. Балакина // Автоматизация и измерения в машино- приборостроении. – 2024. – № 3(27). – С. 95–103.
3. Волосов С.С. Приборы автоматического контроля в машиностроении / С.С. Волосов, Е.И. Педь. – М.: Изд-во Машиностроение, 1970. – 310 с.
4. Высоцкий А.В. Пневматические измерения линейных размеров / А.В. Высоцкий, А.П. Курочкин и др. – Маш.гиз, 1963. – 268 с.
5. Гольдштейн А.Е. Физические основы измерительных преобразований: учебн. пособие / А.Е. Гольдштейн. – Томск: Изд-во ТПУ, 2008. – 253 с.
6. Ибрагимов И.А. Элементы и системы пневмоавтоматики /

- И.А. Ибрагимов, Н.Г. Фарзана, М.В. Илясов – М.: Высшая школа, 1975. – 357 с.
7. Иванов А.Г. Измерительные приборы в машиностроении / А.Г. Иванов – М.: Машиностроение, 1964. – 524 с.
8. Легаев В.П. Приборы автоматического контроля и управления в машиностроении: учеб. пособие / В. П. Легаев. – Владим. Гос. Ун-т. – Владимир: Изд-во Владим. гос. ун-та, 2009. – 123 с.
9. Педь Е.И. Активный контроль в машиностроении / Е.И. Педь. – М.: Изд-во Машиностроение, 1991. – 359 с.
10. Рабинович А.И. Пневматические устройства и системы в машиностроении. Справочник / А.И. Рабинович – К.: Техника, 1970. – 396 с.
11. Этингоф М.И. Автоматический размерный контроль на металлорежущих станках / М.И. Этингоф – М.: АПР, 2016. – 336 с.

¹*Васютенко Александр Павлович, канд. техн. наук, доц., доцент, APVasutenko@mail.sevsu.ru, Россия, Севастополь, ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»*

²*Балакин Алексей Игоревич, канд. техн. наук, доц., доцент кафедры, AIBalakin@mail.sevsu.ru, Россия, Севастополь, ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»*

Vasyutenko Alexander Pavlovich, candidate of technical sciences, associate professor, associate professor, APVasutenko@mail.sevsu.ru, Russia, Sevastopol, Sevastopol State University

Balakin Alexey Igorevich, candidate of technical sciences, associate professor, associate professor, AIBalakin@mail.sevsu.ru, Russia, Sevastopol, Sevastopol State University

СРАВНЕНИЕ АЛГОРИТМОВ КЛАСТЕРНОЙ СЕГМЕНТАЦИИ ДАННЫХ РЕНТГЕНОВСКОЙ КОМПЬЮТЕРНОЙ ТОМОГРАФИИ ПОЛИМЕРНЫХ КОМПОЗИЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ

Ширшин А.В.¹, Федоров А.В.²

COMPARISON OF ALGORITHMS FOR CLUSTER SEGMENTATION OF POLYMER COMPOSITES X-RAY COMPUTED TOMOGRAPHY DATA

Shirshin A.V.¹, Fedorov A.V.²

Аннотация. Рентгеновская компьютерная томография (РКТ) является одним из наиболее информативных методов неразрушающего контроля полимерных композиционных материалов (ПКМ) и изделий из них. Одним из важных этапов РКТ изделий из ПКМ является сегментация, автоматизация которой представляет исследовательский интерес. Использованы синтетические данные и данные РКТ, полученные от образцов ПКМ с различной внутренней структурой. Выбрано два алгоритма трёхмерной кластеризации: водоразделов (ВР) и суперпикселей (супервокселей) с линейной итеративной кластеризацией (СЛИК) и оценена их эффективность по параметрам: доля несовпадений границ кластеров и сферичность кластеров, а также производительность по времени разбиения датасета на необходимое число кластеров. Точность совпадения границ на реальных данных при разбиении на 250 кластеров составляет 92 % (СЛИК) и 85 % (ВР). Сферичность кластеров для обоих алгоритмов превышает 50 %, что позволяет в дальнейшем классифицировать их методами радиомического анализа. Отмечен рост времени кластеризации алгоритмом СЛИК при увеличении числа кластеров, при этом производительность алгоритма водоразделов значимо не изменялась во всём диапазоне разбиения.

Abstract. X-ray computed tomography (XCT) is one of the most informative methods of non-destructive testing of polymer composite materials (PCM) and products made from them. One of the important stages of the XCT of PCM products is segmentation, the automation of which is of research interest. Synthetic data and XCT data obtained from PCM samples with different internal structures are used. Two algorithms of three-dimensional clustering were selected: watershed (WS) and simple linear iterative clustering (SLIC) and their effectiveness was evaluated according to the parameters: the proportion of mismatches of cluster boundaries and the sphericity of clusters, as well as the time performance of splitting the dataset into the required number of clusters. The accuracy of matching boundaries on real data when divided into 250 clusters is 92% (SLIC) and 85% (WS). The sphericity of clusters for both algorithms exceeds

50%, which makes it possible to further classify them using radiomic analysis methods. The increase in clustering time by the SLIC algorithm was noted with an increase in the number of clusters, while the performance of the watershed algorithm did not significantly change over the entire partition range.

Ключевые слова. *Полимерные композитные материалы, рентгеновская компьютерная томография, сегментация, алгоритм водоразделов, алгоритм суперпикселей с линейной итеративной кластеризацией.*

Keywords. *Polymer composite materials, X-ray computed tomography, segmentation, watershed algorithm, simple linear iterative clustering algorithm.*

Введение.

Полимерные композитные материалы (ПКМ) в настоящее время широко используются при создании изделий в авиастроении, автомобилестроении, медицине и других отраслях [1-5]. Как и в других композитах, уникальность свойств ПКМ обусловлена не только химическим составом, но и пространственным соотношением компонентов. В свою очередь, применение ряда методов неразрушающего контроля к полимерным композитным материалам ограничено из-за особенностей физических свойств входящих в их состав веществ (электро- и теплопроводности, акустического импеданса). С учётом данных особенностей, одним из наиболее перспективных методов интроскопии изделий из ПКМ является рентгеновская компьютерная томография (РКТ), с последующей сегментацией их компонентов [6-9].

Ручная сегментация РКТ-данных изделий из ПКМ является трудоёмким процессом, поэтому в настоящее время существует множество подходов к автоматизации данного процесса. Они включают методы пороговой бинаризации, выделения контуров и наращивания областей, кластеризации на основе классического машинного обучения и нейронных сетей [10,11]. Методы кластеризации, как правило, демонстрируют более широкие возможности сегментации при увеличении вычислительных затрат по сравнению с методами на основе контуров или областей [12]. Трёхмерная структура томографических данных также требует дополнительных ресурсов на их сегментацию в сравнении с планарными изображениями.

Для снижения затрат на классификацию отдельных вокселей в структуре трёхмерных томографических данных можно использовать методы кластеризации для выделения изотекстурных групп вокселей с последующей их идентификацией по различным, включая радиомические, признакам [13]. Важными требованиями, выдвигаемыми при этом для получаемых кластеров, являются: точность совпадения границ кластеров с истинными границами сегментируемых областей, сохранение объёма и

формы кластеров в приемлемых для их дальнейшего радиомического анализа диапазонах, а также относительно низкая ресурсоёмкость кластеризации.

Целью настоящей работы является оценка эффективности различных способов разделения границ изотекстурных трёхмерных кластеров при рентгеновской компьютерной томографии изделий из полимерных композиционных материалов

Материалы и методы.

В настоящей работе использованы два алгоритма трёхмерной кластеризации: водоразделов (watershed, BP) и суперпикселей (супервокселей) с линейной итеративной кластеризацией (SLIC, СЛИК, СЛ), а также три набора данных: синтетический (синт), синтетический с аффинным преобразованием (аффин) и реальные РКТ-сканы (реал). Синтетический набор данных получен с использованием языка Python 3, библиотек numpy и scipy, путём генерации numpy-массива из двенадцати различных трёхмерных пространственных паттернов размерами 22*22*10 вокселей каждый с последующим добавлением гауссового шума и шума «соль и перец» (Рис.1). Датасет с аффинным преобразованием получен из синтетического датасета путём поворота последнего на 45° вокруг вертикальной оси.

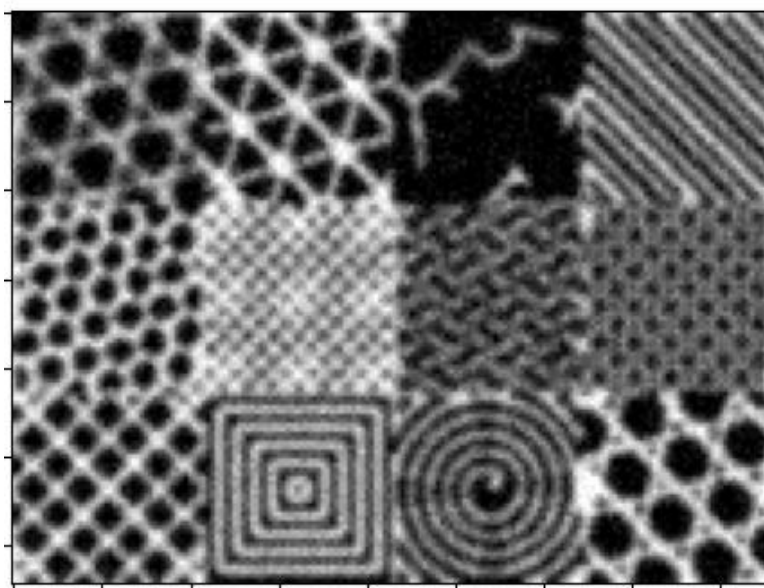


Рис.1 – Фрагмент первого датасета (синтетический набор данных без аффинного преобразования) с 12 кластеризуемыми паттернами заполнения

Для получения третьего датасета были спроектированы в программе FreeCAD (www.freecad.org) и напечатаны на 3D-принтере Ender 3 (Creality, КНР) из полилактида (PLA, Print Product, Россия) образцы ПКМ кубоидной формы размерами 11*11*5 мм с аналогичными синтетическому набору паттернами заполнения. Образцы были отсканированы на компьютерном

томографе Ingenuity CT (Philips, Нидерланды) с размером изотропных реконструированных вокселей 0,5 мм.

Для сегментации полученных данных в программном пакете 3D Slicer [14] была применена пороговая бинаризация с нахождением порогового значения методом треугольника [15], выделением связных областей, соответствующих отдельным образцам, и последующим выполнением морфологической операции закрытия с кубическим ядром шириной три вокселя (Рис.2). Контуры полученных областей были использованы в качестве эталонных для данного датасета. Эталонные контуры для первых двух датасетов были получены на основе проектирования границ паттернов. Ширина контуров во всех случаях составила два вокселя.

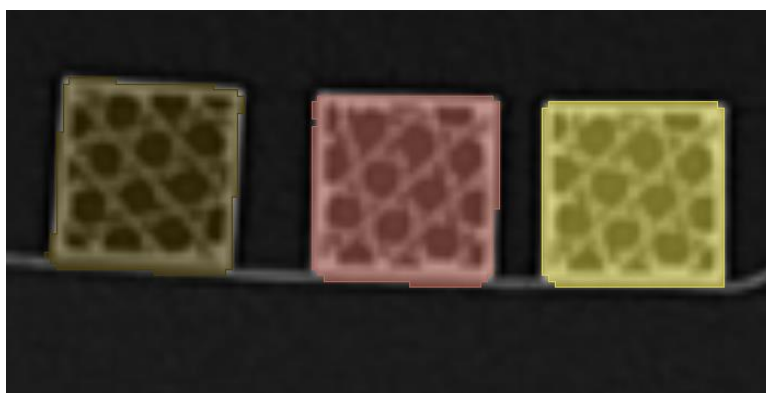


Рис.2 – Фрагмент третьего датасета (на основе РКТ-данных полимерных образцов) с выделенными цветом референсными областями

Полученные датасеты были подвергнуты свёртке с трёхмерными фильтрами Габора, затем последовательно разбиты на кластеры (от 1 до 300 кластеров на датасет, Рис.3) каждым из двух вышеупомянутых алгоритмов.

Для оценки эффективности алгоритмов были использованы три показателя:

- 1) доля несовпадений границ кластеров (точность кластеризации) – отношение суммарного количества вокселей, субмаксимально (без учёта наибольшей отсекаемой эталонной границей доли кластера) выходящих за пределы эталонных границ (Рис.4) к общему объёму кластеров, пересекающих эталонные границы (для оценки совпадения границ);

- 2) сферичность – отношение площади поверхности кластера к площади поверхности сферы того же объёма (для оценки возможности дальнейшей идентификации структуры полученных кластеров);

- 3) время разбиения датасета на необходимое количество кластеров (для оценки скорости выполнения алгоритмов).

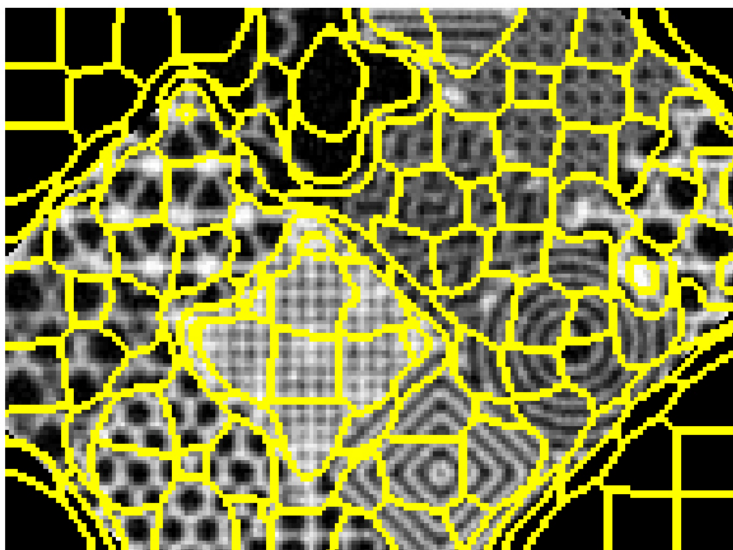


Рис.3 – Пример разбиения на кластеры (границы кластеров выделены жёлтым цветом) фрагмента синтетического датасета с аффинным преобразованием



Рис.4 – Субмаксимальные доли кластеров (градации серого), пересекаемые эталонными контурами паттернов (прямые линии)

Статистические расчёты были проведены с использованием языка Python 3, библиотек `pandas` и `scipy`. Для проверки распределения признаков в датасетах (поклассово) на нормальность был использован критерий Шапиро-Уилка ($p = 0,05$), для оценки корреляции между параметрами – коэффициент Пирсона (пороговое значение $r = 0,7$), для определения значимости различий между рассчитанными показателями эффективности – t-критерий Стьюдента ($p = 0,05$).

Результаты и обсуждение.

Доля несовпадений, как представлено на Рис.5, имела тенденцию к

снижению с ростом числа кластеров, при этом оба алгоритма на тестовых данных и алгоритм SLIC не показали значимого снижения точности после увеличения числа кластеров выше 96 ($p < 0,05$). В свою очередь, алгоритм водоразделов на реальных данных показал значимо более высокую долю несовпадений кластеров, чем алгоритм SLIC ($p < 0,05$).

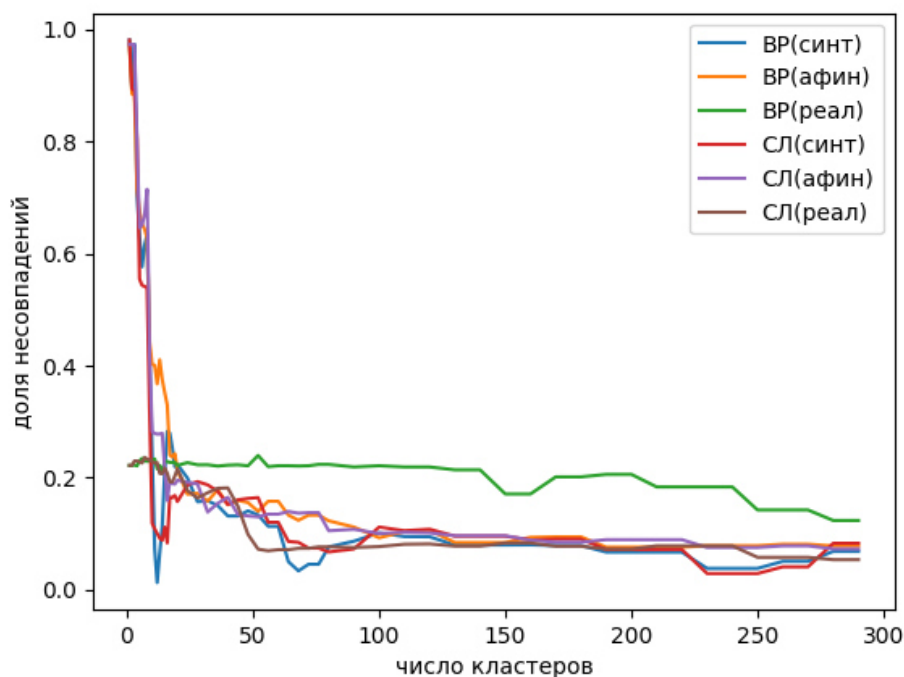


Рис.5 – Доля несовпадений в зависимости от числа кластеров для различных алгоритмов

В качестве порогового значения сферичности принято значение 0,5. Оба алгоритма смогли достичь приемлемой сферичности, тем не менее, алгоритму SLIC на реальных данных требуется для этой цели разбиение не менее, чем на 270 кластеров, в то время как сферичность кластеров тестовых данных, полученных алгоритмом SLIC и всех кластеров, полученных методом водоразделов стабилизируется на значениях не менее 0,6 при разбиении на 60 кластеров (Рис.6). Отмечено значимое снижение сферичности кластеров при переходе от тестовых к реальным данным для алгоритма SLIC ($p < 0,05$).

На всех наборах данных время, затраченное на кластеризацию, для алгоритма водоразделов не зависит от числа кластеров, при этом для алгоритма SLIC отмечается рост среднего времени кластеризации с ростом количества сегментов (Рис.7). В свою очередь, определяется значимое повышение времени разбиения алгоритмом SLIC реальных данных относительно тестовых при числе кластеров >250 ($p < 0,05$).

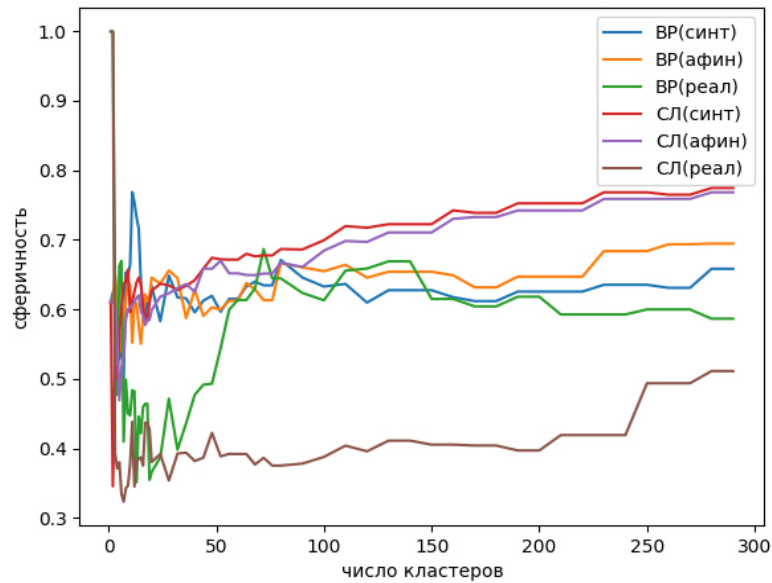


Рис.6 – Средняя сферичность кластеров в зависимости от их числа для каждого из алгоритмов

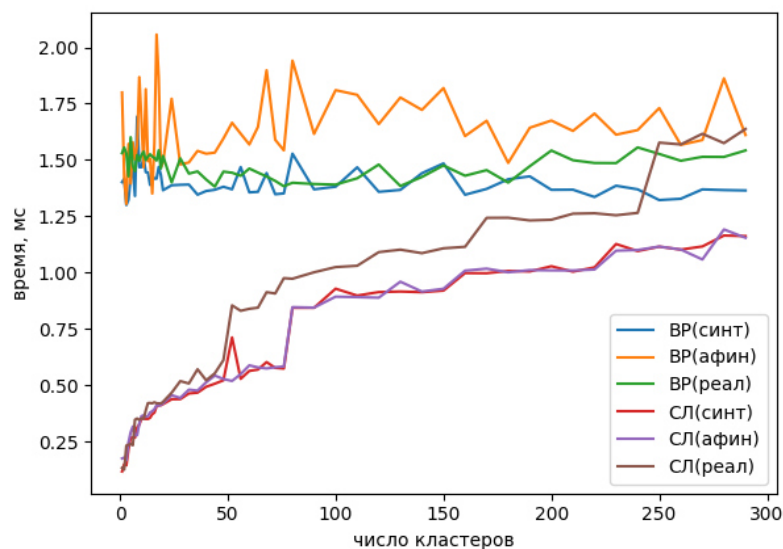


Рис.7 – Среднее время кластеризации для каждого из алгоритмов в зависимости от числа кластеров

Большинство методов сегментации ПКМ, применяемых исследователями, выделяют отдельные компоненты композита (матрикс, волоконные и дисперсные наполнители) [16-18]. Для ряда практических задач, в частности, создания прототипов органов для медицинского обучения, существует необходимость сегментации зон одинаковой композитной структуры (изоструктурных зон) в составе изделия из ПКМ. Например, изделие, имитирующее кость, может содержать участок композита с увеличенным содержанием наполнителя (компактный слой) и участок композита с более разреженной структурой и/или иной

пространственной ориентацией (губчатый слой). При этом химический состав наполнителя в обоих слоях, как правило, не различается, что затрудняет сегментацию как методами контуров и областей вследствие схожих плотностных характеристик материала наполнителя, так и методами кластеризации - по причине отсутствия семантической агрегации сегментированных компонентов. Хороший результат может показать метод кластеризации, основанный на ориентации и анизотропии компонентов композита, но при этом он игнорирует возможные включения воздуха [8].

Алгоритмы СЛИК и ВР используются в первую очередь для двумерных данных, тем не менее имеют возможность работы с трёхмерными данными а также оптимизации некоторых параметров и улучшения производительности [19,20]. При этом сравнения эффективности данных двух алгоритмов для кластеризации данных рентгеновской компьютерной томографии изделий из полимерных композитных материалов в литературе не отмечено.

К ограничениям данного исследования можно отнести относительно малый набор исходных данных и регулируемых опций алгоритмов. Дальнейшие исследования могут быть направлены на оптимизацию параметров алгоритмов с целью улучшения их производительности и проверки устойчивости на различных типах РКТ-данных изделий из ПКМ.

Выводы.

Точность совпадения границ на реальных данных при разбиении на 250 кластеров составляет 92% (СЛ) и 85% (ВР). Сферичность кластеров для обоих алгоритмов превышает 50%, что позволяет производить дальнейшую классификацию и изотекстурное слияние образованных кластеров с использованием радиомического анализа. Отмечен рост времени кластеризации алгоритмом СЛИК при увеличении числа кластеров, что может ограничивать его применение на больших датасетах, при этом производительность алгоритма водоразделов значимо не изменялась во всём диапазоне разбиения.

Библиографический список

1. Dhakate P.D. Shape Memory Polymers and Composites in Aerospace Applications / P.D. Dhakate, S.N. Chordia // International Journal of Engineering Research. – 2020. – Vol. 9. – № 11.
2. Valueva M.I. Polymer Composite Materials And Technologies In The Automotive Industry / M.I. Valueva, A.A. Evdokimov, A.V. Nacharkina, A.M. Gubin // Proceedings of VIAM. – 2022. – № 1. – PP. 53-65.
3. Ramakrishna S. Biomedical applications of polymer-composite materials: a review / S. Ramakrishna, J. Mayer, E. Wintermantel, K.W. Leong //

- Composites Science and Technology. – 2001. – Vol. 61. – № 9. – PP. 1189-1224.
4. Pires L. New Polymeric Composites Based on Two-Dimensional Nanomaterials for Biomedical Applications / L. Pires, F. Magalhães, A. Moreira Pinto // *Polymers*. – 2022. – Vol. 14. – PP. 1464.
 5. Oladele I. Applications and Disposal of Polymers and Polymer Composites: A Review / I. Oladele, S. Adelani, O. Agbabiaka, M. Adegun // *Applications and Disposal of Polymers and Polymer Composites*. – 2022. – Vol. 9. – № 3. – PP. 65-89.
 6. Chen J. Nondestructive testing and evaluation techniques of defects in fiber-reinforced polymer composites: A review / J. Chen, Z. Yu, H. Jin // *Frontiers in Materials*. – 2022. – Vol. 9. – Nondestructive testing and evaluation techniques of defects in fiber-reinforced polymer composites. – URL: <https://www.frontiersin.org/articles/10.3389/fmats.2022.986645>
 7. Garcea S.C. X-ray computed tomography of polymer composites / S.C. Garcea, Y. Wang, P. Withers // *Composites Science and Technology*. – 2017. – Vol. 156.
 8. Straumit I. Quantification of the internal structure and automatic generation of voxel models of textile composites from X-ray computed tomography data / I. Straumit, S. Lomov, M. Wevers // *Composites Part A: Applied Science and Manufacturing*. – 2015. – Vol. 69.
 9. Berg S. Generation of ground truth images to validate micro-CT image-processing pipelines / S. Berg, N. Saxena, M. Shaik, C. Pradhan // *The Leading Edge*. – 2018. – Vol. 37. – PP. 412-420.
 10. Distantе A. Handbook of Image Processing and Computer Vision: Volume 2: From Image to Pattern. Handbook of Image Processing and Computer Vision / A. Distantе, C. Distantе. – 2020.
 11. Chauhan S. Processing of rock core microtomography images: Using seven different machine learning algorithms / S. Chauhan, W. Rühaak, F. Khan [et al.] // *Computers & Geosciences*. – 2016. – Vol. 86. – Processing of rock core microtomography images. – PP. 120-128.
 12. Taneja A.A performance study of image segmentation techniques / A. Taneja, P. Ranjan, A. Ujjlayan // 2015 4th International Conference on Reliability, Infocom Technologies and Optimization (ICRITO) (Trends and Future Directions) 2015 4th International Conference on Reliability, Infocom Technologies and Optimization (ICRITO) (Trends and Future Directions). – Noida, India : IEEE, 2015. – PP. 1-6. – URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7359305/>.
 13. Sukemi. Identification using the K -Means Clustering and Gray Level Co-occurrence Matrix (GLCM) At Maturity Fruit Oil Head / Sukemi, E. Sukrisno // 2019 Fourth International Conference on Informatics and Computing

- (ICIC) 2019 Fourth International Conference on Informatics and Computing (ICIC). – Semarang, Indonesia : IEEE, 2019. – PP. 1-4. – URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8985681/>.
14. 3D Slicer as an Image Computing Platform for the Quantitative Imaging Network / A. Fedorov, R. Beichel, J. Kalpathy-Cramer [et al.] // Magnetic resonance imaging. – 2012. – Vol. 30. – № 9. – PP. 1323-1341.
 15. Zack G.W. Automatic measurement of sister chromatid exchange frequency. / G.W. Zack, W.E. Rogers, S.A. Latt // Journal of Histochemistry & Cytochemistry. – 1977. – Vol. 25. – № 7. – PP. 741-753.
 16. Mendoza A. Descriptive Modeling of Textiles using FE Simulations and Deep Learning. T. 213 / A. Mendoza, R. Trullo, Y. Wielhorski journalAbbreviation: Composites Science and Technology. – 2021.
 17. Sinchuk Y. Variational and Deep Learning Segmentation of Very-Low-Contrast X-ray Computed Tomography Images of Carbon/Epoxy Woven Composites / Y. Sinchuk, P. Kibleur, J. Aelterman [и др.] // Materials. – 2020. – Vol. 13. – PP. 936.
 18. Auenhammer R. Automated X-ray computer tomography segmentation method for finite element analysis of non-crimp fabric reinforced composites / R. Auenhammer, L. Mikkelsen, L. Asp, B. Blinzler // Composite Structures. – 2020. – Vol. 256. – PP. 113-136.
 19. Neubert P. Compact Watershed and Preemptive SLIC: On Improving Trade-offs of Superpixel Segmentation Algorithms / P. Neubert, P. Protzel // Proceedings - International Conference on Pattern Recognition. – 2014. – Compact Watershed and Preemptive SLIC. – PP. 996-1001.
 20. Lowekamp B. Scalable Simple Linear Iterative Clustering (SSLIC) Using a Generic and Parallel Approach / B. Lowekamp, D. Chen, Z. Yaniv, T. Yoo // The Insight Journal. – 2018.

¹*Шуришин Александр Вадимович, asmdot@gmail.com, Россия, Санкт-Петербург, ФГАОУ ВО «Национальный исследовательский университет ИТМО»*

²*Федоров Алексей Владимирович, д-р техн. наук, проф., профессор, afedor62@yandex.ru, Россия, Санкт-Петербург, ФГАОУ ВО «Национальный исследовательский университет ИТМО»*

Shirshin Aleksandr Vadimovich, asmdot@gmail.com, Russia, Saint-Petersburg, ITMO University

Fedorov Alexey Vladimirovich, doctor of technical sciences, professor, professor, afedor62@yandex.ru, Russia, Saint-Petersburg, ITMO University

АВТОМАТИЗАЦИЯ И ИЗМЕРЕНИЯ В МАШИНО-ПРИБОРОСТРОЕНИИ

Научный журнал
Выпуск №4(28) 2024 г.

16+

Рубрики в соответствии с номенклатурой научных специальностей:

- 1.2.2. Математическое моделирование, численные методы и комплексы программ
- 2.2.8. Методы и приборы контроля и диагностики материалов, изделий, веществ и природной среды
- 2.3.3. Автоматизация и управление технологическими процессами и производствами

Адрес редакции:

299053, г. Севастополь, ул. Университетская, д. 33.

Телефон редакции: 8(692)550077

https://www.sevsu.ru/nauka/nt-potencial/pechat-izdaniya-vedushim/avtomatizatsiya-i-izmereniya-v-mashino-priborostroenii/?clear_cache=Y

e-mail: appr.sevgu@yandex.ru

Отпечатано в издательстве СевГУ,

адрес типографии ФГАОУ ВО СевГУ:

299015, г. Севастополь, ул. Курчатова 7.

Публикуемые материалы прошли обязательную процедуру рецензирования и экспертного отбора. Авторы опубликованных материалов несут полную ответственность за подбор и точность приведенных фактов, цитат, данных, имен собственных и прочих сведений.

Редакция не несет ответственности за нарушение авторами исключительных прав на результаты интеллектуальной деятельности третьих лиц. Мнение редакционной коллегии может не совпадать с позицией авторов статей. При перепечатке материалов ссылка на научный журнал «Автоматизация и измерения в машино- приборостроении» обязательна.

Учредитель и издатель

ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет» ул. Университетская, 33.
Севастополь, 299053.

Зарегистрирован Федеральной службой по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций

№ рег. СМИ: ПИ№ФС77-73958 от 12.окт. 2018 г.

Главный редактор: Филипович Олег Викторович

Подписано к печати 18.11.2024. Заказ 30/2024. Дата выхода в свет: 20.12.2024. Тираж: 50 экз.
Цена свободная. Формат 60×84/8. Бумага офсетная. Объем усл. печ. л. 13,14.

Севастополь, 2024