

МЕХАТРОНИКА, АВТОМАТИЗАЦИЯ, УПРАВЛЕНИЕ

№ 9 (162)

сентябрь

2014

Редакционный совет:

VIDYADHAR S., PhD, prof.
JEN-HWA GUO, PhD, prof.
JERRY L., PhD, prof.
KATALINIC B., PhD, prof.
АЛИЕВ Т. А., акад. НАНА, проф.
АНШАКОВ Г. П., чл.-корр. РАН, проф.
БОЛОТНИК Н. Н., чл.-корр. РАН, проф.
ВАСИЛЬЕВ С. Н., акад. РАН, проф.
КАЛЯЕВ И. А., чл.-корр. РАН, проф.
КРАСНЕВСКИЙ Л. Г., чл.-корр. НАНБ, проф.
КУЗНЕЦОВ Н. А., акад. РАН, проф.
ЛЕОНОВ Г. А., чл.-корр. РАН, проф.
МАТВЕЕНКО А. М., акад. РАН, проф.
МИКРИН Е. А., акад. РАН, проф.
ПЕШЕХОНОВ В. Г., акад. РАН, проф.
РЕЗЧИКОВ А. Ф., чл.-корр. РАН, проф.
СЕБРЯКОВ Г. Г., чл.-корр. РАН, проф.
СИГОВ А. С., акад. РАН, проф.
СОЙФЕР В. А., чл.-корр. РАН, проф.
СОЛОВЬЕВ В. А., чл.-корр. РАН, проф.
СОЛОМЕНЦЕВ Ю. М., чл.-корр. РАН, проф.
ФЕДОРОВ И. Б., акад. РАН, проф.
ЧЕНЦОВ А. Г., чл.-корр. РАН, проф.
ЧЕРНОУСЬКО Ф. Л., акад. РАН, проф.
ШЕРБАТЮК А. Ф., чл.-корр. РАН, проф.
ЮСУПОВ Р. М., чл.-корр. РАН, проф.

Главный редактор:

ФИЛИМОНОВ Н. Б., д. т. н., с. н. с.

Заместители гл. редактора:

ПОДУРАЕВ Ю. В., д. т. н., проф.
ПУТОВ В. В., д. т. н., проф.
ЮШЕНКО А. С., д. т. н., проф.

Ответственный секретарь:

БЕЗМЕНОВА М. Ю.

Редакционная коллегия:

АЛЕКСАНДРОВ В. В., д. ф.-м. н., проф.
АНТОНОВ Б. И.
АРШАНСКИЙ М. М., д. т. н., проф.
БУКОВ В. Н., д. т. н., проф.
ВИТТИХ В. А., д. т. н., проф.
ГРАДЕЦКИЙ В. Г., д. т. н., проф.
ИВЧЕНКО В. Д., д. т. н., проф.
ИЛЬЯСОВ Б. Г., д. т. н., проф.
КОЛОСОВ О. С., д. т. н., проф.
КОРОСТЕЛЕВ В. Ф., д. т. н., проф.
ЛЕБЕДЕВ Г. Н., д. т. н., проф.
ЛОХИН В. М., д. т. н., проф.
ПАВЛОВСКИЙ В. Е., д. ф.-м. н., проф.
ПРОХОРОВ Н. Л., д. т. н., проф.
ПШИХОПОВ В. Х., д. т. н., проф.
РАПОПОРТ Э. Я., д. т. н., проф.
СЕРГЕЕВ С. Ф., д. пс., с. н. с.
ФИЛАРЕТОВ В. Ф., д. т. н., проф.
ФРАДКОВ А. Л., д. т. н., проф.
ФУРСОВ В. А., д. т. н., проф.
ЮРЕВИЧ Е. И., д. т. н., проф.

Редакция:

ГРИГОРИН-РЯБОВА Е. В.

СОДЕРЖАНИЕ

МЕТОДЫ ТЕОРИИ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

- Ловчаков В. И.** Функции переключения оптимального по быстродействию регулятора для четырехкратного интегратора 3
- Анисимов Д. Н., Дроздова Е. Д., Новиков В. Н.** Исследование свойств нечеткого аппроксимирующего ПД регулятора 6
- Ильин Е. Д., Ширяев В. И.** О гарантированном оценивании возмущений в линейных динамических системах 12

РОБОТОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

- Градецкий В. Г., Князьков М. М., Крюкова А. А., Семёнов Е. А., Суханов А. Н., Фомин Л. Ф.** Динамика вакуумных контактных устройств мобильных роботов . . . 17
- Тягунов О. А., Теплов М. А.** Парето-оптимальная настройка типовых регуляторов в системе стабилизации курса мобильного робототехнического комплекса 23

ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ И ВИБРОЗАЩИТНЫЕ СИСТЕМЫ

- Шароватов В. Т., Чернущь П. П.** Математическая модель силовой части оболочкового пневмоцилиндра одностороннего действия толкающего типа 30
- Лебедев В. А., Плехотко Г. А.** Электропривод подачи электродной проволоки в механизированном оборудовании для дуговой сварки с обратной связью по технологическому процессу 37
- Бурьян Ю. А., Сорокин В. Н., Галуза Ю. Ф., Поляков С. Н.** Активная виброизоляция опоры с экстремальной системой управления 41

ИЗМЕРЕНИЯ, КОНТРОЛЬ И ДИАГНОСТИКА ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

- Мелентьев В. С., Батищев В. И., Евстифеева Т. С., Левина К. Д.** Исследование метода измерения параметров емкостных датчиков перемещения 45
- Большаков А. А., Кулик А. А., Глазков В. П., Лобанов В. В.** Разработка системы контроля режима технологической тренировки приемно-усилительных ламп 49
- Будко П. А., Винограденко А. М., Литвинов А. И.** Экспериментальные исследования кинетического метода контроля и диагностики технических средств 53

Журнал в журнале "УПРАВЛЕНИЕ И ИНФОРМАТИКА В АВИАКОСМИЧЕСКИХ И МОРСКИХ СИСТЕМАХ"

- Девятисильный А. С., Числов К. А.** Интегрированная нейросетевая система оценки параметров ориентации подвижной платформы 60
- Костишин М. О., Шукалов А. В., Парамонов П. П., Жаринов И. О., Жаринов О. О.** Алгоритмы автоматизации конфигурирования грузочных компонентов аэронавигационной информации и геоинформационных данных авионики 64

Журнал входит в Перечень периодических изданий, рекомендованных ВАК РФ для публикации основных результатов диссертаций на соискание ученой степени доктора и кандидата наук; журнал включен в систему Российского индекса научного цитирования

Информация о журнале доступна по сети Internet по адресу:
<http://novtex.ru/mech>, e-mail: mech@novtex.ru

MECHATRONICS, AUTOMATION, CONTROL



МЕХАТРОНИКА, АВТОМАТИЗАЦИЯ, УПРАВЛЕНИЕ

Editorial Council:

ALIEV T. A., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 ANSHAKOV G. P., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 BIDYADHAR S., PhD, prof.
 BOLOTNIK N. N., Dr. Sci. (Phys.-Math.), prof.
 VASILYEV S.N., Dr. Sci. (Phys.-Math.), prof.
 JEN-HWA GUO, PhD, prof.
 JERRY L., PhD, prof.
 KALYAEV I. A., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 KATALINIC B., PhD, prof.
 KRASNEVSKIY L. G., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 KUZNETSOV N. A., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 LEONOV G. A., Dr. Sci. (Phys.-Math.), prof.
 MATVEENKO A. M., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 MIKRIN E. A., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 PESHEKHONOV V. G., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 REZCHIKOV A. F., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 SEBRYAKOV G. G., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 SIGOV A. S., Dr. Sci. (Phys.-Math.), prof.
 SOJFER V. A., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 SOLOVJEV V. A., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 SOLOMENTSEV Yu. M., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 FEDOROV I. B., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 CHENTSOV A. G., Dr. Sci. (Phys.-Math.), prof.
 CHERNOUSKO F. L., Dr. Sci. (Phys.-Math.), prof.
 SCHERBATYUK A. F., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 YUSUPOV R. M., Dr. Sci. (Tech.), prof.

Editor-in-Chief:

FILIMONOV N. B., Dr. Sci. (Tech.), prof.

Deputy Editor-in-Chief:

PODURAEV Yu. V., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 PUTOV V. V., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 YUSCHENKO A. S., Dr. Sci. (Tech.), prof.

Responsible Secretary:

BEZMEENOVA M. Yu.

Editorial Board:

ALEXANDROV V. V., Dr. Sci. (Phys.-Math.), prof.
 ANTONOV B. I.
 ARSHANSKY M. M., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 BUKOV V. N., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 VITTIKH V. A., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 GRADETSKY V. G., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 IVCHENKO V. D., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 ILYASOV B. G., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 KOLOSOV O. S., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 KOROSTELEV V. F., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 LEBEDEV G. N., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 LOKHIN V. M., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 PAVLOVSKY V. E., Dr. Sci. (Phys.-Math.), prof.
 PROKHOROV N. L., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 PSHIKHOPOV V. Kh., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 RAPOPORT E. Ya., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 SERGEEV S. F., Dr. Sci. (Psychol.), prof.
 FILARETOV V. F., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 FRADKOV A. L., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 FURSOV V. A., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 YUREVICH E. I., Dr. Sci. (Tech.), prof.

Editorial Staff:

GRIGORIN-RYABOVA E.V.

CONTENTS

METHODS OF THE THEORY OF AUTOMATIC CONTROL

- Lovchakov V. I.** Switching Functions of the Optimum Speed Regulator for Four Integrators 3
Anisimov D. N., Drozdova E. D., Novikov V. N. Construction of Fuzzy Regulator Approximating Model Based on Identification by the Method of Exponential Modulation 6
Ilin E. D., Shiryayev V. I. About Guaranteed Estimation of Disturbances in Linear Dynamic Systems 12

ROBOTIC SYSTEMS

- Gradetsky V. G., Knyazkov M. M., Kriukova A. A., Semionov E. A., Sukhanov A. N., Fomin L. F.** Dynamics of Vacuum Contact Devices of Mobile Robots 17
Tyagunov O. A., Teplov M. A. Pareto-Optimal Adjustment of the Typical Regulators in the Stabilization Robot's Azimuth System's of the Mobile Robotic Complex 23

EXECUTIVE AND VIBRATION PROTECTION SYSTEM

- Sharovатов V. T., Chernus' P. P.** Mathematical Model of a Strength Part of a Push Type Single-Acting Rodless Pneumatic Cylinder 30
Lebedev V. A., Plehotko G. A. Electric Wire Feed in Mechanized Arc Welding Equipment Feedback on Process 37
Burian Yu. A., Sorokin V. N., Galuza Yu. F., Poliakov S. N. Active Vibration Mount with Extremal System Control 41

MEASUREMENT, CONTROL AND DIAGNOSTICS OF TECHNICAL SYSTEMS

- Melentiev V. S., Batishchev V. I., Evstifeeva T. S., Levina K. D.** Investigation of the Method of Measuring the Parameters of Capacitive Displacement Sensors 45
Bolshakov A. A., Kulik A. A., Glazkov V. P., Lobanov V. V. Designing System for Control of Training Technology the Receiving and Amplifying Tubes 49
Budko P. A., Vinogradenko A. M., Litvinov A. I. Pilot Studies on Application Kinetic Control Method and Diagnostics Technical Means 53

Journal within journal

"CONTROL AND INFORMATICS IN THE AEROSPACE AND MARINE SYSTEMS"

- Devyatisil'nyi A. S., Chislov K. A.** Integrated Neural Network System For Evaluation of Mobile Platform Orientation Parameters 60
Kostishin M. O., Shukalov A. V., Paramonov P. P., Zharinov I. O., Zharinov O. O. Algorithms Automation Configuration Bootable Components Aeronautical Information and Geoinformation Data Avionics 64

Information about the journal is available online at:
<http://novtex.ru/mech>, e-mail: mech@novtex.ru

УДК 681.513

В. И. Ловчаков, д-р техн. наук, проф., lovvi50@mail.ru,
Тульский государственный университет

Функции переключения оптимального по быстродействию регулятора для четырехкратного интегратора

Для объекта управления, представляющего собой последовательное соединение четырех интеграторов, синтезируется регулятор, оптимальный по быстродействию. Функция переключения оптимального релейного регулятора находится решением линейного уравнения в частных производных с использованием его интегральных базисов. Определены две функции переключения регулятора, обеспечивающие оптимальное быстродействие системы управления.

Ключевые слова: критерий быстродействия, оптимальный регулятор, функция переключения, уравнение в частных производных, интегральный базис

Постановка задачи управления

Для повышения эффективности функционирования многих технологических процессов, производственных агрегатов, электромеханических систем желательно, чтобы системы управления, входящие в их состав, отвечали критерию оптимальности по быстродействию, который определяет непосредственно их производительность. Однако решение задач оптимального управления по критерию быстродействия в форме обратной связи, как показывает анализ известных работ [1–12], представляет серьезную теоретическую проблему даже для линейных объектов относительно невысокого порядка ($n \geq 3$). Необходимо отметить, что существует большое число (оцениваемое сотнями) работ, посвященных синтезу и анализу оптимальных по быстродействию систем управления, и в списке литературы данной статьи указаны основные монографии, суммарная библиография которых отчасти отражает это множество работ. Анализ работ показал, что задача быстродействия полностью решена для объектов второго порядка методом фазовой плоскости [1–3, 5, 6]. Для объектов третьего порядка быстродействующее управление точно (аналитически) найдено только в отдельных случаях, в частности, для трех последовательно соединенных интеграторов [2], соединения двух интеграторов и апериодического звена [1–3], соединения интегратора и двух апериодических звеньев [1, 3]. При этом существенным образом использовались геометрические методы (построения), например, проекции вынужденных траекторий объекта в трехмерном фазовом пространстве на соответствующие плоскости [1, 2]. Для объектов высокого порядка ($n \geq 4$) применение метода фазовой плоскости и геометрических построений существенно затруднено (практически невозможно), и, как следствие, для них неизвестны аналитические решения задачи быстродействия. В связи

с этим многие работы [4, 6–11] направлены на разработку различных способов нахождения аппроксимационного решения задачи оптимального быстродействия и, в частности, на определение различных аппроксимаций поверхности переключения оптимального релейного регулятора [6, 7, 10, 11]. Результат такого решения называется *квазиоптимальным управлением*. Также необходимо подчеркнуть, что общие теоретические результаты перечисленных работ иллюстрируются примерами синтеза оптимальных управлений для объектов не выше третьего порядка.

Настоящая работа, в отличие от указанных, посвящена нахождению точного закона обратной связи, оптимальной по быстродействию, для объекта управления, представляющего собой последовательное соединение четырех интеграторов

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= x_2(t), \quad \dot{x}_2(t) = x_3(t), \quad \dot{x}_3(t) = x_4(t), \\ \dot{x}_4(t) &= bu(t), \quad |u(t)| \leq U_{\max} = 1, \end{aligned} \quad (1)$$

где $x_i(t)$ — фазовые координаты, составляющие вектор состояния X объекта и имеющие физический смысл отклонения переменных объекта от заданного режима; $u(t)$ — сигнал управления; b — параметр объекта.

Предлагаемый аналитический подход к синтезу оптимального по быстродействию регулятора, основанный на решении соответствующего линейного уравнения в частных производных с использованием его интегральных базисов, в отличие от известных методов, позволил установить существенную особенность оптимального регулятора для объекта (1): максимальное быстродействие достигается с использованием различных линейно независимых функций переключения.

Как следует из теории синтеза быстродействующих систем управления [2–5], для объекта (1) необходимы четыре интервала управления, причем

для последних трех интервалов согласно решению задачи оптимального быстрогодействия для трех интеграторов эти управления известны [3, 12]:

$$u_4(X) = -\text{sign}[x_4(t)]; \quad (2)$$

$$u_3(X) = -\text{sign}[\psi_3(x_3, x_4)] = -\text{sign}\left[x_3 + \frac{1}{2b}x_4|x_4|\right]; \quad (3)$$

$$u_2(X) = -\text{sign}[\psi_2(X)] = -\text{sign}\left[x_2 + \frac{x_4^3}{3b^2} + \frac{x_3x_4\text{sign}\psi_3}{b} + \frac{\text{sign}\psi_3}{b^2}\sqrt{(b\text{sign}\psi_3 \cdot x_3 + 0,5x_4^2)^3}\right]. \quad (4)$$

Найдем быстродействующее управление на первом интервале и, соответственно, искомый закон обратной связи для объекта (1).

Определение интегрального базиса искомого решения

На первом интервале управление определяется соотношением $u_1(t) = -\text{sign}[\psi_1(X(t))]$, в котором функция переключения $\psi_1(x_1, x_2, x_3, x_4)$ удовлетворяет следующему уравнению в частных производных:

$$\frac{\partial\psi_1(X)}{\partial x_1}x_2 + \frac{\partial\psi_1(X)}{\partial x_2}x_3 + \frac{\partial\psi_1(X)}{\partial x_3}x_4 + \frac{\partial\psi_1(X)}{\partial x_4}bu_2 = 0, \quad (5)$$

где константа $u_2 = -\text{sign}[\psi_2(X)]$ (данная функция не изменяется на первом интервале, она меняет значение только на следующем втором интервале управления) [13, 14].

Как известно [15], решение уравнения (5) можно искать в виде некоторой дифференцируемой по своим аргументам функции

$$\psi_1(X) = F(C_1(X), C_2(X), \dots, C_j(X)),$$

зависящей от его интегральных базисов $C_j(X)$, $j = 1 \dots n-1$ ($n=4$). Функции $C_j(X)$ являются первыми интегралами дифференциальных уравнений характеристик уравнения в частных производных (5), а именно

$$\frac{dx_1}{x_2} = \frac{dx_4}{bu_2}, \quad \frac{dx_2}{x_3} = \frac{dx_4}{bu_2}, \quad \frac{dx_3}{x_4} = \frac{dx_4}{bu_2}. \quad (6)$$

Интегрированием уравнений (6) найдем независимые первые интегралы, число которых равно $n-1=3$.

Из последнего уравнения системы (6) $bu_2dx_3 = x_4dx_4$ определяем интеграл

$$bu_2x_3 = x_4^2/2 - C_1 \rightarrow C_1 = bx_3\text{sign}\psi_2 + x_4^2/2. \quad (7)$$

Из второго уравнения системы (6) с учетом (7) получаем

$$dx_2 = \frac{x_3}{bu_2}dx_4 = \frac{1}{-b\text{sign}\psi_2}\left(\frac{C_1}{b\text{sign}\psi_2} - \frac{x_4^2}{2b\text{sign}\psi_2}\right)dx_4 = \left(-\frac{C_1}{b^2} + \frac{x_4^2}{2b^2}\right)dx_4.$$

Отсюда интегрированием определяем

$$x_2 = -\frac{C_1}{b^2}x_4 + \frac{x_4^3}{6b^2} + C_2 = \\ = \frac{-x_4}{b^2}(bx_3\text{sign}\psi_2 + x_4^2/2) + \frac{x_4^3}{6b^2} + C_2.$$

Таким образом, следующий первый интеграл имеет вид

$$C_2(X) = x_2 + \frac{1}{b}x_3x_4\text{sign}\psi_2 + \frac{x_4^3}{3b^2}. \quad (8)$$

Аналогичным образом решением первого уравнения системы (6) находится

$$C_3(X) = x_1 + \frac{1}{b}x_2x_4\text{sign}\psi_2 + \frac{1}{2b^2}x_3x_4^2 + \frac{x_4^4}{8b^2}\text{sign}\psi_2. \quad (9)$$

Таким образом, независимый интегральный базис решений уравнения в частных производных (5) описывается функциями (7), (8) и (9).

Определение функции переключения оптимального регулятора

Для построения искомой функции переключения $\psi_1(X) = F(C_1(X), C_2(X), C_3(X))$ необходимо сконструировать функцию $F(\dots)$, отвечающую условию оптимальности регулятора по быстродействию [12]:

$$|f(X)| = \varphi(X), \quad (10)$$

где

$$f(X) = \frac{\partial\psi_1(X)}{\partial x_1}x_2 + \frac{\partial\psi_1(X)}{\partial x_2}x_3 + \frac{\partial\psi_1(X)}{\partial x_3}x_4, \\ \varphi(X) = \frac{\partial\psi_1(X)}{\partial x_4}b.$$

При конструировании функции $F(\dots)$ использовался опыт решения задачи быстрогодействия для трех интеграторов. Во-первых, функция $F(\dots)$ определялась в форме

$$F(C_1(X), C_2(X), C_3(X)) = C_3(X) + F_1(C_1(X), C_2(X)).$$

Во-вторых, поиск функции $F_1(C_1(X), C_2(X))$ осуществлялся в структуре полиномов с дробными степенями.

Процедура поиска подходящих полиномов методически была простой: на начальном этапе предположительно оптимальные функции переключения проверялись моделированием соответствующих систем управления, а на заключительном этапе — проверкой выполнения для них условия оптимальности (10). При моделировании оценивалась близость моментов переключения моделируемой релейной системы к известным моментам переключения

программного управления четырьмя интеграторами, оптимального по быстродействию [3]:

$$t_i = 4_n \sqrt{\frac{(n-1)!}{4} \left| \frac{x_{1k} - x_{10}}{b} \right|} \sin^2\left(\frac{i\pi}{2n}\right), i = 1, 2, \dots, n = 4, (11)$$

где x_{1k} , x_{10} — конечное и начальное значения фазовой координаты $x_1(t)$ объекта, причем аналогичные значения других фазовых координат считаются нулевыми.

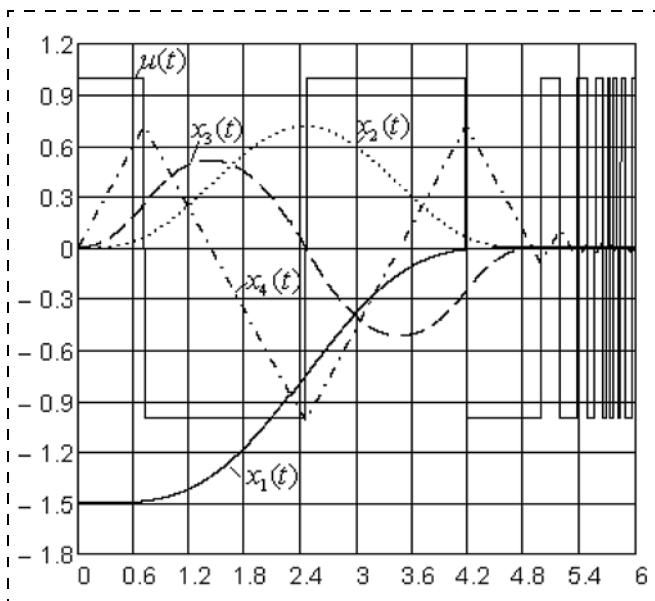
Проведенное моделирование выделило класс функций переключения вида

$$F(C_1(X), C_2(X), C_3(X)) = C_3(X) + K \cdot C_1(X)C_2(X)^{2/3} \text{sign}(\psi_2(X)), (12)$$

$$F(C_1(X), C_2(X), C_3(X)) = C_3(X) + K \cdot C_2(X)[C_1(X)C_2(X)]^{1/5} \text{sign}(\psi_2(X)) (13)$$

с различными значениями коэффициента K . Результаты моделирования в пакете компьютерной математики MathCAD системы управления с функцией (12) при $K \approx 5,077$, $b = 1$ представлены на рисунке. Подчеркнем, что моменты переключения управляющего сигнала на рисунке практически совпадают (с точностью моделирования) с моментами, вычисленными по формуле (11): $t_1 = 0,71744$, $t_2 = 2,44949$, $t_3 = 4,18154$, $t_4 = 4,87412$. Это совпадение при указанных начальных условиях было обеспечено соответствующим подбором значения коэффициента $K \approx 5,077$. Однако в дальнейшем при данном значении K аналогичное совпадение наблюдалось при всех задаваемых начальных условиях исследуемой системы.

Интересно отметить, что результаты моделирования системы управления с функцией (13) с тем же значением коэффициента $K \approx 5,077$ практически не отличаются от результатов, показанных на рисунке,



Переходные процессы оптимальной по быстродействию системы с начальными условиями $x_{10} = -1,5$, $x_{20} = x_{30} = x_{40} = 0$

и поэтому не представлены дополнительным рисунком. При проверке выполнения для функций (12), (13) условия оптимальности (10) установлено, что равенство (10) может выполняться при любом значении коэффициента K , т. е. условие быстродействия (10) подтверждает правильность выбранной структуры функций переключения (12), (13), но не позволяет определить конкретное значение коэффициента.

Следовательно, рассматриваемая задача оптимального быстродействия имеет не единственное решение: управления с различными линейно независимыми функциями переключения (12) и (13) определяют в системе регулирования одинаковое быстродействие. При этом не исключено, что для исследуемого объекта управления, кроме указанных быстродействующих законов обратной связи, существуют и иные функции переключения, обеспечивающие эквивалентное быстродействие.

Список литературы

1. Павлов А. А. Синтез релейных систем, оптимальных по быстродействию. М.: Наука, 1966. 390 с.
2. Атанс М., Фалб П. Л. Оптимальное управление. М.: Машиностроение, 1968. 764 с.
3. Техническая кибернетика. Теория автоматического управления. Кн. 3. Ч. II. Теория нестационарных, нелинейных и самонастраивающихся систем автоматического регулирования / Под ред. проф. В. В. Солодовникова. М.: Машиностроение, 1969. 368 с.
4. Антомонов Ю. Г. Синтез оптимальных систем. Киев: Наукова думка, 1972. 320 с.
5. Иванов В. А., Фалдин Н. В. Теория оптимальных систем автоматического управления. М.: Наука, 1981. 336 с.
6. Фалдин Н. В. Синтез оптимальных по быстродействию замкнутых систем управления. Тула: Тип. ТулГУ, 1990. 100 с.
7. Клюев А. С., Колесников А. А. Оптимизация автоматических систем управления по быстродействию. М.: Энергоиздат, 1982. 240 с.
8. Колесников А. А., Гельфгат А. Г. Проектирование многокритериальных систем управления промышленными объектами. М.: Энергоатомиздат, 1993. 304 с.
9. Акуленко Л. Д., Костин В. Г. Оптимальное по быстродействию управление в системе третьего порядка с несимметричными ограничениями // Доклады РАН. 2000. № 2. С. 169–173.
10. Нейдорф Р. А., Чан Н. Н. Рекуррентно-диффеоморфный синтез квазиоптимальных по быстродействию ограниченных законов управления // Информатика и системы управления. 2006. № 2. С. 119–128.
11. Нейдорф Р. А., Чан Н. Н. Синтез законов квазиоптимального по быстродействию управления на основе динамической аппроксимации // Тр. междунар. науч. конф. "Математические методы в технике и технологиях ММТТ-19". Воронеж, 2006. № 2. С. 110–113.
12. Сухинин Б. В., Сурков В. В., Ловчаков В. И., Соловьев А. Э. Аналитическое конструирование оптимальных регуляторов по критериям точности, быстродействию, энергосбережению. Тула: Изд-во ТулГУ, 2005. 300 с.
13. Ловчаков В. И., Сухинин Б. В., Сурков В. В., Ловчаков Е. В. Решение задачи быстродействия для одного класса нелинейных объектов управления // Тр. междунар. науч. конф. "Математические методы в технике и технологиях ММТТ-24". Саратов: Изд. Сарат. гос. техн. ун-та, 2011. Т. 2. С. 61–65.
14. Ловчаков В. И. К решению задачи оптимального быстродействия для четырех интеграторов. // Тр. междунар. науч. конф. "Математические методы в технике и технологиях ММТТ-26". Нижний Новгород: Изд. Нижегород. гос. техн. ун-та, 2013. Т. 2. Секц. 2. С. 5–7.
15. Зайцев В. Ф., Полянин А. Д. Справочник по дифференциальным уравнениям с частными производными первого порядка. М.: Физматлит, 2003. 416 с.

Switching Functions of the Optimum Speed Regulator for Four Integrators

Solution of time optimal control problem in the feedback form is actual technical and theoretical problem even for linear objects of low order. There is high practical demand for fast-acting control systems, directly defining performance of many technical devices and aggregates. But, in spite of this, time optimal control problem is completely (analytically) solved only for second order objects. For third order objects time optimal control is exactly obtained only for several cases, specifically, for series connection of three integrators. Thus for fourth and higher order objects analytical solutions of time optimal control problem are unknown.

The present work is devoted to the development of exactly time optimal feedback algorithm for the control object, consisted of four series-connected integrators. Switching function of optimal relay regulator is obtained by the solution of partial differential equation using its integral bases. Two switching functions providing time optimality of control system are determined. These functions are found in the form of polynomials with fractional powers of integral basis elements. It is proposed a hypothesis that for investigated control object, aside of mentioned time optimal feedback laws, other switching functions exist having analogous structure and equivalent performance.

Keywords: criterion of speed, an optimum regulator, switching function, the equation in private derivatives, integrated basis

References

1. **Pavlov A. A.** Sintez releyных систем, optimal'nykh po bystrodeystviyu. M.: Nauka, 1966. 390 p.
2. **Atans M., Falb P. L.** Optimal'noe upravlenie. M.: Mashinostroyeniye, 1968. 764 p.
3. **Tekhnicheskaya kibernetika.** Teoriya avtomaticheskogo upravleniya. Kn. 3. Ch. II. Teoriya nestatsionarnykh, nelineynykh i samonastroyayushchikhsya sistem avtomaticheskogo regulirovaniya. Pod red. prof. V. V. Solodovnikova. M.: Mashinostroyeniye, 1969. 368 p.
4. **Antomonov Yu. G.** Sintez optimal'nykh sistem. Kiev: Naukova dumka, 1972. 320 p.
5. **Ivanov V. A., Faldin N. V.** Teoriya optimal'nykh sistem avtomaticheskogo upravleniya. M.: Nauka, 1981. 336 p.
6. **Faldin N. V.** Sintez optimal'nykh po bystrodeystviyu zamknytykh sistem upravleniya. Tula: Tip. TulGU, 1990. 100 p.
7. **Klyuev A. S., Kolesnikov A. A.** Optimizatsiya avtomaticheskikh sistem upravleniya po bystrodeystviyu. M.: Energoizdat, 1982. 240 p.
8. **Kolesnikov A. A., Gel'fgat A. G.** Proektirovaniye mnogokriterial'nykh sistem upravleniya promyshlennymi ob'ektami. M.: Energoatomizdat, 1993. 304 p.
9. **Akulenko L. D., Kostin V. G.** Optimal'noe po bystrodeystviyu upravlenie v sisteme tret'ego poryadka s nesimmetrichnymi ogranicheniyami. *Doklady RAN.* 2000. N. 2. P. 169—173.
10. **Neydorf R. A., Chan N. N.** Rekurrentno-diffeomorfnyy sintez kvazioptimal'nykh po bystrodeystviyu ograniченныkh zakonov upravleniya. *Informatika i sistemy upravleniya.* 2006. N. 2. P. 119—128.
11. **Neydorf R. A., Chan N. N.** Sintez zakonov kvazioptimal'nogo po bystrodeystviyu upravleniya na osnove dinamicheskoy approksimatsii. *Tr. mezhdunar. nauch. konf. "Matematicheskie metody v tekhnike i tekhnologiyakh MMTT—19"*. Voronezh, 2006. N. 2. P. 110—113.
12. **Sukhinin B. V., Surkov V. V., Lovchakov V. I., Solov'ev A. E.** Analiticheskoe konstruirovaniye optimal'nykh regulyatorov po kriteriyam tochnosti, bystrodeystviyu, energosberezheniyu. Tula: Izd-vo TulGU, 2005. 300 p.
13. **Lovchakov V. I., Sukhinin B. V., Surkov V. V., Lovchakov E. V.** Resheniye zadachi bystrodeystviya dlya odnogo klassa nelineynykh ob'ektov upravleniya. *Tr. mezhdunar. nauch. konf. "Matematicheskie metody v tekhnike i tekhnologiyakh MMTT—24"*. Saratov: Izd. Sarat. gos. tekhn. un-ta, 2011. Iss. 2. P. 61—65.
14. **Lovchakov V. I.** K resheniyu zadachi optimal'nogo bystrodeystviya dlya chetyrekh integratorov. *Tr. mezhdunar. nauch. konf. "Matematicheskie metody v tekhnike i tekhnologiyakh MMTT—26"*. Nizhniy Novgorod: Izd. Nizhegorod. gos. tekhn. un-ta, 2013. Iss. 2. P. 5—7.
15. **Zaytsev V. F., Polyaniy A. D.** Spravochnik po differentsial'nym uravneniyam s chastnymi proizvodnymi pervogo poryadka. M.: Fizmatlit, 2003. 416 p.

УДК 681.511.46

Д. Н. Анисимов, канд. техн. наук, доц., AnisimovDN@mpei.ru,
Е. Д. Дроздова, студент, **В. Н. Новиков**, аспирант,
Национальный исследовательский университет "МЭИ"

Исследование свойств нечеткого аппроксимирующего ПД регулятора

Предложен подход к анализу динамических свойств нечеткого логического регулятора с использованием его аппроксимирующей модели. Модель строится на основе параметрической идентификации методом экспоненциальной модуляции. Приведены результаты исследования зависимостей параметров аппроксимирующего линейного регулятора от формы функций принадлежности термов лингвистических переменных.

Ключевые слова: нечеткий регулятор, функция принадлежности, аппроксимирующая модель, ПД регулятор, идентификация, метод экспоненциальной модуляции

Введение

При разработке нечетких систем автоматического управления одной из серьезных проблем является настройка параметров нечеткого логического регулятора (НЛР), обеспечивающих заданные пока-

затели качества системы. В зависимости от выбранной структуры НЛР и алгоритма нечеткого вывода на качество управления будут оказывать влияние различные факторы. В частности, для нечеткого пропорционально-дифференциального (ПД) регу-

лятора на основе реляционных моделей [1–3] можно выделить следующие основные факторы:

- число термов входных и выходных переменных;
- вид функций принадлежности (ФП) нечетких переменных, составляющих терм-множества лингвистических переменных;
- характер нечеткого соответствия между пространством предпосылок и пространством заключений (база правил);
- способ дефаззификации;
- выбор того или иного логического базиса (T - и S -норм).

Как мы видим, число степеней свободы при построении нечеткой системы управления достаточно велико. С одной стороны, это свойство обеспечивает гибкость настройки НЛР. С другой стороны, большое число сочетаний перечисленных выше факторов затрудняет поиск рационального решения задачи настройки регулятора [4]. Поэтому представляется достаточно важной оценка влияния каждого из этих факторов на динамику системы управления.

Предлагаются два подхода:

- 1) определение зависимостей частотных характеристик НЛР от перечисленных выше факторов;
- 2) построение аппроксимирующей линейной модели НЛР в виде ПД регулятора и определение зависимостей его параметров от этих же факторов.

Первый подход основан на построении амплитудно-частотных и фазовых частотных характеристик НЛР по первой гармонике при его различных настройках. Этот подход был использован при анализе влияния треугольных норм на динамику системы [4].

В данной статье более подробно рассматривается второй подход, который заключается в следующем. НЛР включается в замкнутый контур управления последовательно с объектом управления, параметры которого известны. На вход системы подается ступенчатый сигнал, и по наблюдениям выходного сигнала проводится идентификация НЛР методом экспоненциальной модуляции [5, 6]. Таким образом определяются коэффициенты пропорциональной (K_p) и дифференциальной (K_d) составляющих аппроксимирующего линейного ПД регулятора. Данный подход позволяет проводить качественное сопоставление между настройками НЛР и параметрами хорошо изученных традиционных линейных регуляторов.

Объект исследования

В работах [7, 8] были выделены два вида нечетких пропорционально-интегрально-дифференциальных (ПИД) регуляторов: регулятор первого вида — нечеткий регулятор с параллельными одномерными нечеткими вычислителями $НВ_i$ (рис. 1) и регулятор второго вида — с нечетким вычислителем с многомерным входом (рис. 2). Здесь $e(t)$ и $x(t)$ — входной и выходной сигналы НЛР соответственно, s — оператор Лапласа.

В данной статье рассматривается нечеткий ПД регулятор второго вида, основанный на реляционных моделях. Фундаментальная особенность данных моделей состоит в том, что вместо лингвистических

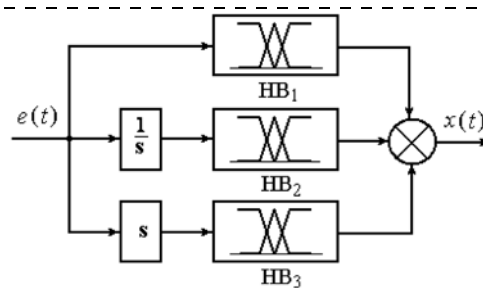


Рис. 1. Нечеткий регулятор первого вида

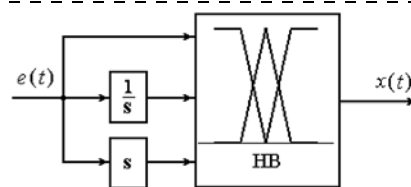


Рис. 2. Нечеткий регулятор второго вида

правил, считающихся абсолютно истинными, в них рассматриваются частично истинные лингвистические правила. С каждым правилом сопоставляется соответствующий коэффициент доверия [3]. Подобное сопоставление представляет собой, по сути, формирование нечеткого соответствия между пространством предпосылок и пространством заключений [9, 10]. Нечеткий график этого соответствия удобно представить в виде реляционной матрицы.

Исследуемый в данной работе НЛР отличается от изображенного на рис. 2 отсутствием интегральной составляющей. Мы ограничились рассмотрением пропорциональной и дифференциальной составляющих по следующим соображениям.

1. База знаний для НЛР формируется на основе экспертных оценок. Обычно для эксперта не составляет особой сложности высказать суждение о сигнале рассогласования и его первой производной, в то время как оценка его интеграла и высших производных может вызвать затруднения.

2. В системах автоматического управления достаточно часто исполнительные механизмы содержат интегрирующие звенья, что обеспечивает астатизм этих систем.

3. Введение интегрирующей составляющей в закон управления повышает порядок системы. Это может вызвать дополнительные проблемы, связанные с обеспечением устойчивости системы.

4. Увеличение числа входных переменных для НЛР второго вида влечет за собой экспоненциальный рост числа правил нечеткого вывода.

Изложенные аргументы, однако, не являются принципиальными, и описанный ниже подход может быть распространен на другие виды регуляторов.

Заметим, что если в регуляторе первого вида можно выделить линейные динамические и нелинейные статические блоки, порождаемые алгоритмом нечеткого вывода, то в регуляторе второго вида такое выделение не представляется возможным

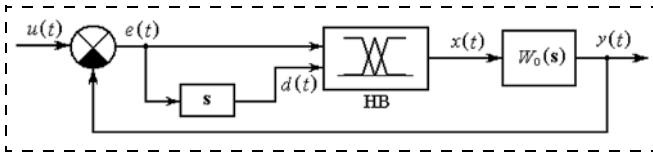


Рис. 3. Структурная схема нечеткой системы управления

в силу того, что фазовые координаты связаны между собой многочисленными логическими операциями.

Рассмотрим работу НЛР в замкнутом контуре управления (рис. 3). Последовательно с НЛР включен объект управления. Для наглядности выберем объект с достаточно простой передаточной функцией

$$W_0(s) = \frac{K_0}{s(1 + sT_0)}, \quad (1)$$

где $K_0 = 2 \text{ с}^{-1}$, $T_0 = 0,2 \text{ с}$ — известные параметры объекта.

На рис. 3 $u(t)$ — сигнал на входе системы, $e(t)$ — сигнал рассогласования, $d(t)$ — его производная, $x(t)$ — сигнал управления, $y(t)$ — сигнал на выходе системы, s — оператор Лапласа.

Для описания НЛР введем лингвистические переменные «Рассогласование» (« e »), T_E, E », «Производная» (« d »), T_D, D », «Управление» (« x »), T_X, X », где $E = [-1; 1]$, $D = [-1; 0]$, $X = [-10; 10]$ — их области определения, $T_E = \{T_E^1, T_E^2, T_E^3\} = \{-, 0, +\}$,

$T_D = \{T_D^1, T_D^2, T_D^3\} = \{-, 0, +\}$, $T_X = \{T_X^1, T_X^2, T_X^3\} = \{-, 0, +\}$ — их терм-множества.

В данной работе исследуется влияние функций принадлежности термов входных и выходной лингвистических переменных на параметры аппроксимирующего ПД регулятора для «взвешенной» модели нечеткого соответствия [5] и для алгебраического логического базиса [11, 12].

Описание метода экспоненциальной модуляции и его использование в нечетких системах управления

Пусть дан устойчивый объект с передаточной функцией

$$W(s) = \frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + \dots + a_1 s + 1} = \frac{Y(s)}{X(s)}, \quad (2)$$

параметры $a_1, \dots, a_n, b_0, \dots, b_m$ которого необходимо определить. Здесь $X(s)$ и $Y(s)$ — изображения по Лапласу входного и выходного сигналов соответственно.

В момент времени $t = 0$ на вход объекта подается произвольный сигнал $x(t)$, и в течение времени от 0 до T_H на выходе регистрируется сигнал $y(t)$. Сформируем функцию вида

$$\psi(t) = \exp(-t/\theta), \quad (3)$$

такую, чтобы к моменту времени T_H она затухала бы до значений, много меньших 1. Эту функцию будем называть модулирующей, а коэффициент θ — постоянной времени модулирующей функции (ПВМФ). Перемножим входной и выходной сигналы на эту

функцию и вычислим площади S_x и S_y под образованными кривыми:

$$S_x = \int_0^{T_H} x(t)\psi(t)dt, \quad S_y = \int_0^{T_H} y(t)\psi(t)dt.$$

Поскольку $x(t)$ — реальный сигнал, подаваемый на объект, то естественно считать, что он является ограниченным на всем временном интервале. Тогда с учетом затухания модулирующей функции по экспоненциальному закону можно записать:

$$S_x = \int_0^{\infty} x(t)\psi(t)dt - \int_{T_H}^{\infty} x(t)\psi(t)dt \approx \int_0^{\infty} x(t)\psi(t)dt = \int_0^{\infty} x(t)\exp(-t/\theta)dt = X(\theta^{-1}); \quad (4)$$

$$S_y = \int_0^{\infty} y(t)\psi(t)dt - \int_{T_H}^{\infty} y(t)\psi(t)dt \approx \int_0^{\infty} y(t)z(t)dt = \int_0^{\infty} y(t)\exp(-t/\theta)dt = Y(\theta^{-1}).$$

В этих выражениях $X(\theta^{-1})$ и $Y(\theta^{-1})$ — значения изображений по Лапласу входного и выходного сигналов, которые были бы получены при подстановке вместо оператора s вещественного числа θ^{-1} . Как следует из (2) и (4),

$$W(\theta^{-1}) = \frac{b_m \theta^{-m} + \dots + b_1 \theta^{-1} + b_0}{a_n \theta^{-n} + \dots + a_1 \theta^{-1} + 1} = \frac{S_y}{S_x}. \quad (5)$$

Выражение (5) устанавливает связь между задаваемыми ПВМФ θ , вычисляемыми площадями S_x, S_y и неизвестными параметрами объекта $a_1, \dots, a_n, b_0, \dots, b_m$. Очевидно, что для вычисления этих параметров необходимо задать r модулирующих функций с постоянными времени $\theta_1, \dots, \theta_r$ и вычислить r пар площадей $S_{x1}, \dots, S_{xr}, S_{y1}, \dots, S_{yr}$, где $r = n + m + 1$. В этом случае параметры объекта могут быть определены из решения системы линейных уравнений

$$\mathbf{A} = \mathbf{\Gamma}^{-1} \mathbf{\Theta}, \quad (6)$$

где

$$\mathbf{A} = [a_n \dots a_1 \ b_m \dots b_0]^T, \quad \mathbf{\Theta} = [-\theta_1^n \dots -\theta_r^n]^T,$$

$$\mathbf{\Gamma} = \begin{bmatrix} 1 & \theta_1 & \dots & \theta_1^{n-1} & -\kappa_1 \theta_1^{n-m} & \dots & -\kappa_1 \theta_1^n \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & \theta_r & \dots & \theta_r^{n-1} & -\kappa_r \theta_r^{n-m} & \dots & -\kappa_r \theta_r^n \end{bmatrix}, \quad \kappa_i = \frac{S_{xi}}{S_{yi}}.$$

Если идентификация проводится в идеальных условиях (время наблюдения неограниченно, шаг дискретизации бесконечно мал, помехи отсутствуют), погрешность определения параметров равна нулю независимо от вида входного сигнала и выбора ПВМФ. На практике ни одно из перечисленных условий не выполняется, причем основным источником погрешности является помеха $\eta(t)$, действующая на объект (будем считать, что она прило-

жена аддитивно к выходу объекта). При ее наличии погрешность зависит как от входного сигнала, так и от ПВМФ, которые должны задаваться исходя из следующих соображений. С одной стороны, их нельзя выбирать слишком малыми, поскольку значения вычисляемых площадей в этом случае будут малоинформативными за счет большого удельного веса случайной составляющей. С другой стороны, они не должны быть слишком большими, иначе модулирующие функции не успеют затухнуть к моменту окончания наблюдения процесса, приближенные равенства в (4) будут несправедливы, и при вычислении оценок появится регулярная погрешность. Таким образом, очевидно, должен существовать некоторый диапазон ПВМФ, обеспечивающий лучшие в определенном смысле оценки.

Как показано в работе [13], при идентификации методом экспоненциальной модуляции (МЭМ) оптимальным входным сигналом является ступенчатое воздействие. Такой сигнал обладает рядом преимуществ, а именно:

- отношение "сигнал — шум" является максимальным среди всех сигналов заданной амплитуды в предположении, что шум имеет нулевое математическое ожидание (при произвольном законе распределения), а объект является фильтром нижних частот;
- появляется возможность компенсировать регулярные составляющие погрешностей оценок, и выбор ПВМФ при этом ограничен только снизу;
- значения площадей S_x в (4) априорно известны, что снижает объем вычислений;
- при проведении активного эксперимента ступенчатый сигнал реализуется наиболее просто.

В данном случае объектом исследования является ПД регулятор, включенный в замкнутый контур управления. Подадим на вход системы ступенчатое воздействие ($u(t) = U_m \cdot 1_0(t)$). Сформируем две модулирующие функции, умножим их на выходной сигнал системы $y(t)$ и вычислим площади S_1, S_2 под образованными кривыми. Тогда с учетом того, что параметры объекта управления K_0 и T_0 известны, параметры аппроксимирующего ПД регулятора K_{Π} и $K_{\text{Д}}$ определяются следующим образом:

$$K_{\Pi} = \frac{\kappa_1 - \kappa_2}{\theta_1 - \theta_2}; \quad (7a)$$

$$K_{\text{Д}} = \frac{\kappa_1 \theta_1 - \kappa_2 \theta_2}{\theta_1 - \theta_2}, \quad (7b)$$

где

$$\kappa_i = \frac{S_i(\theta_i + T_0)}{U_m K_0 \theta_i (\theta_i - S_i)}.$$

Как следует из описания МЭМ, он предназначен для идентификации линей-

ных динамических объектов. В ряде исследований (например, [14]) был рассмотрен вопрос о границах применимости МЭМ по отношению к нелинейным объектам, описываемым моделью Винера — в виде последовательного соединения линейной динамической и нелинейной статической частей. Очевидно, чем сильнее нелинейные искажения выходного сигнала, тем ниже точность определения параметров объекта. Поэтому вполне естественной представляется рекомендация уменьшить амплитуду входного сигнала с тем, чтобы переходный процесс не подвергался бы значительным искажениям нелинейной частью объекта. (Эта рекомендация справедлива только при отсутствии сигнала помехи.) Как было отмечено выше, НЛР второго вида не может быть разделен на линейную динамическую и нелинейную статическую части. Тем не менее, примем в качестве гипотезы, что при малых уровнях входного сигнала НЛР будет проявлять свойства, близкие к свойствам линейного объекта. На рис. 4, а, б приведены графики переходных процессов в системах при наличии НЛР ($y_{\text{НЛР}}(t)$) на основе максиминного логического базиса и аппроксимирующего ПД регулятора ($y_{\text{ПД}}(t)$) для входных сигналов разной амплитуды, на рис. 5, а, б — аналогичные процессы при наличии НЛР на основе алгебраического логического базиса.

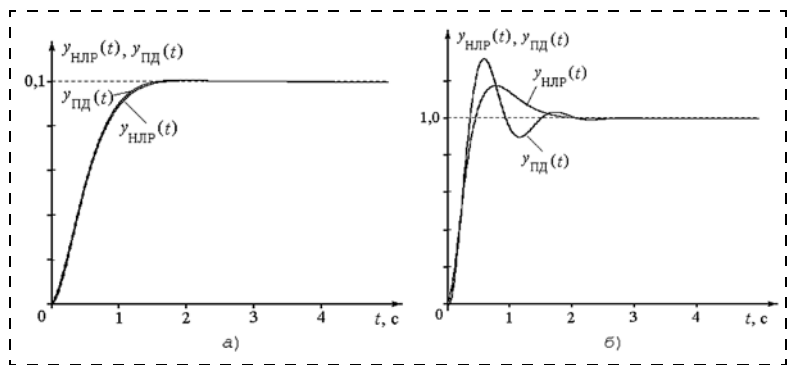


Рис. 4. Графики переходных процессов в системах при наличии НЛР на основе максиминного логического базиса и аппроксимирующего ПД регулятора: а — амплитуда входного сигнала $U_m = 0,1$; б — амплитуда входного сигнала $U_m = 1,0$

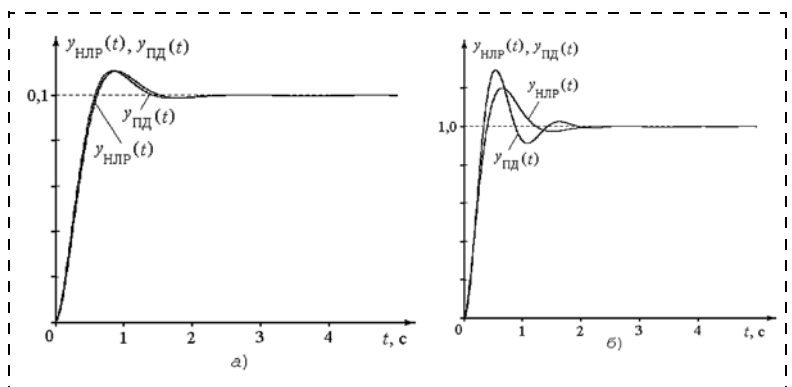


Рис. 5. Графики переходных процессов в системах при наличии НЛР на основе алгебраического логического базиса и аппроксимирующего ПД регулятора: а — амплитуда входного сигнала $U_m = 0,1$; б — амплитуда входного сигнала $U_m = 1,0$

Как видно из рис. 4, 5, при малых амплитудах входного сигнала НЛР по своим свойствам действительно оказывается близок к линейному ПД регулятору. Однако при проведении исследований мы не можем ограничиться рассмотрением зависимостей параметров аппроксимирующего ПД регулятора от настроек НЛР лишь при малых амплитудах входного сигнала. Поскольку в данном случае нас интересует качественный характер изменения параметров ПД регулятора, построим эти зависимости для различных значений амплитуд входного сигнала.

Проведение исследований и их результаты

Известно достаточно много способов аналитического задания ФП, и их разные комбинации могут давать похожие результаты. Можно выбирать ФП в классе линейных, степенных, гауссовых и других функций. В данной работе выбран степенной способ задания ФП. При этом, изменяя один положительный параметр γ (степень), можно получить суждение о влиянии концентрирования или растяжения ФП либо в центре базовой шкалы, либо у ее краев. Степень γ — это степень, в которую возводятся ФП крайних термов. ФП среднего терма при этом автоматически возводятся в степень $1/\gamma$. Аналитическая форма задания ФП представлена следующими выражениями:

"Отрицательное" —

$$\mu_A(z) = \begin{cases} 1, & z < -Z; \\ \left(-\frac{z}{Z}\right)^\gamma, & -Z \leq z \leq 0; \\ 0, & z > 0; \end{cases}$$

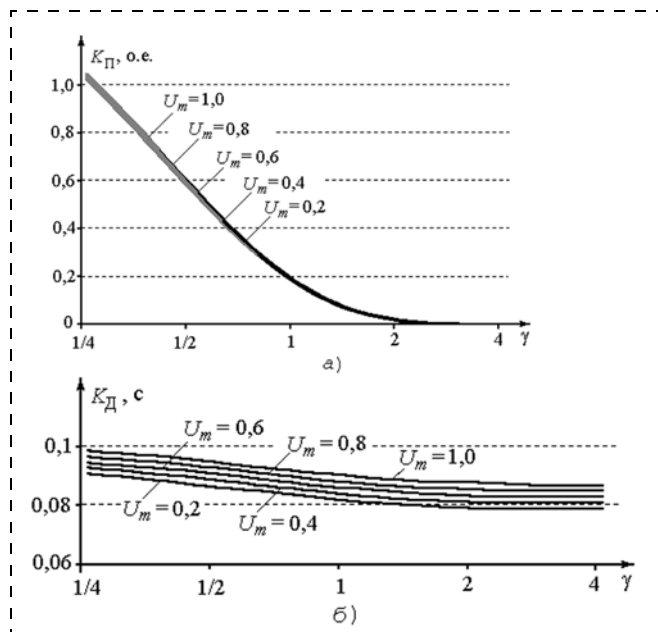


Рис. 6. Зависимости параметров аппроксимирующего ПД регулятора при изменении формы функций принадлежности термов лингвистической переменной "Рассогласование" (e): а — K_P ; б — K_D

"Около нуля" —

$$\mu_A(z) = \begin{cases} 0, & z < -Z; \\ \left(\frac{z}{Z} + 1\right)^{1/\gamma}, & -Z \leq z \leq 0; \\ \left(-\frac{z}{Z} + 1\right)^{1/\gamma}, & 0 \leq z \leq Z; \\ 0, & z > Z; \end{cases}$$

"Положительное" —

$$\mu_A(z) = \begin{cases} 0, & z < 0; \\ \left(\frac{z}{Z}\right)^\gamma, & 0 \leq z \leq Z; \\ 1, & z > Z, \end{cases}$$

где $z = \{e, d, x\}$.

При проведении исследований будем последовательно изменять форму ФП термов каждой лингвистической переменной, фиксируя при этом треугольную форму ФП термов двух остальных лингвистических переменных.

Зависимости параметров аппроксимирующего ПД регулятора от формы ФП термов входных и выходной лингвистических переменных приведены на рис. 6, а, б — 8, а, б. На рис. 8, в изображена зависимость постоянной времени форсирующего звена от формы ФП с эквивалентной передаточной функцией

$$W_\Phi = K_\Phi(1 + sT_\Phi),$$

где $K_\Phi = K_P$, $T_\Phi = \frac{K_D}{K_P}$.

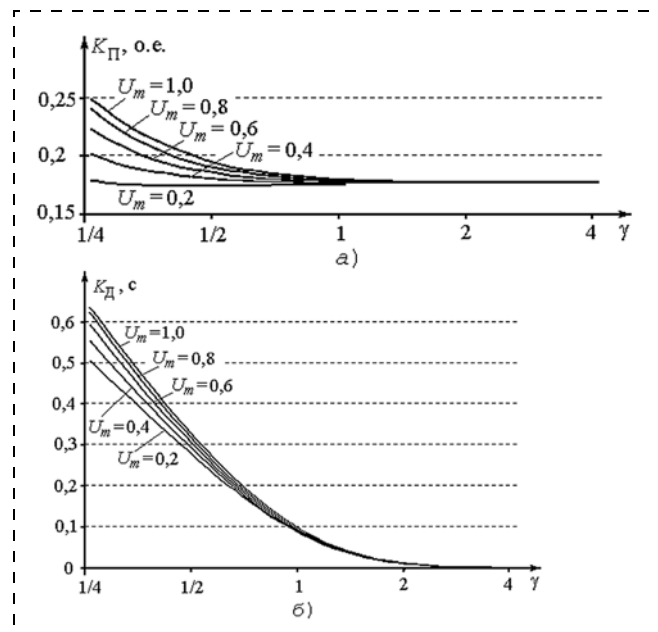


Рис. 7. Зависимости параметров аппроксимирующего ПД регулятора при изменении формы функций принадлежности термов лингвистической переменной "Производная" (d): а — K_P ; б — K_D

Как видно из рис. 6—8, на параметры аппроксимирующего ПД регулятора основное влияние оказывают соответствующие им входы (т. е. при изменении формы ФП термов лингвистической переменной "Рассогласование" параметр аппроксимирующего ПД регулятора $K_{П}$ изменяется существенно сильнее, чем параметр $K_{Д}$; при изменении ФП термов лингвистической переменной "Производная" — наоборот). Изменение формы ФП выходной переменной "Управление" влияет на общий коэффициент разомкнутой системы и оказывает весьма незначительное влияние на постоянную времени форсирующего звена.

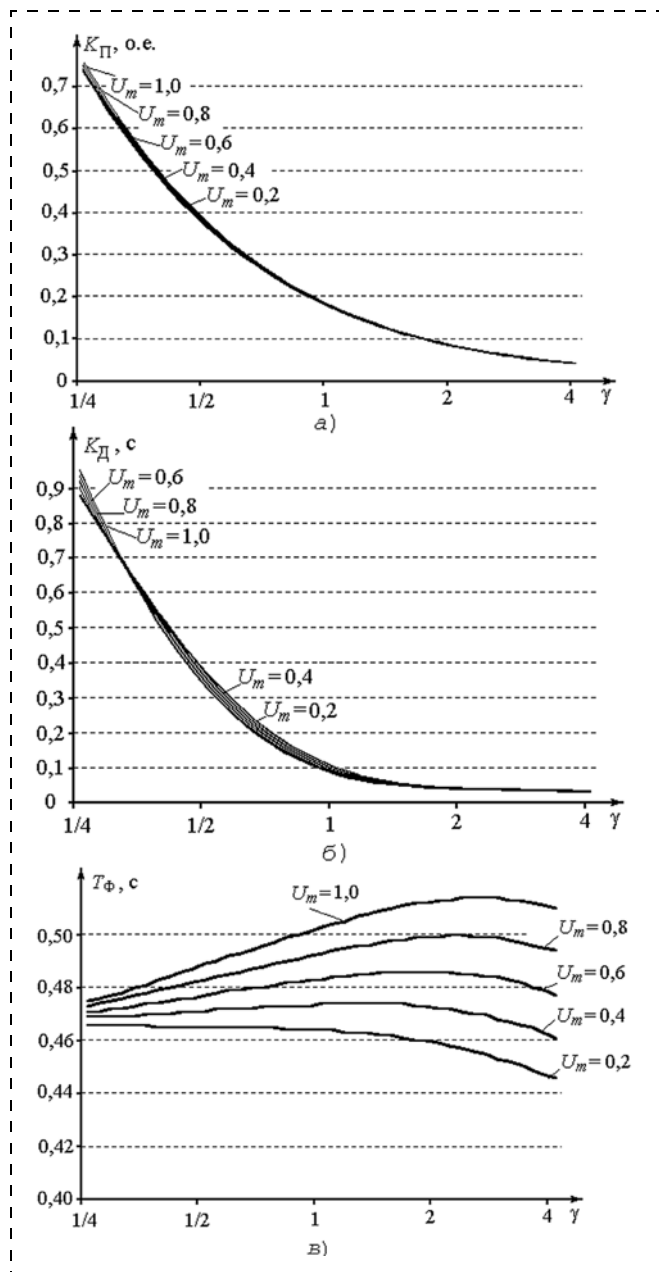


Рис. 8. Зависимости параметров аппроксимирующего ПД регулятора при изменении формы функций принадлежности термов лингвистической переменной "Управление" (x): а — $K_{П}$; б — $K_{Д}$; в — $T_{Ф}$

Выводы

1. В статье показана возможность целенаправленного изменения динамики нечеткой системы управления за счет растяжения и сжатия ФП термов лингвистических переменных.

2. Предложенный подход к анализу динамических свойств нечеткого логического регулятора на основе построения его аппроксимирующей модели позволяет проводить сопоставление между настройками НЛР и параметрами хорошо изученного линейного ПД регулятора. Это свидетельствует о целесообразности использования данного подхода при дальнейшем исследовании свойств НЛР.

Статья подготовлена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект 13-01-00082-а).

Список литературы

1. **Pedrycz W.** Fuzzy Control and Fuzzy Systems. New York: John Wiley and Sons, 1993.
2. **Борисов В. В., Круглов В. В., Федулов А. С.** Нечеткие модели и сети. М.: Горячая линия — Телеком, 2007. 284 с.
3. **Пегат А.** Нечеткое моделирование и управление. М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2009. 798 с.
4. **Анисимов Д. Н., Новиков В. Н., Сафина Э. А., Ситников К. Ю.** Исследование влияния выбора логического базиса на характеристики нечеткого регулятора // Мехатроника, автоматизация, управление. 2013. № 8 (149). С. 12—17.
5. **Анисимов Д. Н.** Идентификация линейных динамических объектов методом экспоненциальной модуляции // Вестник МЭИ. 1994. № 2. С. 68—72.
6. **Анисимов Д. Н., Хрипков А. В.** Законы распределения оценок параметров динамических объектов при идентификации методом экспоненциальной модуляции // Проблемы управления. 2007. № 4. С. 18—21.
7. **Искусственный интеллект и интеллектуальные системы управления / И. М. Макаров, В. М. Лохин, С. В. Манько, М. П. Романов.** М.: Наука, 2006. 333 с.
8. **Макаров И. М., Лохин В. М., Манько С. В., Романов М. П., Ситников М. С.** Исследование периодических колебаний в системах управления с нечеткими регуляторами // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2013. Т. 11, № 6. С. 37—45.
9. **Мелихов А. Н., Бернштейн Л. С., Коровин С. Я.** Ситуационные советующие системы с нечеткой логикой. М.: Наука, 1990. 272 с.
10. **Анисимов Д. Н., Пискунова Ю. Ю.** Использование нефункциональных соответствий при построении нечетких систем управления // Мехатроника, автоматизация, управление. 2007. № 3. С. 18—21.
11. **Прикладные нечеткие системы: Пер. с япон. / К. Асаи, Д. Ватада, С. Иваи и др.; под ред. Т. Тэрано, К. Асаи, М. Сугэно.** М.: Мир, 1993. 368 с.
12. **Батыршин И. З.** Основные операции нечеткой логики и их обобщения. Казань: Отечество, 2001. 102 с.
13. **Анисимов Д. Н., Хрипков А. В.** Разработка критерия качества оценивания параметров динамических объектов при идентификации различными методами // Тр. XVII междунар. науч.-тех. конф. "Информационные средства и технологии". Москва, 20—22 октября 2010. М.: Издательский дом МЭИ. 2010. Т. 3. С. 163—168.
14. **Анисимов Д. Н., Мякинков Д. А.** Методика проведения эксперимента при идентификации нелинейных динамических объектов // Мехатроника, автоматизация, управление. 2010. № 11. С. 5—9.

Construction of Fuzzy Regulator Approximating Model Based on Identification by the Method of Exponential Modulation

Fuzzy logic controllers (FLC) find a wide application in automatic control systems. However, one of grand problems is FLC tuning ensuring required system quality rating. Subject to selected FLC structure and fuzzy inference algorithm various factors exert influence on control quality.

Particularly one can specify following basic factors having an effect on CLR based on relational models functioning:

- number of terms of input and output variables;
- form of values of linguistic variables constituting its term-sets membership functions;
- character of fuzzy relation between antecedent and consequent spaces (rule base);
- method of defuzzification;
- choice of one or another logical basis (T -norms).

Thus the number of degrees of freedom when making of fuzzy control system is sufficiently large. On the one hand this property ensures flexibility of FLC tuning. On the other hand large quantity of factor combinations complicates search of rational decision of controller tuning problem. Therefore estimation of each of these factors influence on control system dynamic properties seems important.

An original approach for FLC research is suggested. It consist in construction of fuzzy regulator approximating FLC model in a form of linear PD-controller and estimation of its parameters. This estimation is made using identification by the method of exponential modulation. This approach makes it possible to correlate FLC with well-known traditional linear controllers.

Keywords: fuzzy regulator, membership function, approximating model, PD-regulator, identification, method of exponential modulation

References

1. **Pedrycz W.** Fuzzy Control and Fuzzy Systems. New York: John Wiley and Sons, 1993.
2. **Borisov V. V., Kruglov V. V., Fedulov A. S.** Nechetkie modeli i seti. M.: Goryachaya liniya Telekom, 2007. 284 p.
3. **Pegat A.** Nechetkoe modelirovanie i upravlenie. M.: Binom. Laboratoriya znaniy, 2009. 798 p.
4. **Anisimov D. N., Novikov V. N., Safina E. A., Sitnikov K. Yu.** Issledovanie vliyaniya vybora logicheskogo bazisa na kharakteristiki nechetkogo regulyatora. *Mekhatronika, avtomatizatsiya, upravlenie*. 2013. N. 8 (149). P. 12—17.
5. **Anisimov D. N.** Identifikatsiya lineynykh dinamicheskikh ob'ektov metodom eksponentsial'noy modulyatsii. *Vestnik MEL* 1994. N. 2. P. 68—72.
6. **Anisimov D. N., Khripkov A. V.** Zakony raspredeleniya otsenok parametrov dinamicheskikh ob'ektov pri identifikatsii metodom eksponentsial'noy modulyatsii. *Problemy upravleniya*. 2007. N. 4. P. 18—21.
7. **Iskusstvennyye intellekt i intellektual'nye sistemy upravleniya / I. M. Makarov, V. M. Lokhin, S. V. Man'ko, M. P. Romanov.** M.: Nauka, 2006. 333 p.
8. **Makarov I. M., Lokhin V. M., Man'ko S. V., Romanov M. P., Sitnikov M. S.** Issledovanie periodicheskikh kolebaniy v sistemakh upravleniya s nechetkimi regulyatorami. *Informatsionno-izmeritel'nye i upravlyayushchie sistemy*. 2013. V. 11, N. 6. P. 37—45.
9. **Melikhov A. N., Bernshteyn L. S., Korovin S. Ya.** Situatsionnye sovetuyushchie sistemy s nechetkoy logikoy. M.: Nauka, 1990. 272 p.
10. **Anisimov D. N., Piskunova Yu. Yu.** Ispol'zovanie nefunktsional'nykh sootvetstviy pri postroenii nechetkikh sistem upravleniya. *Mekhatronika, avtomatizatsiya, upravlenie*. 2007. N. 3. P. 18—21.
11. **Prikladnye nechetkie sistemy:** Per. s yapon. / K. Asai, D. Vatada, S. Iwai i dr.; pod red. T. Terano, K. Asai, M. Sugeno. M.: Mir, 1993. 368 p.
12. **Batyrshin I. Z.** Osnovnye operatsii nechetkoy logiki i ikh obobshcheniya. Kazan': Otechestvo, 2001. 102 p.
13. **Anisimov D. N., Khripkov A. V.** Razrabotka kriteriya kachestva otsenivaniya parametrov dinamicheskikh ob'ektov pri identifikatsii razlichnymi metodami. *Tr. XVII mezhdunar. nauch.-tekh. konf. "Informatsionnye sredstva i tekhnologii"*. Moskva, 20—22 oktyabrya 2010. M.: Izdatel'skiy dom MEL 2010. V. 3. P. 163—168.
14. **Anisimov D. N., Myakinkov D. A.** Metodika provedeniya eksperimenta pri identifikatsii nelineynykh dinamicheskikh ob'ektov. *Mekhatronika, avtomatizatsiya, upravlenie*. 2010. N. 11. P. 5—9.

УДК 519.71

Е. Д. Ильин, аспирант, ilined@susu.ac.ru, **В. И. Ширяев**, д-р техн. наук, проф., vis@prima.susu.ac.ru, Южно-Уральский государственный университет (НИУ), г. Челябинск

О гарантированном оценивании возмущений в линейных динамических системах

Рассматривается задача гарантированного оценивания возмущений и ошибок измерений в линейных динамических системах. Задача сводится к решению систем линейных неравенств. Предложен алгоритм нахождения оценок возмущений и ошибок измерений с помощью решения задач линейного программирования. Приводятся примеры оценивания постоянной составляющей возмущений и возмущений, когда известны ограничения на скорость их изменений.

Ключевые слова: минимаксная фильтрация, оценка возмущений, оценка ошибок измерений, системы линейных неравенств

Введение

Задачи идентификации состояния системы по априорной (структура и параметры системы) и апостериорной (результаты измерений) информации являются важнейшими в теории и практике управления динамическими системами [1]. Кроме оценивания собственно состояния системы большой практический интерес представляет идентификация внешних воздействий на систему и ошибок измерений [2]. С помощью информации о возмущениях и ошибках измерений можно обнаружить разладку датчиков или механизмов системы, а также улучшить адаптивные способности алгоритма идентификации системы [3].

Существует обширная литература, посвященная методам оценки возмущений. Например, для некоторых классов систем, описываемых дифференциальными уравнениями, в работах [4–7] описаны алгоритмы динамического восстановления неизвестных внешних воздействий. В работе [1] задача идентификации состояния среды сводится к задаче дискретного чебышевского приближения, которая решается методом полиэдрального программирования.

Большой интерес представляет оценка внешних воздействий в задачах идентификации и управления в гарантированной постановке [8–10], когда априорные сведения о внешней среде ограничиваются лишь заданием всех возможных значений внешних воздействий [11]. В конкретном случае множества, заданные априори, могут отличаться от реальных. Например, возмущения могут реализоваться лишь из небольшого подмножества априорного множества. Уточнение данного подмножества позволит повысить точность минимаксной фильтрации [12]. Также в некоторых случаях для возмущений может быть задан закон изменения с неизвестными параметрами. Оценка этих параметров позволит уменьшить неопределенность в системе и улучшить оценки вектора состояния.

Постановка задачи

Пусть процессы в системе описываются следующими разностными уравнениями:

$$x_{k+1} = Ax_k + \Gamma w_k, \quad k = 0, 1, \dots, N-1, \quad (1)$$

$$y_{k+1} = Gx_{k+1} + Hv_{k+1},$$

где $x_k \in R^n$, $y_k \in R^m$ — векторы состояния системы и измерений, как правило, $n > m$; w_k и v_k — векторы возмущений и ошибок измерений соответственно; A , Γ , G , H — известные матрицы. О начальном состоянии системы x_0 , а также о векторах возмущений w_k и ошибок измерений v_k известно лишь, что они могут принимать любое значение из заданных множеств, представленных в виде выпуклых многогранников:

$$x_0 \in X_0, \quad w_k \in W, \quad v_k \in V. \quad (2)$$

Задача оценивания состояния системы x_k решается путем построения на каждом шаге информационного множества \bar{X}_{k+1} , которое гарантированно содержит в себе истинное значение вектора состояния системы $x_{k+1} \in \bar{X}_{k+1}$ [8, 9]:

$$\bar{X}_{k+1} = X_{k+1/k} \cap X[y_{k+1}], \quad k = 0, 1, \dots, N-1;$$

$$X_{k+1/k} = A\bar{X}_k + \Gamma W;$$

$$X[y_{k+1}] = \{x \in R^n | Gx + v = y_{k+1}, v \in V\},$$

где $X_{k+1/k}$ — множество прогнозов; $X[y_{k+1}]$ — множество, совместимое с измерениями y_{k+1} . Все операции выполняются над множествами: линейное преобразование, пересечение множеств, сумма множеств понимается в смысле Минковского.

Уточнение априорных оценок множеств X_0 , W , V в зависимости от реальной ситуации позволяет повысить точность оценивания вектора состояния системы x_k вплоть до получения точных гарантированных оценок [12]. Так, множества X_0 , W , V могут оказаться заданными с большим запасом для конкретной реализации процесса, т. е. $w_k \in \tilde{W} \subset W$, $k = 0, 1, \dots, N-1$, множество \tilde{W} значительно меньше множества W . В этом случае полезны адаптивные процедуры, позволяющие уточнять оценки множеств W и V . Для этого необходимо получить оценки \tilde{w}_k и \tilde{v}_k значений векторов возмущений w_k и ошибок измерений v_k по результатам текущих измерений y_{k+1} , $k = 0, 1, \dots, N-1$.

Для решения этой задачи представим модель (1), (2) в виде эквивалентной системы линейных неравенств:

$$\begin{cases} x_{k+1} - Ax_k + \Gamma w_k = 0; \\ Gx_{k+1} + Hv_{k+1} = y_{k+1}; \\ A_x x_k \leq b_x; \\ A_w w_k \leq b_w; \\ A_v v_k \leq b_v. \end{cases} \quad (3)$$

Равенства в системе (3) описывают модель процесса и уравнение измерений (1), а неравенства задают множественные ограничения (2).

Для нахождения оценки вектора возмущений \tilde{w}_k на k -м шаге необходимо решить систему (3) относительно w_k . В большинстве случаев эта оценка будет множественной \tilde{W}_k , так как векторы состояния x_k , возмущения w_k и ошибки измерения v_k в системе (3) заданы не однозначно, а с точностью до множеств возможных значений. При этом множество \tilde{W}_k гарантированно содержит в себе истинное значение вектора возмущений: $w_k \in \tilde{W}_k$.

Из-за высокого уровня неопределенности в системе (3) множественная оценка \tilde{W}_k может оказаться малоинформативной, т. е. почти не отличаться от априорного множества W . В этом случае полезными окажутся дополнительные ограничения на изменение векторов w_k и v_k во времени, например, на изменение вектора возмущений: $\|w_{k+1} - w_k\| \leq \omega$.

Алгоритм оценивания возмущений

Для получения оценки \tilde{W}_k в виде системы линейных неравенств можно воспользоваться методом свертывания [13]. Сложность таких методов состоит в том, что в них лавинообразно нарастает число ограничений при переходе от системы к системе [14]. Вместо точного решения \tilde{W}_k системы (3) будем находить его аппроксимацию сверху $\tilde{W}_k \supset \hat{W}_k$, решая задачи линейного программирования при ограничениях (3):

$$\langle c, w_k \rangle \rightarrow \min_{w_k \in \tilde{W}_k}, \quad (4)$$

где c — вектор, задающий направление поиска границы множества \tilde{W}_k . Задавая различные направления поиска c , можно получать аппроксимации с различной степенью точности. Например, если вектор $w_k \in R^3$, то для того чтобы найти в первом приближении оценку \tilde{W}_k множества \hat{W}_k в виде бруса со сторонами, параллельными осям координат, необходимо решить шесть задач линейного программирования с векторами

$$\begin{aligned} c^T &= (1 \ 0 \ 0), \quad c^T = (-1 \ 0 \ 0), \\ c^T &= (0 \ 1 \ 0), \quad c^T = (0 \ -1 \ 0), \\ c^T &= (0 \ 0 \ 1), \quad c^T = (0 \ 0 \ -1). \end{aligned}$$

Решения этих задач линейного программирования дают наибольшее и наименьшее возможные значения проекций множества \tilde{W}_k на каждую координатную ось. Можно находить сколь угодно точную аппроксимацию \tilde{W}_k множества \hat{W}_k , увеличивая число решаемых задач линейного программирования и подбирая подходящие значения векторов c .

Точно так же, решая задачу линейного программирования (4) относительно вектора ошибок измерений v_{k+1} , можно получить оценки множества ошибок измерений $v_{k+1} \in \tilde{V}_{k+1} \subset \hat{V}_{k+1}$. Далее будем рассматривать задачу оценивания вектора возмущений w_k , однако описываемые процедуры можно применить и для оценки вектора ошибок измерений v_{k+1} .

Для получения более точных оценок множества \tilde{W}_k можно составить систему линейных неравенств (3) за N шагов $k = 0, 1, \dots, N-1$, которые без потери общности будем нумеровать с 0. В этом случае для решения системы (3) не требуется точно вычислять информационные множества \tilde{X}_k для всех шагов $k = 0, 1, \dots, N-1$, достаточно лишь знать ограничения на начальное значение вектора состояния $x_0 \in \tilde{X}_0$, что значительно снижает вычислительную нагрузку, ведь в промежуточные моменты времени в качестве решения задачи гарантированного оценивания можно использовать аппроксимации информационных множеств [15]. При выборе числа шагов N следует обратить внимание на то, что увеличение числа N приводит к росту вычислительных затрат на решение задач линейного программирования (4). Но, начиная с некоторого числа шагов $N = n$, дальнейшее увеличение числа $N > n$ позволяет лишь незначительно повысить точность оценки вектора w_k . Поэтому для конкретной системы

следует подобрать оптимальное число N , при котором будет достигаться достаточная точность оценки вектора возмущения w_k при заданных ограничениях на вычислительные ресурсы.

Оценка постоянных возмущений

Работу алгоритма в целях наглядности изложения продемонстрируем для случая, когда $x_k \in R^2$ и при следующих исходных данных:

$$\begin{aligned} A &= \begin{pmatrix} 0,9976 & 0,04639 \\ -0,09278 & 0,8584 \end{pmatrix}, \quad \Gamma = \begin{pmatrix} 0,1189 \cdot 10^{-3} \\ 4,639 \cdot 10^{-2} \end{pmatrix}, \\ G &= I, \quad H = I; \\ X_0 &= \{x \in R^2 \mid -7,5 \cdot 10^{-4} \leq x(1) \leq 7,5 \cdot 10^{-4}, \\ &\quad -3 \cdot 10^{-2} \leq x(2) \leq 3 \cdot 10^{-2}\}; \\ V &= \{v \in R^2 \mid -9,5 \cdot 10^{-4} \leq v(1) \leq 9,5 \cdot 10^{-4}, \\ &\quad -2,28 \cdot 10^{-2} \leq v(2) \leq 2,28 \cdot 10^{-2}\}; \\ W &= \{w \in R \mid -1,5 \leq w \leq 1,5\}, \end{aligned} \quad (5)$$

где I — единичная матрица; $v(i)$ — i -я координата вектора v , $i = 1, 2$; $x(i)$ — i -я координата вектора x , $i = 1, 2$.

Пусть реализация процесса такова, что $w_k = w + \omega_k$, где w — неизвестная константа, $\omega_k \in \Omega \subset V$ — неизвестные отклонения от постоянного значения w :

$$\Omega = \{\omega \in R \mid -0,15 \leq \omega \leq 0,15\}.$$

Вектор v_k принимает случайные значения из множества V . Для заданного примера составим систему линейных неравенств за 20 шагов, учитывающую особенности изменения вектора возмущений w_k :

$$\begin{cases} x_{k+1} - Ax_k - \Gamma w - \Gamma w_k = 0, \quad k = 0, 1, \dots, 19; \\ x_{k+1} + v_{k+1} = y_{k+1}; \\ A_{x_0} x_0 \leq b_{x_0}; \\ A_w w \leq b_w; \\ A_v v_{k+1} \leq b_v; \\ A_\omega \omega_k \leq b_\omega, \end{cases} \quad (6)$$

где

$$\begin{aligned} A_{x_0} &= \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{pmatrix}^T, \quad A_v = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{pmatrix}^T, \\ A_w &= (1 \ -1)^T, \quad A_\omega = (1 \ -1)^T, \end{aligned}$$

$$b_{x_0} = (7,5 \cdot 10^{-4} \ 7,5 \cdot 10^{-4} \ 3 \cdot 10^{-2} \ 3 \cdot 10^{-2})^T,$$

$$b_w = (1,5 \ 1,5)^T, \quad b_\omega = (0,15 \ 0,15)^T,$$

$$b_v = (9,5 \cdot 10^{-4} \ 9,5 \cdot 10^{-4} \ 2,28 \cdot 10^{-2} \ 2,28 \cdot 10^{-2})^T.$$

Будем решать задачи линейного программирования (4) относительно неизвестного постоянного значения w при ограничениях (5), (6) и векторах $c = 1$ и $c = -1$. Решения задач линейного программирования задают наибольшее и наименьшее возможные значения оценки w .

Как видно из рис. 1, с помощью описанного метода удалось получить оценку неизвестной константы w с точностью до множества отклонений Ω .

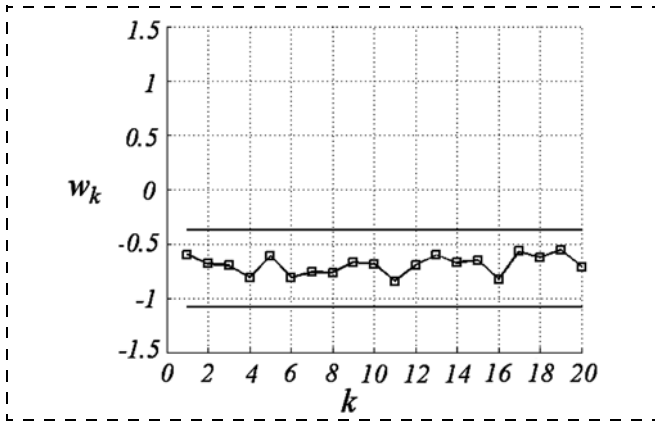


Рис. 1. Реализация возмущений w_k (■) и множественная оценка неизвестной константы w (—) в случае постоянных возмущений с небольшими отклонениями

Таким образом, можно на порядок уменьшить априорно заданное множество возмущений W и значительно улучшить точность оценивания вектора состояния x_k .

Оценка возмущений с ограничением на скорость изменений

Пусть исходные данные совпадают с (5), но реализация процесса такова, что $|w_{k+1} - w_k| \leq \omega$, где ω — ограничения на скорость изменений возмущений. Вектор v_k также принимает случайные значения из множества V . Составим систему линейных неравенств за 20 шагов для данного случая с учетом особенностей изменения вектора возмущений w_k :

$$\begin{cases} x_{k+1} - Ax_k - \Gamma w_k = 0, k = 0, 1, \dots, 19; \\ x_{k+1} + v_{k+1} = y_{k+1}; \\ A_{x_0} x_0 \leq b_{x_0}; \\ A_w w_k \leq b_w; \\ A_v v \leq b_v; \\ |w_{k+1} - w_k| \leq \omega, \end{cases} \quad (7)$$

где

$$A_{x_0} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{pmatrix}^T, A_v = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{pmatrix}^T, A_w = (1 \ -1)^T,$$

$$b_{x_0} = (7,5 \cdot 10^{-4} \ 7,5 \cdot 10^{-4} \ 3 \cdot 10^{-2} \ 3 \cdot 10^{-2})^T,$$

$$b_w = (1,5 \ 1,5)^T, \omega = 0,15,$$

$$b_v = (9,5 \cdot 10^{-4} \ 9,5 \cdot 10^{-4} \ 2,28 \cdot 10^{-2} \ 2,28 \cdot 10^{-2})^T.$$

Решим задачи линейного программирования (4) относительно $w_k, k = 0, 1, \dots, 19$, при ограничениях (5), (7) и векторах $c = 1$ и $c = -1$. Решения задач линейного программирования задают наибольшие и наименьшие значения векторов w_k .

Из рис. 2 видно, что с помощью описанной процедуры можно в два раза уточнить априорно заданное множество возмущений. Наиболее точные оценки возмущений получились при $k = 6, \dots, 15$.

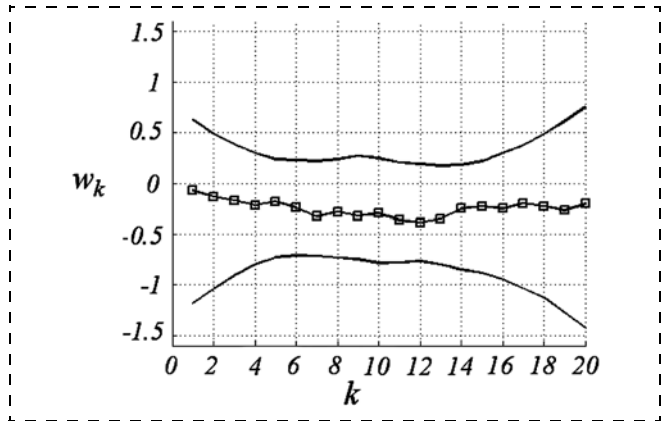


Рис. 2. Реализация возмущений w_k (■) и множественная оценка \hat{W}_k (—) в случае, когда известны ограничения на скорость изменений вектора возмущений w_k

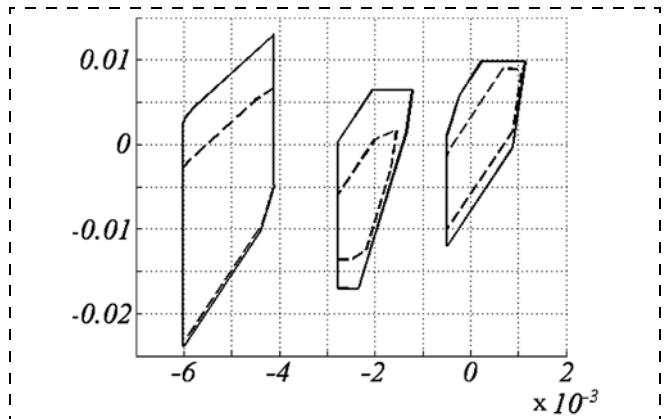


Рис. 3. Границы информационных множеств $\bar{X}_k, k = 2, 12, 20$: — при использовании априорного множества W ; --- при использовании оценок \hat{W}_k

Использование полученных оценок \hat{W}_k вместо априорно заданного множества W позволяет уточнить оценку вектора состояния \bar{X}_{k+1} (рис. 3).

Заключение

Предложен вычислительно простой способ оценивания вектора возмущений w_k и ошибок измерений v_k , который сводится к решению задач линейного программирования. Получаемые оценки гарантированно содержат истинное значение возмущений и ошибок измерений. Важно отметить, что использование дополнительной информации о векторах возмущений w_k и ошибок измерений v_k , а также составление системы за несколько шагов позволяет получать более точные оценки искомых векторов. В рассмотренных случаях, когда возмущения постоянны с небольшими отклонениями и когда известны ограничения на скорость изменений возмущений, удалось получить оценки вектора возмущений в 10 раз и в 2 раза меньшие априорно заданных, соответственно. Данные оценки могут представлять как самостоятельный интерес, так и использоваться для уточнения оценок вектора состояния системы x_k .

Оценка получается состоятельной, если для конкретно заданной реализации происходит взаимное уточнение множества прогнозов $X_{k+1/k}$ и множества, совместного с измерениями $X[y_{k+1}]$. Установлено, что при решении системы линейных неравенств, описывающей динамическую систему на несколько шагов $k = k_1, \dots, k_2$, наиболее оптимальные оценки получаются для шагов в середине интервала $k = k_1, \dots, k_2$.

Список литературы

1. Филимонов Н. Б. Идентификация состояния и внешней среды дискретных динамических объектов методом полидрального программирования // Мехатроника, автоматизация, управление. 2003. № 2. С. 11–15.
2. Андриенко А. Я., Иванов В. П. Вопросы теории и практики создания бортовых терминальных систем жидкостных ракет-носителей // Автоматика и телемеханика. 2013. № 3. С. 103–119.
3. Бассвилл М., Вилски А., Банвенист А. Обнаружение изменения свойств сигналов и динамических систем. М.: Мир, 1989. 278 с.
4. Близорукова М. С., Кодесс А. С. К проблеме динамического восстановления управления при измерении части координат // Дифференциальные уравнения, 2008. № 11. С. 1450–1455.
5. Крjажимский А. В., Максимов В. И. О сочетании процессов реконструкции и гарантирующего управления // Автоматика и телемеханика. 2013. № 8. С. 5–21.
6. Осипов Ю. С., Крjажимский А. В., Максимов В. И. Методы динамического восстановления входов управляемых систем. Екатеринбург: УрО РАН, 2011. 291 с.

7. Розенберг В. Л. К задаче динамической реконструкции возмущения в стохастическом дифференциальном уравнении // Журнал вычислительной математики и математической физики. 2011. Т. 51, № 10. С. 1806–1815.

8. Кац И. Я., Куржанский А. Б. Минимаксная многошаговая фильтрация в статистически неопределенных ситуациях // Автоматика и телемеханика. 1978. № 11. С. 79–87.

9. Ширяев В. И. Синтез управления линейными системами при неполной информации // Известия РАН. Техническая кибернетика. 1994. № 3. С. 229–237.

10. Гасников И. В., Токарев В. В. Оптимизация точности априорного прогнозирования возмущений в задачах гарантирующего управления // Автоматика и телемеханика. 2013. № 7. С. 102–125.

11. Эльясберг П. Е. Измерительная информация: сколько ее нужно? Как ее обрабатывать? М.: Наука, 1983. 208 с.

12. Ширяев В. И., Ильин Е. Д., Подвилова Е. О. Оценивание состояния динамической системы в условиях неопределенности // Мехатроника и робототехника. СПб.: Политехника-сервис, 2011. С. 101–110.

13. Черников С. Н. Метод свертывания систем линейных неравенств // Успехи математических наук. 1964. 19:5 (119). С. 149–156.

14. Бушенков В. А., Лотов А. В. Методы и алгоритмы анализа линейных систем на основе построения обобщенных множеств достижимости // Журнал вычислительной математики и математической физики. 1980. Т. 20, № 5. С. 1130–1141.

15. Подвилова Е. О., Ширяев В. И. О подходе к оцениванию состояния динамических систем как к решению системы линейных неравенств // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Сер. "Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника". 2013. Вып. 17, № 3 (13). С. 133–136.

E. D. Ilin, Postgraduate student, ilined@susu.ac.ru,

V. I. Shiryaev, Professor, vis@prima.susu.ac.ru, South Ural state university, Chelyabinsk

About Guaranteed Estimation of Disturbances in Linear Dynamic Systems

The article describes guaranteed disturbances and measuring errors estimation problem in linear dynamic systems. The original problem is transformed to linear inequalities system solving problem. Its solution is a set of disturbance vector meanings that are compatible with the linear inequalities system. Getting the precise solution of linear inequalities system is a computationally complicated problem, so it is suggested to find an approximation of the solution. The algorithm main idea is to find the disturbances or measuring errors estimations by solving the corresponding linear programming problems. The examples are given for two cases. The first case shows the estimation of the unknown constant component of disturbances vector. The second case is about estimating disturbances that has the additional restriction for the rate of change.

Keywords: guaranteed filtering, disturbances estimation, measuring errors estimation, linear inequalities systems

References

1. Filimonov N. B. Identifikacija sostojanija i vneshnej sredy diskretnyh dinamicheskikh ob#ektov metodom polijedral'nogo programirovanija. *Mehatronika, avtomatizacija, upravlenie*. 2003. N. 2. P. 11–15.
2. Andrienko A. Ja., Ivanov V. P. Voprosy teorii i praktiki sozdanija bortovyh terminal'nyh sistem zhidkostnyh raket-nositelej. *Avtomatika i telemehanika*. 2013. N. 3. P. 103–119.
3. Basseville M., Benveniste A., Willsky A. S. Detection of Abrupt Changes in Signals and Dynamical Systems. M.: Mir, 1989. 278 p.
4. Blizorukova M. S., Kodess A. S. K probleme dinamicheskogo vosstanovlenija upravlenija pri izmerenii chasti koordinat. *Differencial'nye uravnenija*. 2008. N. 11. P. 1450–1455.
5. Krjzhimskij A. V., Maksimov V. I. O sochetanii processov rekonstrukcii i garantirujushhego upravlenija. *Avtomatika i telemehanika*. 2013. N. 8. P. 5–21.
6. Osipov Ju. S., Krjzhimskij A. V., Maksimov V. I. Metody dinamicheskogo vosstanovlenija vhodov upravljajemyh sistem. Ekaterinburg: UrO RAN, 2011. 291 p.
7. Rozenberg V. L. K zadache dinamicheskoy rekonstrukcii vozmushhenija v stohasticheskom differencial'nom uravnenii. *Zhurnal vychislitel'noj matematiki i matematicheskoy fiziki*. 2011. V. 51, N. 10. P. 1806–1815.

8. Кац И. Я., Куржанский А. Б. Минимаксная многошаговая фильтрация в статистически неопределенных ситуациях. *Avtomatika i telemehanika*. 1978. N. 11. P. 79–87.

9. Shiryaev V. I. Sintez upravlenija linejnymi sistemami pri nepolnoj informacii. *Izvestija RAN. Tehnicheskaja kibernetika*. 1994. N. 3. P. 229–237.

10. Gasnikov I. V., Tokarev V. V. Optimizacija tochnosti aprior-nogo prognozirovanija vozmushhenij v zadachah garantirujushhego upravlenija. *Avtomatika i telemehanika*. 2013. N. 7. P. 102–125.

11. Jel'jasberg P. E. Izmeritel'naja informacija: skol'ko ejo nuzhno? Как ejo obrabatyvat'?. M.: Nauka, 1983. 208 p.

12. Shiryaev V. I., Ilin E. D., Podvilova E. O. Ocenivanie sostojanija dinamicheskoy sistemy v uslovijah neopredelennosti // Mehatronika i robototehnika. SPb.: Politehnika-servis, 2011. P. 101–110.

13. Chernikov S. N. Metod svertyvanija sistem linejnyh neravenstv. *Uspehi matematicheskikh nauk*. 1964. 19:5 (119). P. 149–156.

14. Bushenkov V. A., Lotov A. V. Metody i algoritmy analiza linejnyh sistem na osnove postroenija obobshhennyh mnozhestv dostizhivosti. *Zhurnal vychislitel'noj matematiki i matematicheskoy fiziki*. 1980. V. 20, N. 5. P. 1130–1141.

15. Podvilova E. O., Shiryaev V. I. O podhode k ocenivaniju sostojanija dinamicheskikh sistem как k resheniju sistemy linejnyh neravenstv. *Vestnik Juzhno-Ural'skogo gosudarstvennogo universiteta. Serija "Komjuternye tehnologii, upravlenie, radioelektronika"*. 2013. V. 17, N. 3 (13). P. 133–136.

УДК 621.3

В. Г. Градецкий, д-р техн. наук, проф., гл. науч. сотр., gradet@ipmnet.ru,
М. М. Князьков, канд. техн. наук, ст. науч. сотр., **А. А. Крюкова**, инженер,
Е. А. Семёнов, канд. техн. наук, ст. науч. сотр., **А. Н. Суханов**, инженер, **Л. Ф. Фомин**, науч. сотр.,
ФГБУН Институт проблем механики им. А. Ю. Ишлинского РАН

Динамика вакуумных контактных устройств мобильных роботов

Анализируются процессы вакуумирования емкостей вакуумных захватов шагающих роботов и роботов со скользящим уплотнением. Приводятся линеаризованные уравнения процесса вакуумирования в емкостях вакуумных устройств контакта с поверхностями, по которым происходит движение мобильных роботов. Исследуется влияние различных методов формирования вакуума на динамические характеристики роботов с вакуумными захватными устройствами и со скользящим уплотнением. Обсуждаются сравнительные данные о влиянии вихревого, вакуумного центробежного и эжекторного методов на функциональные характеристики роботов. Приводятся экспериментальные показатели, позволяющие установить допустимые предельные значения динамических параметров мобильных роботов с вакуумным контактом к поверхностям передвижения при внешних воздействиях. Оцениваются резонансные частоты, диапазоны пропускаемых частот, времена переходных процессов, позволяющие определить максимальное быстродействие.

Ключевые слова: мобильные роботы вертикального перемещения, вакуумные устройства контакта с поверхностью, динамика переходных процессов, скользящее уплотнение, резонанс

Введение

Эффективность функционирования мобильных роботов вертикального перемещения с вакуумными контактными устройствами во многом определяется особенностями движения в динамических режимах, включая запуск, выполнение маневров, торможение, перемещение со значительными ускорениями.

В этих условиях большое влияние на динамику мобильного робота в целом оказывают динамические процессы вакуумирования, происходящие в емкостях контактных устройств сцепления и расцепления роботов с поверхностями, по которым происходит движение. Вакуумными устройствами контакта с поверхностями оснащаются роботы с шаговым движением с пневматической системой приводов и с непрерывным движением при использовании колесной приводной системы. Исследованию динамических процессов в вакуумных устройствах уделяется серьезное внимание разработчиков роботов вертикального перемещения разных типов в Японии, Англии, США и других странах. В работах [1–3] рассматривалось влияние силовых воздействий на движение роботов шагового типа с вакуумными захватными устройствами. Анализ вихревых процессов приводится в работе [4] при движении роботов по различным поверхностям.

Однако процессам вакуумирования не уделялось достаточного внимания. Ранее, впервые в работах [5–7], был приведен предварительный анализ динамических процессов в системах создания вакуума в мобильных роботах с различными устройствами генерации вакуума, включая миниатюрные эжекторы.

В данной статье, которая является продолжением выполняемых авторами исследований, приводятся новые полученные аналитические и экспериментальные данные, выводятся линеаризованные уравнения процесса вакуумирования емкостей вакуумных контактных устройств мобильных роботов с учетом допущений, принимаемых при составлении дифференциальных уравнений пневматических систем, приведенных в работе [8].

Способы создания вакуума в контактных устройствах мобильных роботов вертикального перемещения

Необходимым условием удержания робота вертикального перемещения на поверхности является наличие прижимающей силы, которая создается различными способами: электромагнитными системами, системами создания вакуума, механическими захватными устройствами, реактивными системами и т. п. В статье рассматриваются различные системы создания вакуума для роботов вертикального перемещения — шагающих и со скользящим уплотнением.

Роботизированные платформы со скользящим уплотнением представляют собой системы с генерацией вакуума посредством откачивания воздуха из рабочей области с помощью вакуумного центробежного либо вихревого насоса соответственно. Основным преимуществом вихревого насоса является относительная бесшумность его работы, вызванная отсутствием необходимости выброса воздуха через крыльчатку наружу (рис. 1, а).

По сравнению с системой генерации вакуума с использованием вихревого вентилятора, центробежный вентилятор (рис. 1, б) предполагает более

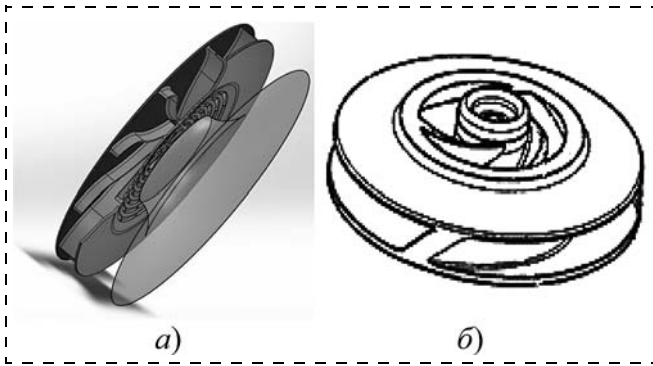


Рис. 1. Вихревой (а) и центробежный (б) вентиляторы и графическое представление уровня вакуума внутри вакуумируемой полости вихревого вентилятора (а)

плотный контакт скользящего уплотнения с поверхностью. Таким образом, роботу требуется меньшее число колес, что позволяет экономить электроэнергию и упростить конструкцию (рис. 2, см. вторую сторону обложки). В устройствах контакта с поверхностью роботов шагового типа вакуум создается чаще всего посредством миниатюрных эжекторов либо вакуумных насосов [1, 7].

Линеаризованное уравнение процесса вакуумирования в емкости устройства контакта с поверхностью

Приближенный расчет параметров (рис. 3) вакуумного контактного устройства основывается на решении уравнений изменения давлений и расхода воздуха.

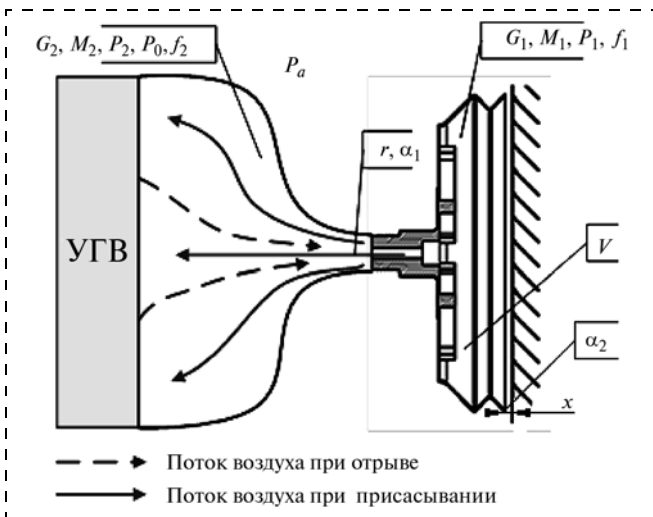


Рис. 3. Расчетная схема потоков воздуха при вакуумировании: УГВ — устройство генерации вакуума; P_a — атмосферное давление; G_1, M_1, P_1 — весовой расход воздуха, масса воздуха, давление в объеме V контактного устройства; G_2, M_2, P_2 — весовой расход воздуха, масса воздуха, давление на выходе вакуумного контактного устройства; r — пневматическое сопротивление при турбулентном режиме течения воздуха; α_1, α_2 — пневматическое сопротивление при ламинарном режиме течения воздуха; x — первоначальный зазор между торцом вакуумного контактного устройства и поверхностью; f_1, f_2 — площади поперечных сечений пневматических сопротивлений (дресселей) на входе емкости и на выходе из нее

Дифференциальные уравнения изменения давления во времени в емкости захватного устройства выводятся при допущениях о том, что процесс течения воздуха на входе и на выходе емкости захватного устройства — квазистатический, расход воздуха через пневматические сопротивления не зависит от сил инерции, обусловленных изменением скорости течения во времени, термодинамический процесс изменения состояния воздуха — адиабатический, мгновенное значение расхода принимается равным тому расходу, который был бы в статике при тех же давлениях до и после пневматического сопротивления. Поскольку расходные характеристики пневматических сопротивлений с турбулентными дресселями существенно нелинейны, при выводе дифференциальных уравнений используется линеаризация, т. е. рассматриваются малые отклонения параметров воздуха в емкости от параметров при исходном статическом режиме.

Предполагается, что воздух выкачивается из емкости посредством центробежного насоса или эжектора через пневматическое сопротивление на входе, а наполнение емкости происходит за счет прекращения вакуумирования и соединения с окружающей атмосферой через то же пневматическое сопротивление. Таким образом, при вакуумировании и заполнении изменяется объем емкости (рис. 3) в результате упругой податливости ее стенок.

Допускается, что в динамическом процессе изменяется давление внутри емкости, изменяется объем емкости за счет упругости стенок и эффективной площади контактного устройства в месте контакта с поверхностью, а начальное значение вакуума P_n и атмосферное давление P_a остаются постоянными. Если первоначально в емкости создан вакуум, то при прекращении вакуумирования и заполнения емкости воздухом за время dt масса воздуха в емкости изменяется на величину

$$dM = dM_1 - dM_2.$$

Здесь dM_1 и dM_2 — соответственно масса воздуха, поступившая в емкость через входное пневматическое сопротивление под перепадом давления $P_a - P$, и откаченная из емкости через входное и выходное пневматические сопротивления при создаваемом разрежении P , где P_a и P — абсолютные значения атмосферного давления и давления вакуумирования соответственно.

Весовой расход воздуха, поступающего в емкость и выходящего из емкости, равен

$$\frac{dM}{dt} = \frac{dM_1}{dt} - \frac{dM_2}{dt} = G_1 - G_2. \quad (1)$$

В произвольный момент времени масса воздуха в емкости $M = V_1 \rho$. Поскольку плотность ρ и объем емкости V_1 в нашем случае — переменные величины, изменение массы воздуха составляет величину

$$dM = V_c d\rho + \rho dV.$$

Учитывая уравнение состояния воздуха $P = \rho RT$ и изменение объема воздуха в вакуумном контактно-м устройстве со средней площадью поперечного сечения $S_1 = S dx$, получим

$$\frac{dM}{dt} = \frac{V_c}{RT} \cdot \frac{d(\delta P_a)}{dt} - \frac{P_{1c} S}{RT} \cdot \frac{d(\delta x)}{dt}. \quad (2)$$

Здесь P_1 — переменное абсолютное давление воздуха в емкости; P_c — давление в емкости на исходном статическом режиме; V_c — объем емкости в статическом режиме.

Значком "δ" обозначаются абсолютные приращения величин, отсчитываемые от их значений на исходном статическом режиме, индексом "с" обозначаются значения величин, относящиеся к исходному статическому режиму.

Расход, идущий на изменение давления в емкости, является функцией давления P_1 и изменения сопротивления r при изменении расстояния x от поверхности торца контактного устройства. При этом входное сопротивление, атмосферное давление, давление вакуумирования не меняются:

$$\frac{dM}{dt} = G_1 - G_2 = G(P_1, r, x). \quad (3)$$

В линейном приближении при малых отклонениях изменению массы воздуха в емкости соответствует выражение (3). Учитывая, что левые части выражений (2) и (3) равны, получим

$$\begin{aligned} \frac{dM}{dt} &= \frac{\partial G}{\partial P_1} \delta P_1 + \frac{\partial G}{\partial r} \delta r + \frac{\partial G}{\partial x} \delta x = \\ &= \frac{V_c}{RT} \cdot \frac{d(\delta P_1)}{dt} - \frac{P_{1c} S}{RT} \cdot \frac{d(\delta x)}{dt}. \end{aligned} \quad (4)$$

Поделим все члены левой и правой частей уравнения (4) на $-\frac{\partial G}{\partial P_1} \delta P_{1c}$, умножим и разделим член $\frac{dx}{dt}$ на x_c , член δr — на r_{1c} . Переходя к относительным приращениям, введем обозначения

$$\begin{aligned} \frac{\delta P_1}{P_{1c}} &= P_1; \quad \frac{\delta r}{r_{1c}} = r; \quad \frac{\delta x}{x_{1c}} = x; \\ \frac{d(\delta P_1)}{P_{1c}} &= \frac{dP_1}{dt}, \quad \frac{d(\delta r)}{r_{1c}} = \frac{dr}{dt}, \quad \frac{d(\delta x)}{x_{1c}} = \frac{dx}{dt} \end{aligned}$$

и получим следующее выражение:

$$\begin{aligned} &\frac{V}{RT \frac{\partial G}{\partial P_1}} \cdot \frac{dP_1}{dt} + P_1 = \\ &= \frac{S x_c}{RT \frac{\partial G}{\partial P_1}} \cdot \frac{dx}{dt} + \frac{\partial G}{\partial P_1} \cdot \frac{r_{1c}}{P_{1c}} \cdot r + \frac{\partial G}{\partial P_1} \cdot \frac{x_{1c}}{P_{1c}} \cdot x. \end{aligned} \quad (5)$$

Вводя обозначения

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{V}{RT \frac{\partial G_1}{\partial P_1}}; \quad T_2 = \frac{S x_c}{RT \frac{\partial G_1}{\partial P_1}}; \\ K_1 &= \frac{\partial G_1}{\partial P_1} \cdot \frac{r_{1c}}{P_{1c}} \quad \text{и} \quad K_2 = \frac{\partial G_1}{\partial P_1} \cdot \frac{x_{1c}}{P_{1c}}, \end{aligned}$$

получим линейризованное дифференциальное уравнение наполнения и опорожнения емкости вакуумного устройства контакта с поверхностью в следующем виде:

$$T_1 \frac{dP_1}{dt} + P_1 = T_2 \frac{dx}{dt} + K_1 r + K_2 x. \quad (6)$$

Частный случай турбулентного течения

Найдем значение T_2 для случая переменного объема V емкости. Переменный объем V может быть связан с переменной x некоторой функциональной зависимостью $V = f(x)$. Считая, что площадь поперечного сечения S гофрированной мембраны — переменная величина, получим

$$dV = S dx + x dS.$$

В этом случае из соотношения (4), с учетом того, что $dx = \delta x \cdot x_c$, следует

$$\begin{aligned} G_1 - G_2 &= \frac{V_c}{RT} \cdot \frac{d(\delta P_1)}{dt} - \frac{P_{1c}}{RT} \left(S_c \frac{dx}{dt} + x_c \frac{dS}{dt} \right) = \\ &= \frac{V_c}{RT} \cdot \frac{d(\delta P_1)}{dt} - \frac{P_{1c}}{RT} \left(S_c + x_c \frac{dS}{dt} \right) x_c \cdot \frac{dx}{dt}. \end{aligned}$$

$$\text{Постоянная времени } T_2 = \frac{\left[F_c + x_c \left(\frac{dS}{dt} \right)_c \right]}{RT \frac{\partial G_1}{\partial P_1}}.$$

Заметим, что $\left(\frac{dS}{dt} \right)_c$ в последнем выражении для T_2 определяется как тангенс угла наклона касательной к характеристике $F = f(x)$ в точке, соответствующей исходному статическому режиму.

Для определения коэффициентов K необходимо задаться режимами истечения через пневматическое сопротивление и найти разность расходов в установившемся режиме. Например, для докритического режима истечения и разности расходов воздуха в емкости и из емкости можно воспользоваться следующими приближенными формулами расходов при турбулентном течении, расчеты по которым хорошо согласуются с экспериментами [9]:

$$\begin{aligned} G &= G_1 - G_2 = \\ &= f_1 \left[\frac{2}{RT} P_1 (P_a - P_1) \right]^{1/2} - f_2 \left[\frac{2}{RT} P_2 (P_1 - P_2) \right]^{1/2}. \end{aligned}$$

Здесь f_1 и f_2 — коэффициенты, которые учитывают эффективные площади пневматических сопротивлений и особенности течений при перепадах давлений, рассматриваемых в данной статье.

Частный случай ламинарного течения

При ламинарном режиме течения расход воздуха через пневматическое сопротивление линейно зависит от перепада давлений. Поэтому в этом случае нет необходимости в линеаризации и анализе отклонений от параметров на исходном установившемся режиме. Для ламинарного режима течения разность расходов находится по формуле

$$G = G_1 - G_2 = \alpha_1(P_a - P_1) - \alpha_2(P_1 - P_2), \quad (7)$$

и соответственно уравнение течения записывается в виде

$$T_{\Pi} \frac{dP_1}{dt} + P_1 = K_0 P_a + K_2(P_2). \quad (8)$$

Здесь α_1 и α_2 — проводимости ламинарных пневматических сопротивлений; $T_{\Pi} = \frac{V}{RT(\alpha_1 + \alpha_2)}$ — постоянная времени апериодического звена; коэффициенты $K_0 = \frac{\alpha_1}{\alpha_1 + \alpha_2}$ и $K_2 = -\frac{\alpha_2}{\alpha_1 + \alpha_2}$; P_a — атмосферное давление; P_1 — изменение давления вакуумирования в переходном процессе. Если проводимость второго пневматического сопротивления $\alpha_2 = 0$, что соответствует отсутствию протечек между торцом вакуумного захвата и поверхностью, то $T_{\Pi} = \frac{V}{RT\alpha_1}$ и $T_{\Pi} \frac{dP_1}{dt} + P_1 = P_a$.

В этом случае в переходном процессе $\bar{P}_1 = \bar{P}_a e^{-\frac{t}{T_{\Pi}}}$, $P_1 < P_2$, и падение давления в емкости происходит по экспоненциальному закону (здесь и далее черта сверху означает давление в переходном процессе). Время, в течение которого давление в емкости уменьшится от \bar{P}_a до \bar{P}_b , составляет величину $t_{ab} = -T_{\Pi} \ln \frac{\bar{P}_b}{\bar{P}_a}$. Наполнение емкости происходит при $P_a > P_1$. Здесь давления \bar{P}_1 и \bar{P}_a отсчитываются от начального значения давления P_1 , которое принимают за нулевой уровень отсчета.

Заполнение емкости подчиняется следующему уравнению:

$$T_{\Pi} \frac{dP_1}{dt} + \bar{P}_1 = \bar{P}_a. \quad (9)$$

Решение неоднородного уравнения (9), как известно, состоит из суммы двух решений — решения однородного уравнения, соответствующего (9),

и частного решения. Считаем, что входное давление в момент $t = 0$ изменяется скачкообразно от 0 до \bar{P}_a . Так как правая часть уравнения — величина постоянная, то частное решение можно представить в виде $x = c$, где c — константа. Подставляя c в уравнение (9) вместо \bar{P}_1 , найдем $x = \bar{P}_a$.

Так как корень характеристического уравнения $x_1 = -\frac{1}{T_{\Pi}}$, решение уравнения (9) имеет вид

$$\bar{P}_1 = c_1 e^{-\frac{t}{T_{\Pi}}} + \bar{P}_a,$$

где $c_1 = -\bar{P}_a$ — произвольная постоянная, получаемая из того условия, что при $t = 0$ $\bar{P}_1 = 0$.

Окончательно получаем, что

$$\bar{P}_1 = \bar{P}_a \left(1 - e^{-\frac{t}{T_{\Pi}}} \right).$$

По графику этой функции переходного процесса можно определить постоянную времени как проекцию касательной на линию установившегося значения $\bar{P}_1 = \bar{P}_a$.

Экспериментальные исследования

Целью проведения эксперимента являлось исследование контактных вакуумных устройств, описанных ранее.

Во время исследования использовалось измерительное оборудование NIPXI-1052, разработанное компанией National Instruments.

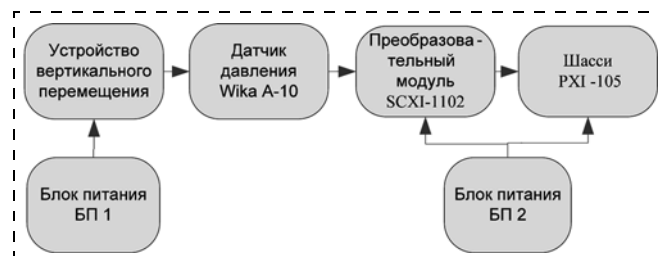


Рис. 4. Принципиальная схема эксперимента

В ходе эксперимента (рис. 4) с датчика вакуума Wika, герметично закрепленного на корпусе робота, сигнал поступал на модуль SCXI-1102, где происходило его преобразование из аналогового в цифровой с последующей передачей в запоминающее устройство компьютера в соответствии со схемой эксперимента, приведенной на рис. 5 (см. вторую сторону обложки).

Результатом проведенных испытаний стали графики зависимости изменения уровня вакуума от времени в режимах надежного контакта с тестовой поверхностью и отрыва контактного устройства от нее.

Изменение уровня вакуума в момент отрыва от тестовой поверхности и прижатия к ней (рис. 6) показывает, что переходный процесс в момент от-

рыва проходит быстрее, чем в момент прижатия. Время переходного процесса является определяющим фактором в алгоритме поведения робота при чрезвычайной ситуации, такой как разгерметизация зоны вакуумирования. Такая ситуация может возникнуть при появлении на пути робота неровностей или сквозных отверстий в поверхности и регистрируется резким изменением уровня вакуума. За время, равное половине переходного процесса, взятого за эталон отсчета, роботу необходимо принять решение и выполнить действие, связанное либо с увеличением уровня вакуума, либо со сменой места дислокации.

По сравнению с системой генерации вакуума с использованием вихревого вентилятора центробежный вентилятор предполагает более плотный контакт скользящего уплотнения с поверхностью. Таким образом, роботу требуется меньшее число колесных контактов с поверхностью, что позволяет экономить электроэнергию и упростить конструкцию, а также значительно уменьшает время переходного процесса при прилипании робота к поверхности (рис. 7).

В условиях возникновения высокого уровня вакуума сила прижатия и сила трения с контактной поверхностью будут значительно больше. В связи с этим данная конструкция является более устойчивой к внешним возмущающим силовым воздействиям и предпочтительна при использовании в технологических операциях, где необходима большая надежность и грузоподъемность (рис. 8).

В процессе проведения испытания и получения динамических характеристик вакуумных захватов при различной частоте срабатывания переключения режимов работы в системе управления было выявлено явление резонанса. Автоколебания возникали при частоте 4...4,5 Гц. Переходные харак-

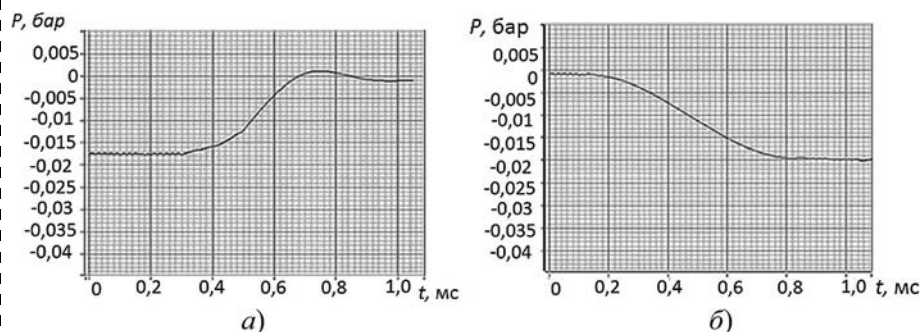


Рис. 6. Изменение уровня вакуума при отрыве контактного устройства, основанного на работе вихревого вентилятора (а), от тестовой поверхности и создании надежного контакта с ней (б) (1 бар = 10^5 Па)

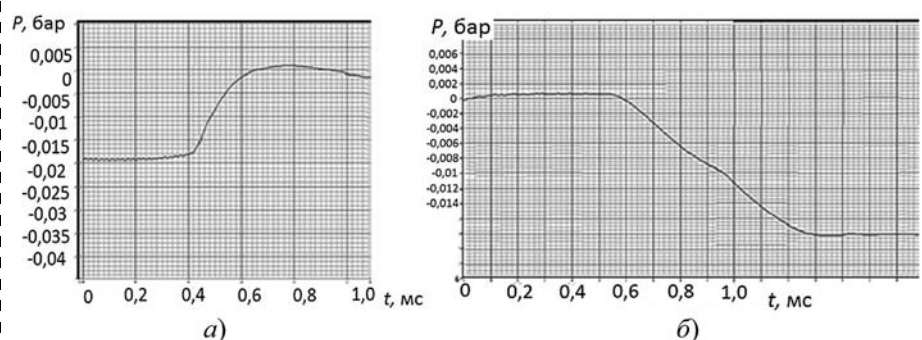


Рис. 7. Изменение уровня вакуума при отрыве (а) и прилипании (б) системы со скользящим уплотнением, основанной на работе вытяжного вентилятора

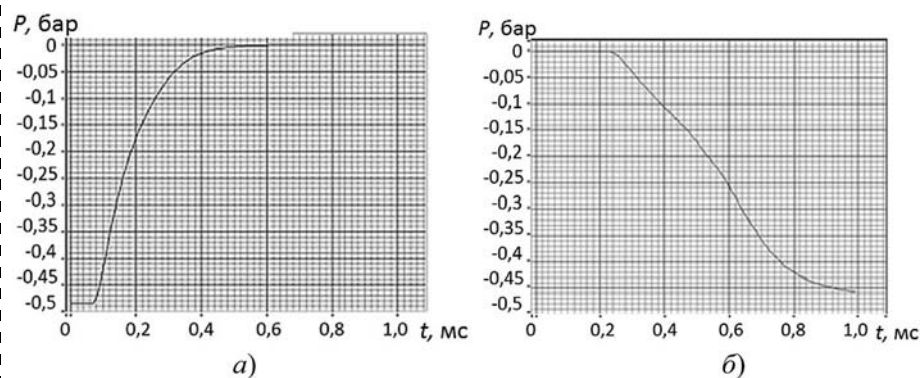


Рис. 8. Изменение уровня вакуума при отрыве (а) и прилипании (б) контактного устройства робота шагового типа (вакуумного захвата)

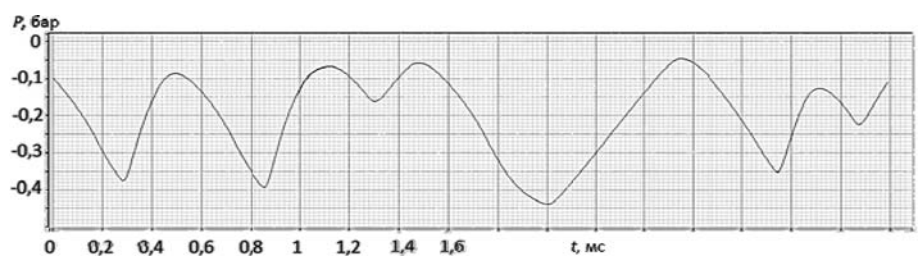


Рис. 9. Автоколебания, возникающие при работе вакуумного захватного устройства при частоте переключений 4 Гц

теристики рабочего режима вакуумного захвата в процессе резонанса приведены на рис. 9.

Данный диапазон частот позволяет судить о границе частоты безопасного переключения рабочих режимов движения робота.

Заключение

Проведенная серия экспериментов позволяет определить оптимальность выбора системы вакуумирования для роботов вертикального перемещения по критериям скорости переходного процесса создания вакуума и силы, обеспечивающей отсутствие отрыва. Для проведения исследовательских и сервисных операций предпочтительнее использовать платформу со скользящим уплотнением и генерацией вакуума вихревым или центробежным вентилятором. Для задач технологического профиля и повышенной надежности целесообразнее использовать шагающие роботы, снабженные вакуумными захватами. Также для надежной работы робота вертикального перемещения необходимо выявлять диапазон резонансных частот, чтобы определить безопасное выполнение алгоритма перемещения робота в заданном скоростном режиме.

Работа выполнялась в рамках гранта РФФИ № 12-08-00374-а и Программы № 1 ОММПУ РАН.

Список литературы

1. Longo D., Muscato G. Adhesion techniques for climbing robots: State of the art and experimental consideration // 11th Internat. Conf. on Climbing and Walking Robots and the Support Technologies for Mobile Machines, CLAWAR'08. 08—10 September 2008, Coimbra, Portugal.
2. Luk B., Collie A., Billingsley J. Robug II: An intelligent wall climbing robot // Robotics and Automation. Proc. of IEEE Internat. Conf. 1991. Vol. 3. P. 2342—2347.
3. Schmid D., Berns K., Ohr J. Analysis of sliding suction cups for negative pressure adhesion of a robot climbing on concrete walls // Proc. of CLAWAR 2012 Internat. Conf. Adaptive Mobile Robotics, 23—26 July 2012. Baltimore, USA. P. 813—820.
4. Illingworth L., Reinfeld D. Vortex attractor for planar and non-planar surfaces. U.S.A. Patent 6.619.922, Sept. 16, 2003.
5. Градецкий В., Князьков М., Фомин Л., Чашухин В. Механика миниатюрных роботов. М.: Наука, 2010. 271 с.
6. Градецкий В. Динамические процессы в миниатюрных мобильных роботах с вакуумным контактом к поверхностям перемещения. Ч. 2 // Вестник Нижегородского университета им. Н. И. Лобачевского. 2011. № 4. С. 104—105.
7. Градецкий В., Фомин Л. Динамические процессы в системах создания вакуума миниатюрных мобильных роботов // Мехатроника, автоматизация, управление. 2013. № 9 (150). С. 10—15.
8. Дмитриев В., Градецкий В. Основы пневмоавтоматики. М.: Машиностроение, 1973. 359 с.
9. Попов Д. Н. Нестационарные гидромеханические процессы. М.: Машиностроение, 1982. 238 с.

V. G. Gradetsky, Science research leader, Professor, gradet@ipmnet.ru,
M. M. Knyazkov, Science research senior, A. A. Kriukova, Postgraduate student,
E. A. Semionov, Science research senior, A. N. Sukhanov, Postgraduate student,
L. F. Fomin, Science researcher,
Institute for Problems in Mechanics named A. Yu. Ishlinski of the Russian Academy of Sciences

Dynamics of Vacuum Contact Devices of Mobile Robots

Vacuum grippers are used for reliable attachment of mobile robots' hulls to vertical surfaces. In the particular paper processes of vacuum creation in different types of mobile robots with vacuum grippers and sealing edge are analyzed and discussed. A sealing edge is characterized by the pressure difference between the atmospheric pressure and the pressure inside the vacuum chamber. The vacuum inside that chamber is created by the ventilator unlike walking mobile platforms where the vacuum is created by ejectors in grippers. Linearized equations of vacuum creation process in the vacuum chambers attached to the surface are provided.

For the experimental tasks the experimental techniques were discussed and laboratory equipment was created. The influence of different processes of vacuum creation on the dynamic characteristics of different types of mobile robots with vacuum grippers and sealing edge are analyzed.

Resonance frequencies, frequency ranges, time of transient processes are discussed.

Keywords: mobile climbing robots, vacuum attachment to the surface, dynamics of transient processes, sealing edge, resonance

References

1. Longo D., Muscato G. Adhesion techniques for climbing robots: State of the art and experimental consideration. 11th Internat. Conf. on Climbing and Walking Robots and the Support Technologies for Mobile Machines, CLAWAR '08. 08—10 September 2008, Coimbra, Portugal.
2. Luk B., Collie A., Billingsley J. Robug II: An intelligent wall climbing robot. Robotics and Automation. Proc. of IEEE Internat. Conf. 1991. Vol. 3. P. 2342—2347.
3. Schmid D., Berns K., Ohr J. Analysis of sliding suction cups for negative pressure adhesion of a robot climbing on concrete walls. Proc. of CLAWAR 2012 Internat. Conf. Adaptive Mobile Robotics, 23—26 July 2012. Baltimore, USA. P. 813—820.
4. Illingworth L., Reinfeld D. Vortex attractor for planar and non-planar surfaces. U.S.A. Patent 6.619.922, Sept. 16, 2003.
5. Gradetskiy V., Knyaz'kov M., Fomin L., Chashchukhin V. Mekhanika miniaturnykh robotov. M.: Nauka, 2010. 271 p.
6. Gradetskiy V. Dinamicheskie protsessy v miniaturnykh mobil'nykh robotakh s vakuumnym kontaktom k poverkhnostyam peregreshcheniya. Ch. 2. Vestnik Nizhegorodskogo universiteta im. N.I. Lobachevskogo. 2011. N. 4. P. 104—105.
7. Gradetskiy V., Fomin L. Dinamicheskie protsessy v sistemakh sozdaniya vakuuma miniaturnykh mobil'nykh robotov. Mekhatronika, avtomatizatsiya, upravlenie. 2013. N. 9 (150). P. 10—15.
8. Dmitriev V., Gradetskiy V. Osnovy pnevmoavtomatiki. M.: Mashinostroenie, 1973. 359 p.
9. Popov D. N. Nestatsionarnye gidromekhanicheskie protsessy. M.: Mashinostroenie, 1982. 238 p.

О. А. Тягунов, д-р техн. наук, проф., tyagunov@mirea.ru,

М. А. Теплов, аспирант, maxim.teplov@gmail.com,

Московский государственный технический университет радиотехники, электроники и автоматики

Парето-оптимальная настройка типовых регуляторов в системе стабилизации курса мобильного робототехнического комплекса

Рассматривается задача настройки параметров типовых регуляторов для стабилизации курса мобильного робототехнического комплекса. Для решения задачи используется технология многокритериального выбора параметров, основанная на случайном зондировании многомерного пространства оптимизируемых параметров с последующим построением приближенной границы точек Парето.

Ключевые слова: мобильный робот, стабилизация курса, многокритериальный выбор, типовой регулятор, точки Парето, случайное зондирование

Известно, что мобильные робототехнические комплексы (МРТК) являются важным элементом систем и средств роботизации процессов в разнообразных областях человеческой деятельности [1, 2], причем в большинстве зарубежных и отечественных разработок МРТК используется достаточно хорошо отработанный дистанционный принцип управления. Вместе с тем, в последнее время значительный интерес проявляется к использованию в МРТК принципа автономного управления, при котором значительная часть выполняемых оператором функций по управлению передается бортовой системе управления. В этом случае исполнительная подсистема МРТК должна автоматически выполнять команды из базового набора (разгон и торможение, стабилизация заданных скорости, курса и радиуса поворота и т. д.) и обработку заданных траекторий движения (последовательностей из базового набора команд).

Практически в состав исполнительной подсистемы автономного МРТК должны входить системы автоматического управления отдельными режимами. Проблемы построения систем автоматического управления основными режимами движения МРТК для сравнительно простых моделей взаимодействия движителя МРТК с поверхностью перемещения рассматривались в ряде публикаций [3–7]. К сожалению, полученные результаты оказались мало пригодными для построения систем управления тяжелыми МРТК в условиях более сложного многообразия процессов, происходящих при движении колесных и гусеничных МРТК по различным поверхностям. В работе [8] была поставлена и решена задача многокритериальной настройки параметров одного из основных режимов работы автономного МРТК — режима автоматической стабилизации скорости МРТК — на основе использования Парето-оптимальных решений.

Данная статья посвящена решению задачи настройки параметров типовых регуляторов подсистемы автоматической стабилизации курса движения тяжелых колесных и гусеничных МРТК на основе технологии построения Парето-оптимальных решений.

Функциональная схема стабилизации курса МРТК

Рассмотрим предварительно особенности функционирования подсистемы стабилизации курса тяжелого МРТК как колесного, так и гусеничного исполнения, основываясь на специфике построения аппаратных средств управления движением типовых вариантов тяжелых колесных и гусеничных машин [9–11].

Как известно, двигательная установка создает условия для формирования вращающих моментов на ведущих колесах левого и правого бортов МРТК. В случае тяжелых колесных и гусеничных вариантов МРТК двигательная установка состоит, как правило, из одного дизельного двигателя, конической передачи и трансмиссии бортов МРТК, причем в случае равных значений коэффициентов передач создаются одинаковые по модулю и направлению вращающие моменты на ведущих колесах, вследствие чего движение МРТК будет прямолинейным.

В случае МРТК среднего класса как колесного, так и гусеничного исполнения двигательная установка может состоять из двух независимо управляемых электрических двигателей с индивидуальным редуктором. При одинаковых значениях напряжений на двигателях и их полярности создаются одинаковые вращающие моменты на двигателях, и реализуется режим прямолинейного движения МРТК.

Для реализации двух важных режимов движения МРТК (поворот на заданный угол и стабилизация курса движения) необходимо создать условия для обеспечения неравенства линейных скоростей левого и правого бортов МРТК. Эта операция осуществляется с помощью механизма поворота (МП). Существуют различные способы реализации МП, но наиболее часто реализуются два варианта МП:

1. *МП непрерывного (плавного) типа.* Этот вариант может быть осуществлен за счет:

- подачи разных по модулю значений напряжений на электрические двигатели, создающих разные моменты на ведущих колесах (МРТК среднего класса);

- использования бортовых фрикционов, создающих тормозящие моменты на отстающих бортах (ведущих колесах) (МРТК тяжелого класса);
- использования на каждом борту МРТК тяжелого класса индивидуальных автоматических коробок передач.

Особенностью этого варианта МП является реализация плавного регулирования радиуса поворота МРТК.

2. МП дискретного типа. Этот тип МП реализуется, в основном, в тяжелых вариантах МРТК за счет применения планетарного механизма, позволяющего понизить линейную скорость отстающего борта за счет переключения его на пониженную передачу. Фактически при использовании этого варианта МП реализуется режим релейного управления.

Таким образом, функциональная схема подсистемы стабилизации курса МРТК может быть представлена в виде, изображенном на рис. 1.

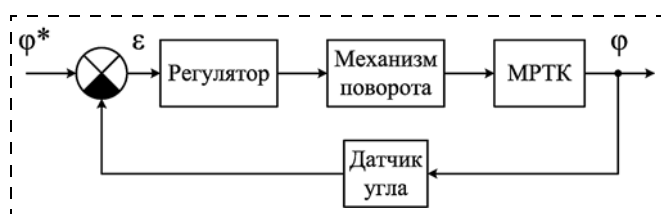


Рис. 1. Функциональная схема контура стабилизации курса МРТК

Рассмотрим основные особенности функциональной схемы стабилизации курса МРТК. Основным элементом схемы является объект управления — МРТК. Выходной переменной МРТК является текущее значение курса φ , а входным воздействием — момент поворота [9, 10].

Элемент функциональной схемы "Датчик угла" — это устройство, дающее информацию о текущем курсе движения МРТК. В качестве датчика могут быть использованы различные датчики, включая гироскопические платформы и др.

Наконец, элемент "Регулятор" задает закон управления (стабилизации) — функциональную зависимость момента поворота M как функцию ошибки регулирования $\varepsilon = \varphi^* - \varphi$.

Математические модели элементов функциональной схемы стабилизации курса МРТК

Математическая модель МРТК. Известны трудности, возникающие при построении математических моделей МРТК как объекта управления. Во-первых, МРТК — это сложная механическая система, состоящая из большого числа механически связанных подсистем. Во-вторых, движение МРТК может происходить в сложной пересеченной местности, изобилующей различными препятствиями, подъемами и спусками, косогородами и оврагами; в этих условиях математические модели должны учитывать перемещение МРТК в трехмерном пространстве. В-третьих, при движении МРТК возникают такие эффекты, как буксование и юз, связанные с де-

формацией грунта. Как следствие, полные уравнения динамики МРТК, описывающие динамику его движения в трехмерном пространстве с учетом сложного взаимодействия движителя МРТК с поверхностью, получить в явном виде практически невозможно.

Тем не менее, в теории и практике исследования МРТК накоплен опыт построения упрощенных уравнений динамики, которые можно использовать при разработке алгоритмического и программного обеспечения для управления основными режимами движения МРТК (разгон, торможение, выход на заданную скорость движения и ее стабилизация, поворот на заданный угол (курс) движения и его стабилизация, поворот с заданным радиусом поворота и т. д.). Эффективность разработанных алгоритмов можно в дальнейшем проверить на имитационных математических моделях, учитывающих все особенности движения МРТК.

Будем рассматривать модель динамики движения МРТК на плоскости в следующем виде [11]:

$$m \frac{d^2 s}{dt^2} = F_3 + F_0 - R_c; \quad (1)$$

$$I_z \frac{d^2 \varphi}{dt^2} = \frac{B}{2} (F_3 - F_0) - M_c, \quad (2)$$

где s — линейное перемещение центра тяжести машины; φ — угловое перемещение (курс) МРТК; B — колея МРТК (т. е. расстояние между центральными линиями гусениц (колесами)); J_z и m — момент инерции массы машины относительно вертикальной оси, проходящей через ее центр тяжести, и масса МРТК соответственно; F_3 и F_0 — тяговые силы на забегавшей и отстающей гусеницах (колесах) соответственно; R_c и M_c — результирующее сопротивление и момент сопротивления повороту, приложенные к гусенице (колесам) со стороны грунта (поверхности перемещения) соответственно.

Уравнения (1) и (2) описывают режимы криволинейного движения МРТК на плоскости, включая режимы поворота на заданный угол (курс) движения и его стабилизации. Следует заметить, что для режима стабилизации курса, как правило, характерно сравнительно небольшое изменение линейной скорости МРТК, поэтому будем полагать, что динамические свойства МРТК в режиме стабилизации скорости могут быть описаны уравнением (2). В частности, передаточная функция МРТК может быть представлена в виде последовательного соединения двух интегрирующих звеньев

$$W_{\text{МРТК}}(s) = \frac{k}{s^2}. \quad (3)$$

Математическая модель механизма поворота. Выше было отмечено, что для реализации режима стабилизации курса МРТК могут быть использованы два варианта МП — *МП плавного типа* и *МП дискретного типа*. Несмотря на принципиальное отличие принципов работы МП и различные аппаратные средства их реализации, для описания пе-

реходных процессов в МП можно использовать математическую модель следующего вида [9]:

$$W_{\text{МП}}(s) = \frac{k}{T_{\text{МП}}s + 1}.$$

Выбор структуры регулятора курса движения МРТК с механизмом поворота плавного типа

Воспользуемся классическими методиками определения структуры регулятора для сравнительно несложных объектов управления [12, 13], к которым в полной мере можно отнести рассматриваемый нами случай. Прежде всего, можно выделить четыре варианта типовых регуляторов, которые могут быть рекомендованы для стабилизации курса движения МРТК с МП плавного типа:

- пропорционально-дифференциальный регулятор (ПД регулятор);
- пропорционально-дифференциальный-дифференциальный регулятор (ПДД регулятор);
- пропорционально-интегральный-дифференциальный регулятор (ПИД регулятор);
- пропорционально-интегральный-дифференциальный-дифференциальный регулятор (ПИДД регулятор).

Многокритериальный выбор параметров регулятора курса МРТК с непрерывным вариантом МП

Известно, что в теории и практике синтеза систем автоматического управления доминируют традиционные методы, предполагающие при выборе параметров управляющих устройств использование одного, пусть и достаточно сложного, показателя качества (критерия). Ряд исследователей отмечали противоречивость такой постановки задачи и подчеркивали необходимость перехода к многокритериальному выбору параметров (А. М. Летов [14], А. А. Фельдбаум [15] и др.). Определенный прогресс в развитии методов многокритериального выбора параметров для систем управления был представлен в серии публикаций [16–20], а именно:

1) развиты технологии исследования устойчивости и качества линейных стационарных систем управления высокой размерности на основе использования прямых корневых методов;

2) обоснованы основные этапы решения задач многокритериального выбора параметров:

- формализация задачи, включая обоснованный выбор системы критериев качества, по которым будет определяться оптимальное решение;
- выбор в пространстве оптимизируемых параметров Парето-оптимальных решений;
- выбор принципа нахождения компромисса, позволяющего находить решение по всем локальным (частным) критериям с учетом их противоречивого характера;

3) разработана высокоэффективная модификация версии метода И. М. Соболя и Р. Б. Статникова [19] глобального зондирования пространства параметров с использованием наиболее равномерно распределенных последовательностей с процеду-

рой построения точек Парето в сечениях критериального пространства;

4) показано, что при многокритериальном выборе параметров линейных систем управления наиболее целесообразно использовать систему критериев "степень устойчивости—колебательность", обладающую свойством слабой коррелированности и позволяющую адекватно оценивать динамические свойства систем управления;

5) разработан эффективный комплекс программных средств для решения задач многокритериального выбора параметров систем управления [20];

6) показана эффективность модернизированной технологии многокритериального выбора при решении задач оптимизации параметров систем управления сложных многосвязных мехатронных систем;

7) успешно решена задача настройки типовых регуляторов для стабилизации скорости МРТК [8].

Будем использовать полученные результаты при решении задачи многокритериального выбора параметров регулятора курса МРТК. В качестве критериев оптимальности примем совокупность двух критериев "степень устойчивости—колебательность", описывающих две важнейшие характеристики систем управления — быстродействие ("степень устойчивости") и колебательные свойства ("колебательность"). При выборе настроек регулятора для обеспечения высокого качества переходного процесса необходимо уменьшать значения критерия "колебательность" и увеличивать значение критерия "степень устойчивости" [16–18]. Следует заметить, что в программном комплексе "Анализ систем" [20], используемом для задачи настроек регуляторов, для достижения максимума степени устойчивости *отыскивается минимум обратной ей величины*. Приведем результаты нахождения оптимальных настроек для выбранных двух вариантов регулятора (ПД, ПДД, ПИД и ПИДД регуляторы).

На рис. 2 представлено распределение значений критериев на плоскости критериального пространства для случая ПД регулятора, на котором ломаной линией показана приближенная кривая Парето. Именно среди пяти отмеченных цифрами точек, лежащих на этой ломаной, разработчику системы управления и следует выбирать устраивающий его

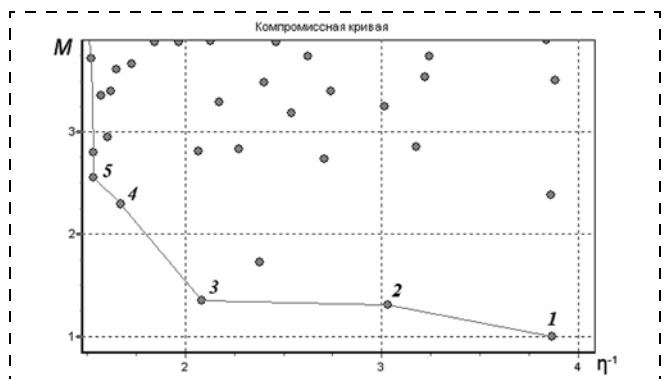


Рис. 2. Эффективные точки Парето в сечении критериального пространства параметров "колебательность — степень устойчивости" для ПД регулятора

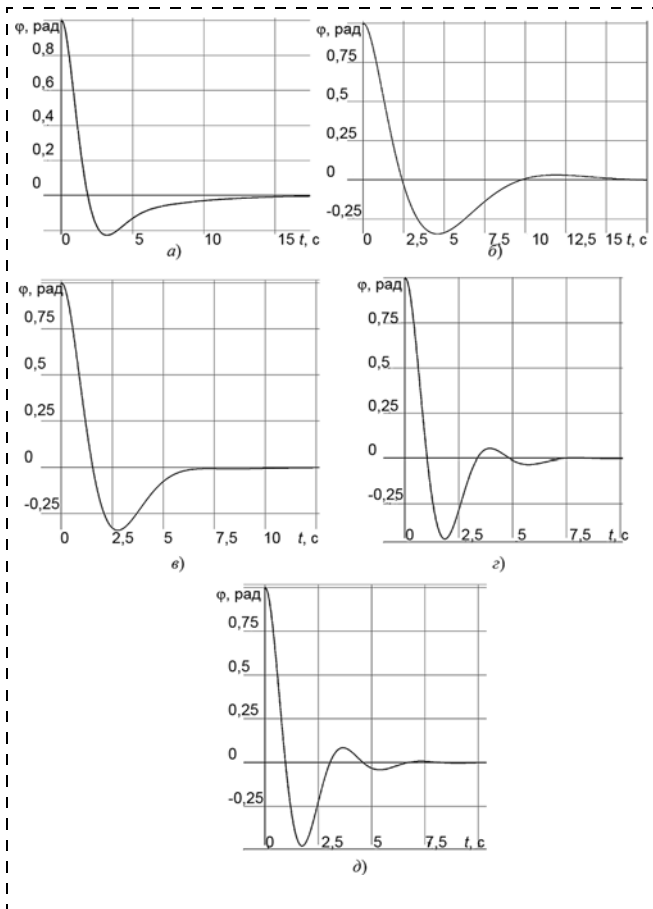


Рис. 3. Кривые переходного процесса регулирования курса МРТК для различных вариантов настроек регуляторов, соответствующих точкам Парето для ПД регулятора

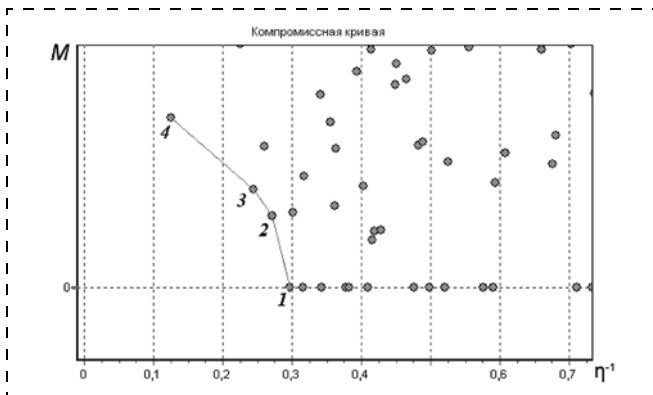


Рис. 4. Эффективные точки Парето в сечении критериального пространства параметров "колебательность — степень устойчивости" для ПД регулятора

Таблица 1

Показатели качества переходного процесса для Парето-оптимальных решений для ПД регулятора скорости МРТК

Показатель качества	Вариант настройки регулятора				
	1	2	3	4	5
Время регулирования t_p , с	7,5	8,5	5,3	4,2	4,1
Перерегулирование σ , %	24	35	35	44	48

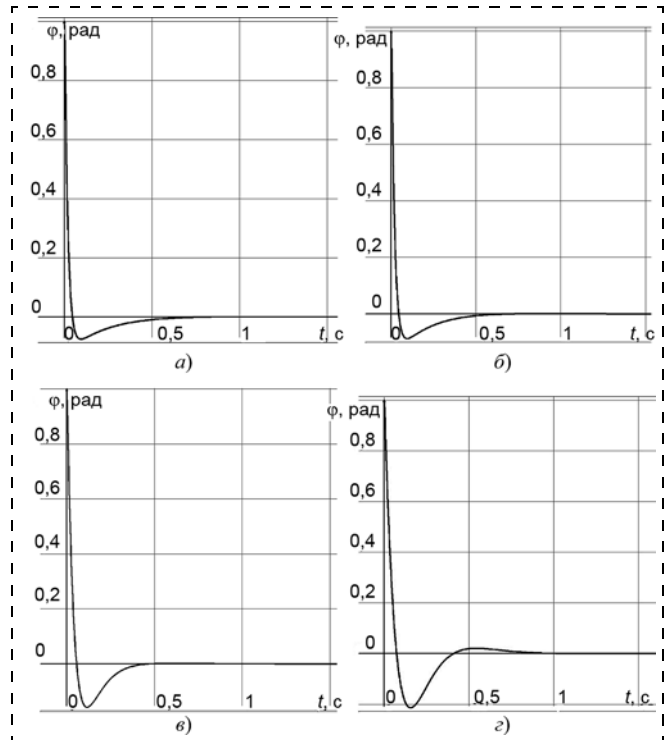


Рис. 5. Кривые переходного процесса регулирования курса МРТК для различных вариантов настроек регуляторов, соответствующих точкам Парето для ПД регулятора

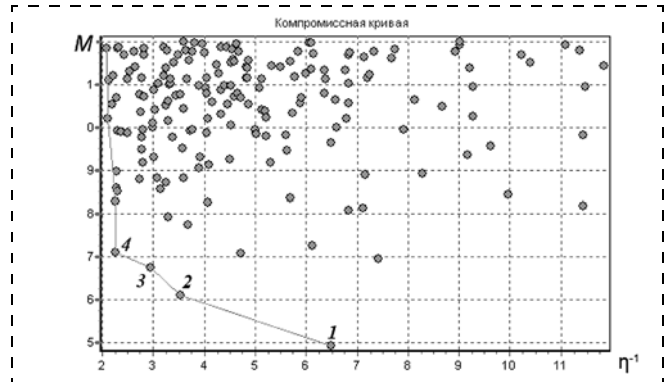


Рис. 6. Эффективные точки Парето в сечении критериального пространства параметров "колебательность — степень устойчивости" для ПИД регулятора

вариант настроек регулятора. На рис. 3 представлены кривые переходного процесса ошибки регулирования курса, соответствующие различным пяти вариантам настроек регулятора, а в табл. 1 — показатели качества переходного процесса (время регулирования t_p и перерегулирование σ) для каждой Парето-оптимальной точки.

На рис. 4 представлено распределение значений критериев на плоскости критериального пространства для случая ПД регулятора, на котором ломаной линией показана приближенная кривая Парето, на рис. 5 представлены кривые переходного процесса ошибки регулирования курса, а в табл. 2 — показатели качества переходного процесса для каждой Парето-оптимальной точки.

На рис. 6 представлено распределение значений критериев на плоскости критериального простран-

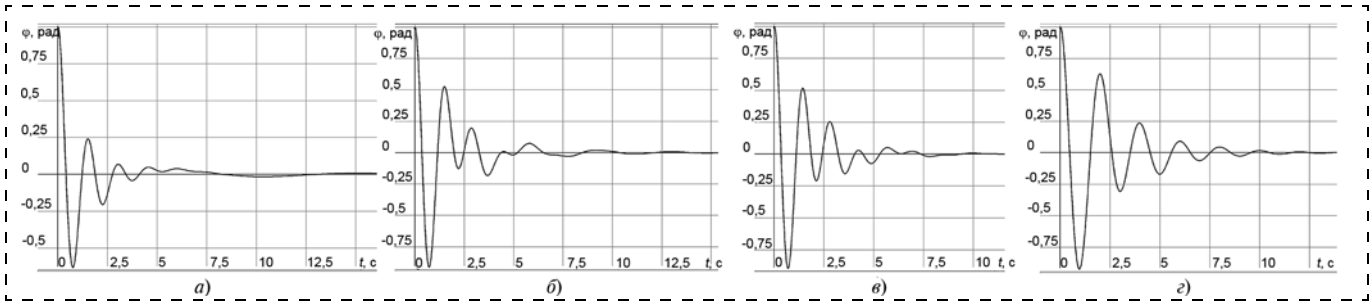


Рис. 7. Кривые переходного процесса регулирования курса МРТК для различных вариантов настроек регуляторов, соответствующих точкам Парето для ПИД регулятора

ства для случая ПИД регулятора, на котором ломаной линией показана приближенная кривая Парето, на рис. 7 представлены кривые переходного процесса ошибки регулирования курса, а в табл. 3 — показатели качества переходного процесса для каждой Парето-оптимальной точки.

Наконец, на рис. 8 представлено распределение значений критериев на плоскости критериального пространства для случая ПИД регулятора, на рис. 9 представлены кривые переходного процесса ошибки регулирования курса, а в табл. 4 — показатели качества переходного процесса (время регулирования t_p и перерегулирование σ) для каждой Парето-оптимальной точки.

Представленные результаты позволяют сделать следующие выводы:

1. В отличие от методов классической теории управления используемая нами методология мно-

гокритериального выбора параметров настроек регуляторов (в рамках выбранной структуры регулятора) позволяет рассматривать не одно единственное решение (набор настроек регулятора), а целое множество решений. Это позволяет более обоснованно подойти к решению проблемы выбора параметров регуляторов с учетом противоречивого характера требований, предъявляемых к динамике процесса регулирования. В рамках классической теории принятия решений [21] после этапа построения точек Парето наступает этап выбора принципа нахождения компромисса, позволяющего искать решение по всем локальным (частным) критериям с учетом их противоречивого характера. Исследования показали, что в практике оптимального многокритериального выбора параметров управляющих устройств систем автоматического управления [16—18] хорошо зарекомендовал себя критерий "идеальная точка", в соответствии с которым выбирается одно или несколько решений, у которых

Таблица 2

Показатели качества переходного процесса для Парето-оптимальных решений для ПИД регулятора скорости МРТК

Показатель качества	Вариант			
	1	2	3	4
Время регулирования t_p , с	0,21	0,2	0,28	0,33
Перерегулирование σ , %	7	8	17	22

Таблица 3

Показатели качества переходного процесса для Парето-оптимальных решений для ПИД регулятора скорости МРТК

Показатель качества	Вариант			
	1	2	3	4
Время регулирования t_p , с	3,2	6,2	5,6	5,7
Перерегулирование σ , %	61	92	92	94

Таблица 4

Показатели качества переходного процесса для Парето-оптимальных решений для ПИД регулятора скорости МРТК

Показатель качества	Вариант		
	1	2	3
Время регулирования t_p , с	0,12	0,18	0,47
Перерегулирование σ , %	5	3	10

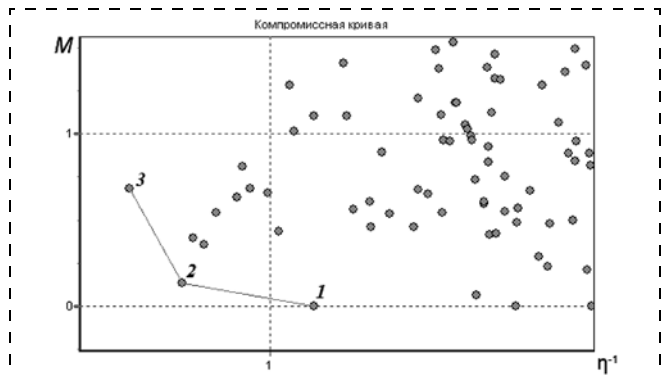


Рис. 8. Эффективные точки Парето в сечении критериального пространства параметров "колебательность — степень устойчивости" для ПИД регулятора

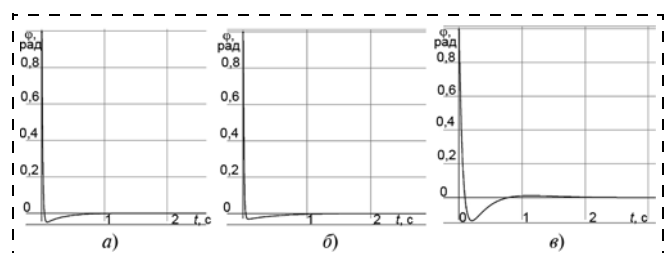


Рис. 9. Кривые переходного процесса регулирования курса МРТК для различных вариантов настроек регуляторов, соответствующих точкам Парето для ПИД регулятора

расстояние (евклидово) до точки в критериальном пространстве, задаваемой ЛПР ("идеальная точка"), минимально. Например, в нашем случае "идеальной" можно назначить точку в начале координат критериального пространства (рис. 3, 5, 7, 9). По нашему мнению, окончательный выбор варианта остается за разработчиком системы.

2. Типовые ПДД и ПИДД регуляторы позволяют получить существенно *более хорошие характеристики переходного процесса в процессе автоматической стабилизации курса* движения МРТК по сравнению с ПД и ПИД регуляторами соответственно, причем ПИДД регулятор позволяет обеспечить дополнительное свойство инвариантности к возмущениям, действующим на МРТК в процессе доворотов, неизбежно возникающих при стабилизации курса [9—11].

Выбор регулятора стабилизации курса для дискретных МП

Отмеченные выше результаты выбора и настройки параметров регуляторов относились к случаю использования в МРТК непрерывных МП, используемых в МРТК среднего класса с электрическим исполнительным приводом и, частично, в тяжелых МРТК, в которых используются бортовые фрикционы, создающих тормозящие моменты на отстающих бортах, либо используются индивидуальные автоматические коробки передач на каждом борту.

Тем не менее, существует довольно обширный класс тяжелых МРТК, в которых используются механические ступенчатые коробки передач, и режим поворота МРТК (случай дискретного МП) реализуется за счет понижения номера передачи отстающего борта. Для этого варианта МП можно предложить следующий вариант регулятора, который довольно легко реализовать на практике и который позволяет обеспечить достаточно высокое качество процесса стабилизации курса.

Известно, что в паспортных данных МРТК присутствует таблица расчетных значений радиусов поворота, соответствующих каждой передаче (табл. 5). Следует заметить, что при поворотах на передаче 1 и при заднем ходе отстающий борт заторможен (гусеница неподвижна), и МРТК поворачивает с радиусом, равным ширине колеи.

В зависимости от типа грунта, на котором происходит движение МРТК, значения радиусов поворота могут незначительно отличаться от расчет-

Таблица 5

Расчетные значения радиусов поворота

Передача	Значения радиусов
1	$R(1)$
2	$R(2)$
.....
i	$R(i)$
.....
$n - 1$	$R(n - 1)$
n	$R(n)$
Передача заднего хода	$R(3x)$

ных. Будем также учитывать и тот факт, что каждой передаче i дискретного МП соответствует вполне определенное значение угловой скорости поворота $\omega(i)$ МРТК.

Тогда алгоритм стабилизации курса МРТК можно представить в следующем виде:

1. Вычисление отклонения $\Delta\varphi$ текущего курса φ МРТК от заданного φ^* : $\Delta\varphi = \varphi^* - \varphi$.
2. Вычисление оценки времени программного доворота $\Delta t = \Delta\varphi/\omega(i)$, соответствующей номеру передачи i .
3. Реализация программного доворота длительностью Δt .

Проверка полученных настроек регуляторов на имитационных моделях

Авторами был разработан программный комплекс в среде "Универсальный механизм" [22], с помощью которого была проверена эффективность разработанных алгоритмов стабилизации скорости МРТК. Из основных особенностей программного комплекса можно отметить следующее:

- подробная геометрическая модель МРТК создается с помощью среды 3 ds MAX с ее последующим экспортом в среду "Универсальный механизм", который строит модели кинематики и динамики МРТК;
- математическая модель исполнительного уровня МРТК создается в среде SIMULINK и экспортируется в "Универсальный механизм";
- "Универсальный механизм" генерирует уравнения управляемого движения, выполняет интегрирование этих уравнений с последующим отображением результатов расчета с помощью средств виртуальной реальности.

Данные предварительного моделирования свидетельствуют о принципиальной работоспособности разработанных алгоритмов стабилизации курса и о возможности их использования в подсистемах исполнительного уровня МРТК различного назначения.

Список литературы

1. Кондратьев А. Е. Боевые роботы США — под водой, в небесах и на суше // Независимое военное обозрение. 2010. № 17. С. 8—9.
2. Материалы третьей Всероссийской научно-практической конференции "Перспективные системы и задачи управления". Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2008. Т. 1, 2.
3. Бурдаков С. Ф., Мирошник И. В., Стельмаков Р. Э. Системы управления движением колесных роботов. СПб.: Наука, 2001. 227 с.
4. Мартыненко Ю. Г. Управление движением мобильных колесных роботов // Фундаментальная и прикладная математика. 2005. Т. 11. Вып. 8. С. 29—80.
5. Емельянов С. Н., Платонов А. К., Ярошевский В. С. Система управления полноприводного трехколесного движителя // Мобильные роботы и мехатронные системы. М.: Изд-во МГУ, 2000. С. 89—99.
6. Ploeg J., Vissers John P. M., Nijmeijer H. Control design for an overactuated wheeled mobile robot // 4th IFAC Symposium on Mechatronics Systems. Eds. IFAC, Heidelberg, Germany, 2006. P. 127—132.
7. Мартыненко Ю. Г., Письменная Е. В., Балахно М. В., Мотин А. Ю., Комаров П. А. Транспортный робот с бортовой

локационной системой (варианты) Патент 2454314. Дата публикации заявки: 27.10.2011.

8. **Тягунов О. А., Теплов М. А.** Настройка типовых регуляторов для стабилизации скорости движения мобильного робототехнического комплекса с использованием технологии построения Парето-оптимальных решений // Мехатроника, автоматизация, управление. 2013. № 4. С. 19—25.

9. **Забавников Н. А.** Основы теории транспортных гусеничных машин. М.: Машиностроение, 1975. 448 с.

10. **Платонов В. Ф., Лейшвили Г. Р.** Гусеничные и колесные транспортно-тяговые машины. М.: Машиностроение, 1986. 296 с.

11. **Вонг Дж.** Теория наземных транспортных средств. М.: Машиностроение, 1982. 284 с.

12. **Ким Д. П.** Теория автоматического управления. Т. 1. М.: Физматлит, 2003. 250 с.

13. **Цыпкин Я. З.** Основы теории автоматических систем. М.: Наука, 1977. 468 с.

14. **Летов А. М.** Динамика полета и управление. М.: Наука, 1969.

15. **Фельдбаум А. А.** Электрические системы автоматического регулирования. М.: Оборонгиз, 1957.

16. **Кормилкин А. А., Тягунов О. А.** Многокритериальный выбор параметров регуляторов для линейных систем управления // Мехатроника, автоматизация, управление. 2007. № 3. С. 13—18.

17. **Тягунов О. А., Деркач В. В.** Задача многокритериальной настройки параметров регуляторов // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2007. № 5, Т. 5. С. 5—13.

18. **Тягунов О. А.** Выбор показателей качества при многокритериальной настройке параметров систем управления // Мехатроника, автоматизация, управление. 2008. № 4. С. 12—16.

19. **Соболь И. М., Статников Р. Б.** Выбор оптимальных параметров в задачах со многими критериями. М.: Наука, 1981.

20. **Евстигнеев Д. В., Кормилкин А. А., Тягунов О. А.** Программный комплекс для моделирования и исследования систем автоматического управления // Мехатроника, автоматизация, управление. 2007. № 6. С. 41—45.

21. **Рыков А. С.** Методы и модели системного анализа: принятие решений и оптимизация. М.: МИСИС, 2005.

22. **Погорелов Д. Ю., Михеев Г. В., Ковалев Р. В., Агапов Д. Г.** Моделирование динамики колесных и гусеничных роботов в реальном времени с использованием программного комплекса "Универсальный механизм" // Труды XXI Междунар. науч.-техн. конф. "Экстремальная робототехника 2010". СПб: Изд-во "Политехника-сервис", 2010. С. 180—186.

О. А. Tyagunov, Professor, tyagunov@mirea.ru,

М. А. Teplov, Postgraduate student, maxim.teplov@gmail.com,

Moscow State Institute of Radio Engineering, Electronics and Automation

Pareto-Optimal Adjustment of the Typical Regulators in the Stabilization Robot's Azimuth System's of the Mobile Robotic Complex

In this article, statement of a problem adjustments of parameters typical regulators for stabilization of robot's azimuth is considered. For the decision of a problem, the technology of the multiobjective choice of the parameters based on stochastic exploration of multivariate space of parameters with the subsequent construction of the approached border of Pareto's points has been offered. Methods of azimuth stabilization for different type robots were pointed out. Degree of stability and oscillation were selected as optimization criteria. In a number of experiments, Pareto's points for four types of controllers were obtained. By applying the Systems Analysis software, it has been pointed that the best transient process parameters may be obtained if PDD or PID controllers are used for azimuth stabilization. A simulation model developed with the Universal Mechanism software complex was used to test the controllers' adjustment obtained.

Keywords: robot, azimuth stabilization, multiobjective choice, typical regulators, Pareto's points, stochastic exploration

References

1. **Kondrat'ev A. E.** Boevye roboty SShA — pod vodoy, v nebesakh i na sushe. *Nezavisimoe voennoe obozrenie*. 2010. N. 17. P. 8—9.

2. **Materialy** tret'ey Vserossiyskoy nauchno-prakticheskoy konferentsii "Perspektivnye sistemy i zadachi upravleniya". Taganrog: Izd-vo TTI YuFU, 2008. V. 1, 2.

3. **Burdakov S. F., Miroshnik I. V., Stel'makov R. E.** Sistemy upravleniya dvizheniem kolesnykh robotov. SPb.: Nauka, 2001. 227 p.

4. **Martynenko Yu. G.** Upravlenie dvizheniem mobil'nykh kolesnykh robotov. *Fundamental'naya i prikladnaya matematika*. 2005. V. 11, Iss. 8. P. 29—80.

5. **Emel'yanov S. N., Platonov A. K., Yaroshevskiy V. S.** Sistema upravleniya polnoprivodnogo trekhkolesnogo dvizhitelya. *Mobil'nye roboty i mekhatronnye sistemy*. M.: Izd-vo MGU, 2000. P. 89—99.

6. **Ploeg J., Vissers John P. M., Nijmeijer H.** Control design for an overactuated wheeled mobile robot. *4th IFAC Symposium on Mechatronics Systems*. Eds. IFAC, Heidelberg, Germany, 2006. P. 127—132.

7. **Martynenko Yu. G., Pis'mennaya E. V., Balakhno M. V., Motin A. Yu., Komarov P. A.** Transportnyy robot s bortovoy lokatsionnoy sistemoy (varianty) *Patent 2454314*. Data publikatsii zayavki: 27.10.2011.

8. **Tyagunov O. A., Teplov M. A.** Nastroyka tipovykh pegulyatorov dlya stabilizatsii skorosti dvizheniya mobil'nogo robototekhnicheskogo kompleksa s ispol'zovaniem tekhnologii postroyeniya Paretooptimal'nykh resheniy. *Mekhatronika, avtomatizatsiya, upravlenie*. 2013. N. 4. P. 19—25.

9. **Zabavnikov N. A.** Osnovy teorii transportnykh gusenichnykh mashin. M.: Mashinostroenie, 1975. 448 p.

10. **Platonov V. F., Leishvili G. R.** Gusenichnye i kolesnye transportno-tyagovye mashiny. M.: Mashinostroenie, 1986. 296 p.

11. **Vong Dzh.** Teoriya nazemnykh transportnykh sredstv. M.: Mashinostroenie, 1982. 284 p.

12. **Kim D. P.** Teoriya avtomaticheskogo upravleniya. V. 1. M.: Fizmatlit, 2003. 250 p.

13. **Tsyypkin Ya. Z.** Osnovy teorii avtomaticheskikh sistem. M.: Nauka, 1977. 468 p.

14. **Letov A. M.** Dinamika poleta i upravlenie. M.: Nauka, 1969.

15. **Fel'dbaum A. A.** Elektricheskie sistemy avtomaticheskogo regulirovaniya. M.: Oborongiz, 1957.

16. **Kormilkin A. A., Tyagunov O. A.** Mnogokriterial'nyy vybor parametrov regulyatorov dlya lineynykh sistem upravleniya. *Mekhatronika, avtomatizatsiya, upravlenie*. 2007. N. 3. P. 13—18.

17. **Tyagunov O. A., Derkach V. V.** Zadacha mnogokriteriarnoy nastroyki parametrov regulyatorov. *Informatsionno-izmeritel'nye i upravlyayushchie sistemy*. 2007. N. 5, V. 5. P. 5—13.

18. **Tyagunov O. A.** Vybor pokazatelye kachestva pri mnogokriteriarnoy nastroyke parametrov sistem upravleniy. *Mekhatronika, avtomatizatsiya, upravlenie*. 2008. N. 4. P. 12—16.

19. **Sobol' I. M., Statnikov R. B.** Vybor optimal'nykh parametrov v zadachakh so mnogimi kriteriyami. M.: Nauka, 1981.

20. **Evstigneev D. V., Kormilkin A. A., Tyagunov O. A.** Programmnyy kompleks dlya modelirovaniya i issledovaniya sistem avtomaticheskogo upravleniya. *Mekhatronika, avtomatizatsiya, upravlenie*. 2007. N. 6. P. 41—45.

21. **Rykov A. S.** Metody i modeli sistemnogo analiza: prinyatie resheniy i optimizatsiya. M.: MISIS, 2005.

22. **Pogorelov D. Yu., Mikheev G. V., Kovalev R. V., Agapov D. G.** Modelirovanie dinamiki kolesnykh i gusenichnykh robotov v real'nom vremeni s isporzovaniem programmnogo kompleksa "Universal'nyy mekhanizm". *Trudy XXI Mezhdunar. nauch.-tekhn. konf. i "Ekstremal'naya robototekhnika 2010"*. SPb: Izd-vo "Politekhniko-servis", 2010. P. 180—186.

УДК 681.587.3

В. Т. Шароватов, д-р техн. наук, проф., wtsch1935@yandex.ru,

П. П. Чернусь, аспирант, pavel-pp@mail.ru, kaf_n1@bstu.spb.ru,

Балтийский государственный технический университет "ВОЕНМЕХ" им. Д. Ф. Устинова, Санкт-Петербург

Математическая модель силовой части оболочкового пневмоцилиндра одностороннего действия толкающего типа

Предлагается математическая модель силовой части силового оболочкового бесштокового пневмоцилиндра толкающего типа одностороннего действия, достаточно полно учитывающая свойства сжатого газа. В исследовании использован ряд уравнений газодинамики, которые подверглись упрощению и линеаризации с учетом опыта инженерной практики. Представлены основные выкладки и результаты теоретических расчетов.

Ключевые слова: силовой оболочковый элемент, газовые процессы, точка линеаризации, математическая модель, пневмоцилиндр, баллонный цилиндр

Постановка задачи

В настоящее время новые материалы и технологии позволяют получить элементы и конструкции, которые можно использовать для создания нетрадиционных исполнительных устройств (ИУ) с высокими технико-экономическими показателями. К таким элементам относятся силовые оболочковые элементы (СОЭ), выпускаемые фирмой "Festo" (ФРГ), тянущего и толкающего типов (по терминологии фирмы-изготовителя — пневмомускул и

баллонный цилиндр соответственно). СОЭ характеризуются: бесшумностью работы, отсутствием трущихся поверхностей, высоким быстродействием, герметичностью конструкции, весьма значительным тянущим и толкающими усилиями, высокой удельной мощностью, малой массой, простой эксплуатации, плавностью работы на "ползучих" скоростях, длительным сроком службы. В совокупности с электропневматическими дроссельными распределителями (ДР) они представляют собой исполнительные устройства в виде силовых оболочковых бесштоковых пневмоцилиндров (СОБПЦ). На сегодняшний момент баллонные цилиндры (БЦ) используются в простейших системах управления разомкнутого типа. По нашему мнению, это вызвано тем, что достаточно полные математические модели (ММ) этих СОЭ отсутствуют. Предыдущие работы авторов, посвященные разработке ММ тянущего типа, восполнили упомянутый пробел [7–9]. Настоящая статья является продолжением исследований в данной области и предлагает читателю материал, связанный с разработкой высокодостоверных ММ СОБПЦ толкающего типа, которые с большим эффектом могут быть применены в качестве ИУ в системах большой мощности (см. таблицу), например, в виде вибраторов вибростендов больших грузных автомобилей или активной виброзащиты, в устройствах поддрессоривания, в различного типа прижимах и домкратах, в устройствах запрещения проезда [1].

Силовая часть (СЧ) СОБПЦ толкающего типа представляет собой осесимметричную эластичную оболочку, армированную системой нерастяжимых нитей (НН), торцы которых герметично закреплены в присоединительных элементах (рис. 1). При подаче внутрь СЧ сжатого воздуха происходит деформация оболочки, что ведет к увеличению осевого размера СЧ и появлению значительного тол-

Типоразмер	Максимальный ход, мм	Диапазон усилий, кН
ЕВ-145-60	60	1...7,8
ЕВ-165-65	65	1,3...11
ЕВ-215-80	80	2,1...17,5
ЕВ-250-85	85	3...24
ЕВ-325-95	95	6...44,5
ЕВ-385-115	115	8...69

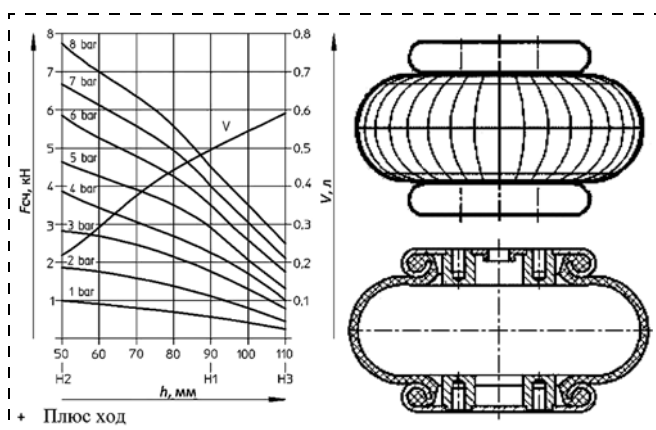


Рис. 1. Силовые и объемно-деформационные характеристики, внешний вид и конструкция БЦ ЕВ-145-60

кающего усилия. Отсюда следует, что вместе с ДР СЧ обладает свойствами СОБПЦ.

На основе вышеизложенного можно сформулировать цели данной статьи:

- предложить корректную математическую интерпретацию работы СЧ с учетом динамики сжатого газа при обоснованных допущениях и линеаризации основных уравнений газодинамики;
- на основании полученных результатов разработать линеаризованную ММ СЧ СОБПЦ одностороннего действия невозвратного типа.

Зависимости, описывающие изменение усилия и геометрических параметров СЧ

Усилие $F_{СЧ}$, развиваемое СЧ, описывается следующей зависимостью [5]:

$$F_{СЧ} = k_F(k_{hp}\Delta p - h_0), \quad (1)$$

где $F_{СЧ}$ — усилие, развиваемое СЧ; k_F — коэффициент жесткости силовой характеристики СЧ (тангенс угла наклона силовой характеристики в выбранной точке линеаризации (ТЛ)); k_{hp} — коэффициент пропорциональности, связывающий значение хода СЧ с приращением давления Δp (тангенс угла наклона приращения высоты СЧ в зависимости от давления внутри него); Δp — изменение давления внутри СЧ; h_0 — начальная высота СЧ.

Силовое взаимодействие СЧ и объекта управления. Уравнение для сил, действующих на объект управления (ОУ) (здесь и далее аргумент t опущен для упрощения формы записи уравнений), имеет вид [5]

$$F_{СЧ} = m \frac{d^2 h}{dt^2} + F_H + k_{тр} \frac{dh}{dt} + F_{упр}, \quad (2)$$

где F_H — усилие, затрачиваемое СЧ на преодоление нагружающих сил; $F_{упр}$ — сила упругости материала оболочки СЧ; m — масса ОУ, приведенная к продольной оси СЧ; $k_{тр}$ — коэффициент вязкого трения. Вязкое трение включает силы, затрачиваемые

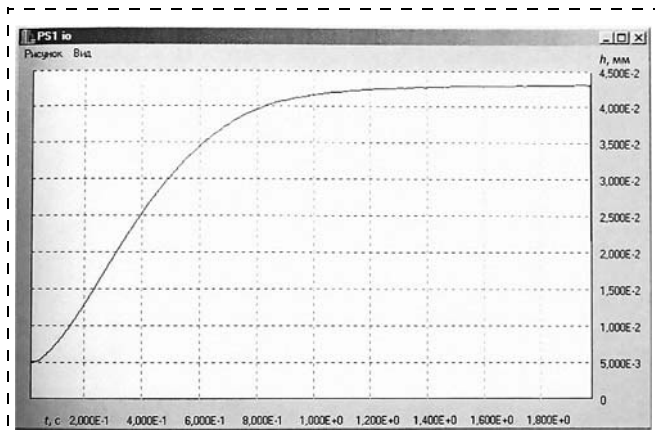


Рис. 2. Оциллограмма перемещения выходного звена ИД, выполненного на механической мышце при единичном скачке

сжатым газом на преодоление сопротивления его перемещению внутри СЧ при касании шероховатых стенок оболочки СЧ, которые можно найти графическим путем, приравняв (1) и (2), при известных значениях t и $F_{упр}$.

На рис. 2 приведена экспериментальная оциллограмма переходного процесса для СЧ СОБПЦ, представленного в виде механической мышцы [5], имеющей схожую с СЧ толщину стенок оболочки и угол укладки НН. Будем полагать, что такая же оциллограмма СЧ будет аналогична. Из рис. 2 видно, что график переходного процесса не является колебательным и состоит из трех участков: разгон, движение с постоянной скоростью и замедление с последующей остановкой. Рассмотрению подлежит участок, на котором движение происходит с постоянной скоростью, поскольку именно на этом участке эффективность СОЭ максимальна, что имеет определяющее значение при его использовании в технических системах и соответствует опыту инженерной практики.

Зависимости, описывающие течение газов

В классической теории газодинамики [2—4] используется простейшая термодинамическая и механическая модели сжимаемой среды — идеальный газ, представляющий собой двухпараметрическую среду, частицы которой находятся при движении в состоянии локального термодинамического равновесия. Состояние идеального газа характеризуется давлением p , плотностью ρ и температурой T — параметрами состояния. Для идеального газа эта связь между параметрами в простой форме выражается уравнением состояния [2]:

$$\rho = f(p, T). \quad (3)$$

Уравнение состояния используется для учета свойств сжатого газа в процессе работы СЧ, которые существенно меняются в зависимости от изменения его плотности, для чего изменение давления внутри СЧ Δp в формуле (1), выражается через зависимость (3). Данная подстановка не является достаточной для полноценного понимания происходящих в СЧ газодинамических процессов. Для более точного их описания добавим связь между плотностью газа ρ и скоростью течения рабочей среды u . Данная зависимость описывается уравнением неразрывности сжимаемой среды, выражающим закон сохранения массы среды [2, 3]:

$$\frac{dp}{dt} + \rho \operatorname{div} u = \rho q_m, \quad (4)$$

где q_m — скорость притока массы среды, отнесенная к единице массы.

Для последующих преобразований, связанных с упрощением выражений (3) и (4), дополнительно

применяется закон сохранения количества движения, который представлен следующим уравнением [2]:

$$p \frac{du}{dt} = \rho P_m - \text{grad} p + \left(\mu_V + \frac{\mu}{3} \right) \text{grad} \text{div} u + \mu \nabla^2 u, \quad (5)$$

где P_m — вектор массовых сил, отнесенный к единице массы среды; μ — динамическая вязкость; μ_V — объемная вязкость; Лапласиан $\nabla^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}$;

x, y, z — прямоугольная система координат.

Так как $x(t), y(t), z(t)$ описывают движение малого объема газа, следовательно

$$\frac{dx}{dt} = u_x, \quad \frac{dy}{dt} = u_y, \quad \frac{dz}{dt} = u_z.$$

Следует отметить, что явление *вязкости* проявляется в сопротивлении среды относительному сдвигу ее слоев. Его мерой служит уравнение *динамической вязкости* [2]:

$$\mu = \rho \nu, \quad (6)$$

где ν — кинематическая вязкость.

Динамическая вязкость μ зависит от давления p и температуры T . С ростом температуры T динамическая вязкость μ газа падает. Динамическая вязкость μ воздуха при изменении давления p меняется незначительно. Объемная вязкость μ_V у большинства однородных газов близка к нулю.

Сжимаемость проявляется в изменении занимаемого средой объема V в зависимости от давления p . Ее принято характеризовать коэффициентом сжимаемости $\beta_{сж}$ или обратной ему величиной B — модулем объемной упругости, которые определяются соотношениями [3]

$$\beta_{сж} = \frac{1}{\rho} \frac{d\rho}{dp}, \quad B = \rho \frac{dp}{d\rho}.$$

Таким образом, используя выражения (1)–(6), получим следующую систему уравнений, представляющую ММ СЧ СОБПЦ и описывающую динамику СЧ:

$$\begin{cases} \rho = f(p, T); & (a) \\ \mu = \rho \nu; & (b) \\ \frac{d\rho}{dt} + \rho \text{div} u = \rho q_m; & (c) \\ \rho \frac{du}{dt} = \rho P_m - \text{grad} p + \left(\mu_V + \frac{\mu}{3} \right) \text{grad} \text{div} u + \mu \nabla^2 u; & (d) \\ F_{СЧ} = m \frac{d^2 h}{dt^2} + F_H + k_{тр} \frac{dh}{dt} + F_{упр}; & (e) \\ F_{СЧ} = k_F (k_{hp} \Delta p - h). & (f) \end{cases} \quad (7)$$

Интерпретация изменения давления Δp в (7f) через уравнение состояния (7a) позволяет учесть динамику процессов, происходящих в сжатом газе.

Непосредственная подстановка представленных выше уравнений газодинамики в (7f) приводит к громоздким выражениям. При введении ряда упрощений и допущений в уравнения, входящие в систему (7), выполняется их линеаризация.

Принятые допущения, упрощения и ограничения

Вводятся следующие допущения и ограничения:

1) при описании движения рабочей среды поток газа (сжатого воздуха) считается действующим одинаково во всех направлениях, но рассмотрение ограничивается только осевым направлением вдоль оси z (рис. 3), не учитывая участки разгона и торможения, а переходными процессами, происходящими в поперечном сечении СЧ, следует пренебречь, поскольку диаметр сечения в процессе работы СЧ меняется значительно меньше, чем его продольный размер (рис. 4). Следовательно, влия-

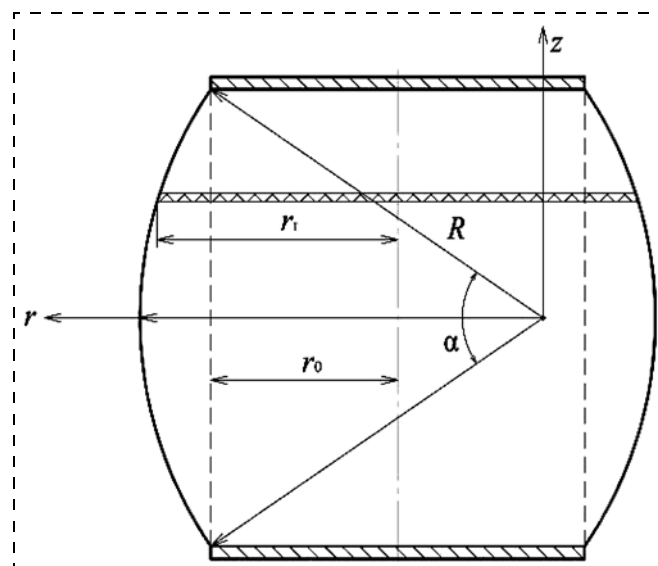


Рис. 3. Продольное сечение односекционного СЧ

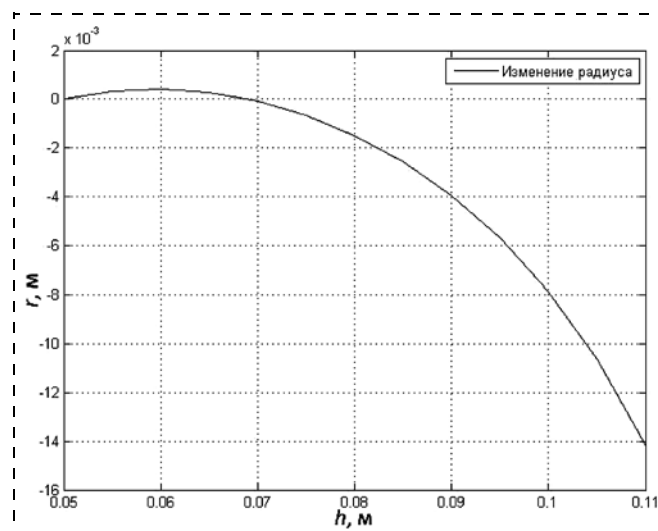


Рис. 4. Приращение радиуса серединного сечения СЧ в процессе работы

ние газодинамических процессов в этих направлениях проявляются в меньшей мере. В этом случае течение газа считается установившимся;

2) изменения температуры воздуха при работе СЧ принимаются незначительными, поэтому в данном случае кинематическую вязкость ν воздуха можно считать постоянной. Объемной вязкостью μ_V и вектором массовых сил P_m пренебрежем, поскольку рабочей средой является воздух, у которого они незначительны;

3) СЧ герметична, приращение массы равномерно. Значение массового расхода газа G_m , направленного вдоль оси z СЧ, у торца с входным отверстием должно быть максимальным, а у противоположного торца — равным нулю;

4) в целях упрощения вычисления значений давления в каждой точке внутри полости СЧ используется понятие среднего значения параметров давления p , радиуса поперечного сечения r_{Tcp} , радиуса кривизны образующей R и плотности газа ρ , которые берутся на срединном сечении СЧ.

Линеаризация ММ СЧ СОБПЦ

Проводится линеаризация системы уравнений (7), поскольку применение ее в общем виде достаточно трудоемко и требует привлечения сложного математического аппарата. Выражения, входящие в систему уравнений (7), линеаризуются последовательно, начиная с уравнения (7а).

Линеаризация выражения (7а). Рассматривая уравнение состояния газа с учетом допущений 1 и 2 при адиабатическом процессе (рис.5) [3], получаем

$$\frac{p}{\rho^n} = \text{const}, \quad (8)$$

где n — показатель адиабаты.

Данные зависимости линейны, поэтому после линеаризации уравнение состояния газа (8) примет вид

$$\rho(p) = \rho_0 + k_{\rho p} p, \quad (9)$$

где $k_{\rho p}$ — коэффициент пропорциональности, связывающий давление p и плотность ρ ; ρ_0 — плотность газа на входе СЧ.

Линеаризация выражения (7с). С учетом допущения 1 уравнение (7с) примет вид

$$\frac{d\rho}{dt} + \rho \frac{du}{dr} = \rho q_m. \quad (10)$$

Для детализации правой части равенства (10) определим массу газа в элементарном объеме (рис. 6) в произвольном поперечном сечении СЧ, которое можно представить в виде плоского цилиндра (без учета кривизны оболочки СЧ):

$$\Delta m = \pi r_T^2 \Delta z \rho. \quad (11)$$

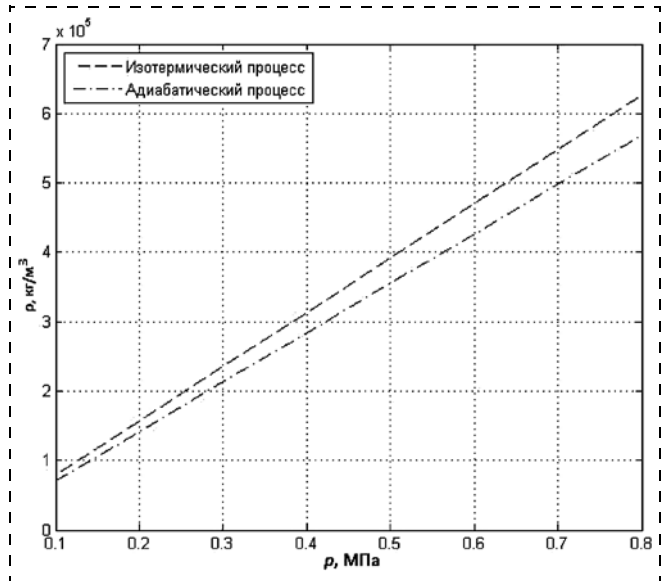


Рис. 5. Графики изменения плотности газа ρ от давления p

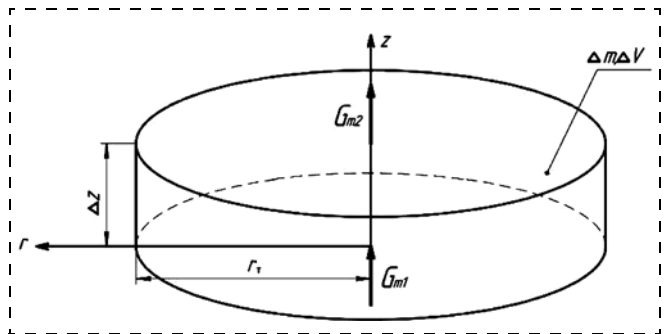


Рис. 6. Фрагмент элементарного объема СЧ: Δm — элементарная масса; ΔV — элементарный объем; G_{m1} , G_{m2} — массовые расходы через грани элементарного объема

Текущий радиус поперечного сечения СЧ r_T (см. рис. 3) и связь радиуса r_T и изменения высоты Δz вдоль оси z описываются следующими выражениями [6]:

$$r_T = r_0 + \left(R - R \cos \frac{\alpha}{2} \right); \quad (12)$$

$$\Delta z = \frac{1}{2} R \sin \frac{\alpha}{2}, \quad (13)$$

где α — стягивающий угол дуги оболочки СЧ [рад]; R — радиус этой дуги.

Обозначив массовый расход газа G_m , получаем следующее соотношение для Δm :

$$\frac{d\Delta m}{dt} = G_m(z + \Delta z, t) - G_m(z, t), \quad (14)$$

где $G_m(z, t)$ — массовый расход газа, втекающего в элементарный объем ΔV ; $G_m(z + \Delta z, t)$ — массовый расход газа, вытекающего из элементарного объема ΔV .

Разделив левую и правую части выражения (14) на Δz и устремив $\Delta z \rightarrow 0$, с учетом допущения 3 запишем выражение (14) в виде

$$\frac{\partial G_m}{\partial z} \approx -\frac{G_{m0}}{h_{ТЛ}}, \quad (15)$$

где G_{m0} — массовый расход газа на входе в СЧ; $h_{ТЛ}$ — высота СЧ в ТЛ.

В левой части равенства (15) массовый расход можно представить в виде [2]:

$$G_m = 2\pi r^2 \rho u. \quad (16)$$

При делении (11) на Δz и устремлении Δz к нулю изменение массы во времени представляется через изменение массовых расходов, и в него подставляются выражения (12) и (13). Приравнявая полученный результат к частной производной (16) по z с учетом (12), имеем:

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} + \rho \frac{\partial u}{\partial z} = -u \frac{\partial \rho}{\partial z} - 2 \frac{\rho u}{r} \left(1 - \cos \frac{\alpha}{2} - \frac{\alpha}{2} \sin \frac{\alpha}{2} \right) \frac{\partial R}{\partial z} - 2 \frac{\rho}{r} \left(1 - \cos \frac{\alpha}{2} - \frac{\alpha}{2} \sin \frac{\alpha}{2} \right) \frac{\partial R}{\partial t} - \frac{\rho}{R} \left(1 - \frac{\alpha}{2} \frac{1}{\operatorname{tg} \frac{\alpha}{2}} \right) \frac{dR}{dt}. \quad (17)$$

В выражении (17) неизвестным является значение $\partial u / \partial z$. Его можно найти из уравнения (7d), для чего выполняется его линеаризация.

Линеаризация выражения (7d). С учетом допущений 1 и 2 уравнение (7d) примет вид

$$\frac{du}{dt} = -\frac{1}{\rho} \frac{\partial p}{\partial z} + \frac{4v}{3} \frac{\partial^2 u}{\partial z^2}. \quad (18)$$

На основании допущения 4 линеаризуются зависимости, связывающие давление p , радиус поперечного сечения r , радиус кривизны оболочки R СЧ и плотность ρ с координатой z :

$$\begin{aligned} p(z) &= p_{ср} - \Delta p + \frac{2\Delta p}{h_{ТЛ}} z; \\ r_T(z) &= r_{T_{ср}} - \Delta r_T + \frac{2\Delta r_T}{h_{ТЛ}} z; \\ R(z) &= R_{ср} - \Delta R + \frac{2\Delta R}{h_{ТЛ}} z; \\ \rho(z) &= \rho_{ср} - \Delta \rho + \frac{2\Delta \rho}{h_{ТЛ}} z, \end{aligned} \quad (19)$$

где $p_{ср}$, $r_{T_{ср}}$, $R_{ср}$, $\rho_{ср}$ — средние значения давления, радиуса поперечного сечения, радиуса кривизны образующей и плотности газа соответственно.

Согласно допущению 3 и выражению (16) равенство нулю массового расхода газа G_m возможно только в том случае, если скорость газа у противо-

положного входу торца СЧ равна нулю. Тогда [4] можно считать, что при работе СЧ на торце, противоположном входу воздуха, образуется область повышенного давления, которое поддерживается набегающим газом и способствует его торможению.

С учетом допущения 1 $u = \partial z / \partial t$. Умножая (18) на dz , получаем:

$$u du = -\frac{1}{\rho} dp + \frac{4v}{3} d\left(\frac{\partial u}{\partial z}\right). \quad (20)$$

Взяв частную производную по всем переменным формулы (16) по z и подставив в него выражения (13), (15) и (19), проинтегрируем выражение (20) по координате z . Значение интеграла первого слагаемого возьмем из работы [2], причем для адиабатического процесса. Таким образом, после интегрирования (20) с учетом (16) и (19) имеем

$$\begin{aligned} \left(\frac{G_{m0}}{\pi(r_{ср} - \Delta r)(\rho_{ср} - \Delta \rho)} \right)^2 &= \\ &= \frac{2k}{k-1} \frac{p_{ср} - \Delta p}{\rho_{ср} - \Delta \rho} \left(\left(\frac{p_{ср} + \Delta p}{p_{ср} - \Delta p} \right)^{\frac{k-1}{k}} - 1 \right) - \frac{8v}{3\pi} \frac{G_{m0}}{h_{ТЛ}} \times \\ &\times \left(\frac{1 - \frac{2\Delta r}{r_{ср} + \Delta r} - \frac{2\Delta \rho}{\rho_{ср} + \Delta \rho}}{(r_{ср} + \Delta r)(\rho_{ср} + \Delta \rho)} - \frac{1}{(r_{ср} - \Delta r)(\rho_{ср} - \Delta \rho)} \right). \quad (21) \end{aligned}$$

Поскольку отклонения Δr , $\Delta \rho$, ΔR и Δp взаимосвязаны, то, зная массовый расход G_{m0} , можно определить все эти отклонения относительно координаты z . Выражение (21) позволяет построить график зависимости изменения скорости газа u от высоты h СЧ (рис. 7).

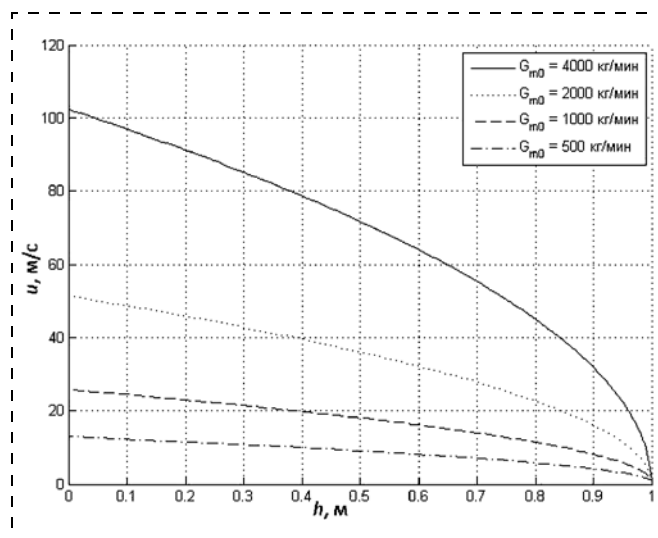


Рис. 7. Изменение скорости газа u в СЧ в зависимости от его высоты h при различных значениях массовых расходов G_{m0}

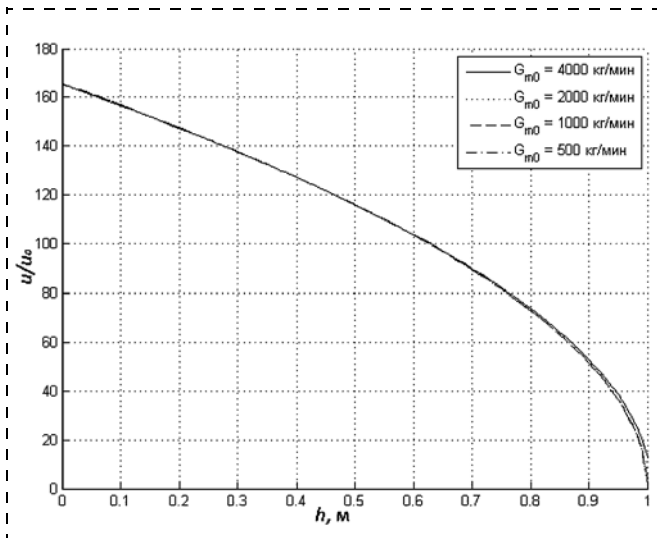


Рис. 8. Относительное изменение скорости газа u/u_0 в СЧ в зависимости от его высоты h при различных значениях массовых расходов G_{m0}

Для наглядности рассматриваются зависимости в виде отношения текущего значения скорости газа u к ее начальному значению u_0 . Как видно из рис. 8, относительные изменения скорости течения газа в СЧ при различных значениях массовых расходов G_{m0} в рабочей области практически совпадают, и для нахождения $\partial u/\partial z$ можно воспользоваться линейной зависимостью:

$$\frac{\partial u}{\partial z} = k_u \frac{u_0}{h}, \quad (22)$$

где k_u — коэффициент пропорциональности; u_0 — начальная скорость газа.

Тогда выражение (17) преобразуется с учетом (19), и уравнения (7b) и (7c) сводятся к одному, которое с учетом (22) принимает вид

$$\frac{2}{\rho} \frac{d\rho}{dt} + \left[\frac{4}{r} \left(1 - \cos \frac{\alpha}{2} - \frac{\alpha}{2} \sin \frac{\alpha}{2} \right) + \frac{1}{R} \left(1 - \frac{\alpha}{2} \frac{1}{\operatorname{tg} \frac{\alpha}{2}} \right) \right] \frac{dR}{dt} - k_u \frac{u_0}{h} = 0. \quad (23)$$

Полученное выражение в ТЛ примет вид

$$\frac{2}{\rho_{ТЛ}} \frac{d\rho_{ТЛ}}{dt} + k_r \frac{dR_{ТЛ}}{dt} - k_u \frac{u_0}{h_{ТЛ}} = 0, \quad (24)$$

где $k_r = \frac{4}{r_{ТЛ}} \left(1 - \cos \frac{\alpha_{ТЛ}}{2} - \frac{\alpha_{ТЛ}}{2} \sin \frac{\alpha_{ТЛ}}{2} \right) + \frac{1}{R_{ТЛ}} \left(1 - \frac{\alpha_{ТЛ}}{2} \frac{1}{\operatorname{tg} \frac{\alpha_{ТЛ}}{2}} \right)$ —

коэффициент связи между радиусом $R_{ТЛ}$ и высотой $h_{ТЛ}$ (на основании допущения 4), $\rho_{ТЛ}$ — плотность

газа в ТЛ; $R_{ТЛ}$ — радиус кривизны образующей боковой поверхности СЧ в ТЛ.

Для приближенного определения начальной скорости газа u_0 используется выражение

$$u_0 = \frac{h_{ТЛ}}{t_{ТЛ}} = \frac{V_{ТЛ}/k_V}{V_{ТЛ}/Q_3} = \frac{Q_3}{k_V},$$

где $t_{ТЛ}$ — время, за которое высота СЧ станет равной $h_{ТЛ}$; $V_{ТЛ}$ — внутренний объем СЧ в ТЛ; k_V — коэффициент пропорциональности, связывающий внутренний объем СЧ с высотой; Q_3 — объемный расход на входе в СЧ.

Тогда выражение (24) принимает вид

$$\frac{2}{\rho_{ТЛ}} \frac{d\rho_{ТЛ}}{dt} + k_r \frac{dR_{ТЛ}}{dt} = \frac{k_u}{h_{ТЛ}} \frac{Q_3}{k_V}. \quad (25)$$

Таким образом, линейризация уравнений (7c) и (7d) закончена.

В соответствии с допущением 2 выражение (7b) равно нулю. Уравнения (7e) и (7f) не требуют линейризации.

В итоге получаются следующие соотношения:

$$\begin{cases} \rho(p) = \rho_0 + k_{pp}p; & (a) \\ \frac{2}{\rho_{ТЛ}} \frac{d\rho_{ТЛ}}{dt} + k_r \frac{dR_{ТЛ}}{dt} = \frac{k_u}{h_{ТЛ}} \frac{Q_3}{k_V}; & (b) \\ F_{СЧ} = m \frac{d^2 h}{dt^2} + F_H + k_{тр} \frac{dh}{dt} + k_{упр} h; & (c) \\ F_{СЧ} = k_F (k_{hp} \Delta p - h_0). & (d) \end{cases} \quad (26)$$

Преобразуя эту систему уравнений по Лапласу, имеем

$$\begin{aligned} & \frac{k_F k_{hp} k_u \rho_{ТЛ}}{2 k_{pp} V_{ТЛ}} \frac{Q_3(s)}{s} = \\ & = \left[s^2 m + s k_{тр} + k_F \left(\frac{k_{hp} k_r}{k_{pp}} \frac{\rho_{ТЛ}}{2 \sin \frac{\alpha_{ТЛ}}{2}} + 1 \right) + k_{упр} \right] H(s). \end{aligned}$$

Для наглядности и упрощения расчетов запишем это выражение в виде

$$\begin{aligned} & k_F k_{hp} \frac{C_1}{V_{ТЛ}} \frac{Q_3(s)}{s} = \\ & = [s^2 m + s k_{тр} + k_F (k_{hp} C_1 C_2 + 1) + k_{упр}] H(s); \\ & C_1 = \frac{k_u \rho_{ТЛ}}{2 k_{pp}}, \quad C_2 = \frac{k_r}{k_u \sin \frac{\alpha_{ТЛ}}{2}}. \end{aligned}$$

На основе принципа суперпозиции находится передаточная функция по перемещению для СЧ СОБПЦ невозвратного типа одностороннего действия:

$$W_{\text{СЧпер}}(s) = \frac{H(s)}{Q_3(s)} = \frac{k_{\text{пер}}}{s(T^2 s^2 + 2\xi Ts + 1)};$$

$$k_{\text{пер}} = \frac{k_F k_{hp} C_1}{(k_F(k_{hp} C_1 C_2 + 1) + k_{\text{упр}}) V_{\text{ТЛ}}};$$

$$T = \sqrt{\frac{m}{k_F(k_{hp} C_1 C_2 + 1) + k_{\text{упр}}}};$$

$$\xi = \frac{k_{\text{тр}}}{2} \frac{1}{\sqrt{m(k_F(k_{hp} C_1 C_2 + 1) + k_{\text{упр}})}};$$

где $Q_3(s)$ — изображение по Лапласу расхода на входе ДР.

Значение ξ определяется силами упругости оболочки и коэффициентом вязкого трения.

Выводы:

- учет особых свойств сжатого газа в ММ пневмосистем на СОЭ, по мнению авторов, открывает

широкому кругу специалистов пневмотехники путь для создания новых высококачественных изделий;

- полученные графики и формульные зависимости повышают достоверность расчетов, одновременно упрощая их.

Список литературы

1. Пат. 127027 Российская Федерация, МПК В61L. Устройство запрещения / Шароватов В. Т., Ласточкин А. А., Чернусь П. П.; заявитель и патентообладатель БГТУ "ВОЕНМЕХ" им Д. Ф. Устинова (RU). № 2012125800; заявл. 20.06.2012; опубл. 20.04.2013 г., Бюл. № 11.
2. Дейч М. Е. Техническая газодинамика. Изд. 2-е, переработ. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1961. 670 с.
3. Попов Д. Н. Механика гидро- и пневмоприводов: Учеб. для ВУЗов. М.: МГТУ им. Баумана, 2002. 320 с.
4. Черный Г. Г. Газовая динамика: Учеб. для ВУЗов. М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1988. 424 с.
5. Липатов А. А., Шароватов В. Т. Учет особенностей исполнительного двигателя оболочкового типа в его математической модели // Известия вузов. Машиностроение. 2002. № 9. С. 40—49.
6. Чернусь Пав. П., Шароватов В. Т. Разработка упрощенных математических моделей силовой части толкающих бесштоковых пневмоцилиндров // Матер. XXXXII Всерос. симпозиума. Т. 3. Москва, 2012. С. 69—80.

V. T. Sharovатов, Professor, wtschl935@yandex.ru,

P. P. Chernus', Postgraduate student, pavel-pp@mail.ru, kaf_nl@bstu.spb.ru,
Baltic State Technical University "VOENMEH" Named After D. F. Ustinov

Mathematical Model of a Strength Part of a Push Type Single-Acting Rodless Pneumatic Cylinder

In this article it is reviewing a new type of a nontraditional pneumatic driven device — a push type single acting forced membranate rodless pneumatic cylinder, where as a strength part is used a bellow cylinder, which is made by the company "Festo" (Germany). There is substantiated actuality of creation of this driven device. Also there is substantiated actuality of development of a reliable mathematical model of a strength part of this driven device, which fully enough takes into consideration behavior of a compressed gas. In research were used some equations of a gas dynamics, which were simplified and linearized with an experience of an engineering practice. There are given main formulas and results of theoretical calculations.

Keywords: forced membranate element, gas processes, linearization point, mathematical model, pneumatic cylinder, bellow cylinder

References

1. Пат. 127027 Российская Федерация, МПК В61L. Устройство запрещения / Шароватов В. Т., Ласточкин А. А., Чернусь П. П.; заявитель и патентообладатель БГТУ "ВОЕНМЕХ" им Д. Ф. Устинова (RU). № 2012125800; заявл. 20.06.2012; опубл. 20.04.2013г., Бюл. N. 11.
2. Дейч М. Е. Техническая газодинамика. Изд. 2nd, reprocessing. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1961. 670 p.
3. Попов Д. Н. Механика гидро- и пневмоприводов: Учеб. длпя ВУЗов. М.: МГТУ им. Баумана, 2002. 320 p.
4. Черный Г. Г. Газовая динамика: Учеб. длпя ВУЗов. М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1988. 424 p.
5. Липатов А. А., Шароватов В. Т. Учет особенностей исполнительного двигателя оболочкового типа в его математической модели. *Izvestiya vuzov. Mashinostroenie*. 2002. N. 9. P. 40—49.
6. Чернусь Пав. П., Шароватов В. Т. Разработка упрощенных математических моделей силовой части толкающих бесштоковых пневмоцилиндров. *Materialy XXXXII Vserossijskogo simpoziuma*. 2012. V. 3. P. 69—80.

В. А. Лебедев, д-р техн. наук, гл. конструктор, lebedewladimir@ukr.net,
ГП ОКТЬ ИЭС им. Е. О. Патона НАН Украины, г. Киев,
Г. А. Плехотко, инженер,
ООО "Электротехника-Новые Технологии", г. Одесса

Электропривод подачи электродной проволоки в механизированном оборудовании для дуговой сварки с обратной связью по технологическому процессу

Рассматривается задача введения в электропривод механизма подачи механизированного сварочного оборудования с цифровым управлением сигнала обратной связи, в качестве которого выбран уровень напряжения на дуге.

Описана структура формирователя обратной связи (ФОС) и алгоритм его функционирования. Представлено решение задачи выбора фильтра для ФОС.

Приведены результаты экспериментальных исследований новой разработки.

Ключевые слова: дуговая сварка, механизированное оборудование, перенос электродного металла, управление, обратная связь, электропривод, перенос капель

Улучшение качества сварки, осуществляемой механизированным и автоматическим оборудованием для дугового процесса с использованием электродных проволок, направлено в настоящее время на использование различных импульсных алгоритмов работы систем или на организацию их работы с периодическим изменением параметров.

Все чаще для этих целей используются механизмы подачи электродной проволоки, при этом разработаны такие системы, которые, например, позволяют осуществить импульсную подачу с управляемыми параметрами с частотами более 60 Гц. Такие системы базируются на использовании специальных разработок современных компьютеризированных безредукторных вентильных электроприводов [1]. Преимущества этих систем подачи и механизированного оборудования (полуавтоматов для сварки и наплавки) в целом детально описаны в работах [2, 3] и ряде других.

Вместе с тем, известно [4], что введение различного типа обратных связей в электропривод механизма подачи электродной проволоки позволяет достаточно эффективно решать ряд задач, связанных с регулированием параметров сварочного процесса, улучшать свойства сварного соединения. Наиболее рациональным является введение обратной связи по напряжению на дуге. При этом ранее эта задача решалась с применением относительно простых электроприводов на основе коллекторных электродвигателей с аналоговым управлением, работающих по алгоритмам регулирования скорости подачи электродной проволоки и ее поддержания в возможных (заданных) пределах.

При рассмотрении современного сварочного оборудования как мехатронной системы, описанной в работе [5], для расширения его технико-технологических возможностей необходимо реализовать регулирование сварочного процесса с применением обратных связей по его параметрам.

В данной статье рассмотрена организация подачи электродной проволоки в механизмах подачи с введением обратной связи по напряжению сварочного процесса при применении современного вентильного быстродействующего электропривода с возможностью обеспечения как обычного, так и импульсного движения электрода.

Основная задача, решаемая при введении в регулятор электропривода обратной связи по напряжению на дуге, — это обеспечение оптимального соответствия интегральной скорости подачи электродной проволоки, а следовательно, тока сварки уровню указанного напряжения [6].

Для достижения этой цели понадобилось детальное изучение спектра напряжения на дуге при механизированной сварке с естественными периодическими короткими замыканиями дугового промежутка как наиболее сложного по составу и изменению уровней, что иллюстрирует осциллограмма напряжения и тока сварочного процесса на рис. 1 (см. третью сторону обложки). Анализ некоторого ограниченного числа осциллограмм напряжения $U_{св}$ и силы тока $I_{св}$ сварки для наиболее распространенного процесса (сварки в среде CO_2 тонкими электродными проволоками) показывает, что весьма сложно использовать напряжение такого качества в виде непосредственного сигнала обратной связи. Так, в процессе обработки осциллограмм нами зафиксированы импульсные коммутационные перенапряжения до 400...600 В длительностью несколько микросекунд как следствия разрыва дуговой перемычки при переносе электродного металла. Требуется специальная обработка такого сигнала, при этом необходимо учитывать следующие основные обстоятельства:

- необходима защита входных цепей регулятора электропривода от действия перенапряжений высокого уровня;

- требуется сохранение информативных свойств сигнала обратной связи для управления импульсным движением электродной проволоки с регулируемой частотой порядка десятков Гц.

Для реализации такой задачи с учетом целесообразности применения уже готовых конструкций регуляторов вентильных электроприводов понадобилась разработка специального задатчика — формирователя обратной связи (ФОС) со следующими основными функциями:

- преобразование сигнала обратной связи к виду, удобному и безопасному для дальнейшей обработки цифровым регулятором вентильного электропривода;
- установка и регулирование соотношения "напряжение сварки — интегральное значение скорости подачи электродной проволоки".

На рис. 2 представлена схема разработанного ФОС.

Ниже приведены технические характеристики ФОС, а на рис. 3 (см. третью сторону обложки) показан внешний вид комплекта электропривода механизма подачи с ФОС.

Основные технические характеристики формирователя обратной связи

Напряжение питания, В	5
Номинальный ток потребления, А	0,1
Максимальное измеряемое напряжение, В	32
Диапазон напряжений сварки для входа обратной связи, В	15...32
Максимальная частота дискретизации входного напряжения, Гц	60
Разрядность АЦП, бит.	10

Рассмотрим алгоритм работы ФОС. ФОС системы подачи электродной проволоки построен на базе 8-битного микроконтроллера AtMega-8L, с помощью которого и выполняются все требуемые расчеты и преобразования сигнала, и работает в ведомом ре-

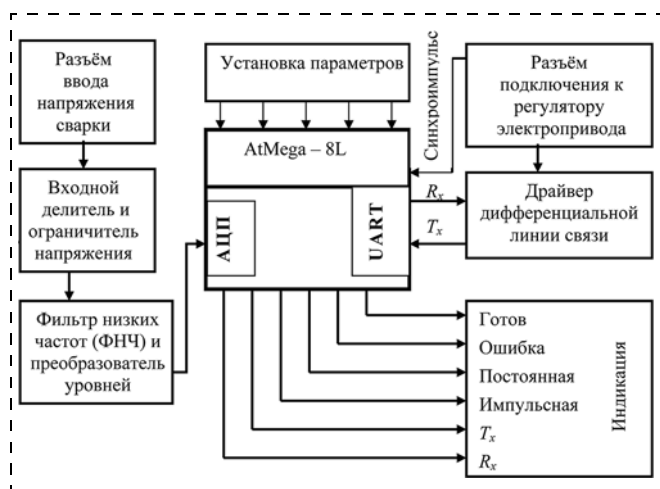


Рис. 2. Схема ФОС

жиме. Порядком его работы управляет регулятор электропривода механизма подачи посредством передачи соответствующих команд и синхросигналов.

В самом начале после включения ФОС переходит в режим ожидания команды, при этом загорается индикатор "Готов" на лицевой панели прибора. Затем пользователь на пульте управления приводом вводит параметры, необходимые при работе в требуемом режиме (способ подачи, степень зависимости интегральной скорости подачи от напряжения на дуге), и запускает выбранный режим. При этом передаются параметры и команда "Запуск" (на лицевой панели это событие индицируется кратковременным загоранием индикатора "R_x") и включается генерация синхросигнала. После этого ФОС может работать в режиме непрерывной или импульсной подачи, которые несколько отличаются друг от друга.

В режиме непрерывной подачи работа осуществляется следующим образом. Привод генерирует синхросигнал с частотой 60 Гц, этот сигнал поступает на вход ФОС, по фронтам которого осуществляется выборка сварочного напряжения. Таким образом, частота дискретизации равна 60 Гц. После аналогово-цифрового преобразования напряжения согласно полученному ранее значению степени зависимости интегральной скорости подачи от напряжения на дуге крутизна рассчитывается интегральная скорость подачи проволоки.

Рассчитанное значение проходит процедуру помехоустойчивого кодирования и передается приводу посредством интерфейса RS-485. В свою очередь, привод, получив это значение, проверяет его на наличие ошибок и, если оно верно, обновляет значение частоты вращения вала электродвигателя (подающего ролика), а следовательно, скорости подачи проволоки.

В импульсном режиме подачи алгоритм работы иной. Привод также генерирует синхросигнал, однако его частота равна частоте импульсной подачи, выбранной пользователем.

Этот сигнал поступает на вход ФОС, однако выборка входного напряжения выполняется только по нарастающему фронту. Таким образом, частота дискретизации в данном случае равна частоте импульсной подачи проволоки. Далее также осуществляется выборка входного напряжения, рассчитывается интегральная скорость подачи. Но теперь это значение является исходным значением для вычисления импульсных скоростей подачи.

Интегральная скорость подачи в импульсном режиме определяется по следующему выражению:

$$v_c = \frac{v_i t_i - v_p t_p + v_{\Pi} t_{\Pi}}{T},$$

где v_i , v_p , v_{Π} — скорости подачи электродной проволоки в импульсе, реверсе и при паузе соответственно; t_i , t_p , t_{Π} — времена импульса, действия реверса и паузы соответственно; T — период действия

цикла импульсного движения; $T = 1/f_i$ (f_i — частота импульсной подачи).

При известных v_c и числе участков в цикле действия импульсов рассчитать значения скоростей можно только путем решения системы уравнений. Однако это некоторое усложнение работы контроллера, поэтому было найдено оригинальное решение этой задачи со следующими допущениями:

1) относительные длительности на участках T заданы и неизменны;

2) циклограмма имеет два участка с ненулевыми скоростями, один из них с положительной скоростью подачи, а второй — с отрицательной;

3) при расчете одна из двух скоростей принимается константой.

Таким образом, после вычисления интегральной скорости подачи ФОС работает по следующей схеме. Во-первых, рассматривается направление подачи. При вращении по часовой стрелке скорость на отрицательном участке подачи фиксируется, и требуемая интегральная скорость подачи получается посредством варьирования в большую или меньшую сторону положительной скорости подачи. При вращении двигателя против часовой стрелки (реверс подачи в цикле импульса) все наоборот — положительная скорость подачи фиксируется, а варьируется отрицательная. Относительные длительности участков циклограммы не меняются. В случае, если для получения требуемой интегральной скорости требуется установить значение скорости, превышающее максимально допустимое для привода, выполняется его отсечка до максимально допустимого, и на передней панели загорается индикатор "Ошибка".

Путем набора и обработки данных экспериментальных исследований установлено, что наиболее эффективным для изменения интегральной скорости подачи проволоки будет изменение шага перемещения в импульсе в соответствии с соотношением

$$I_{св} = k_1 V_{п} = k_1 f_i h,$$

где h — шаг подачи в импульсе; k_1 — коэффициент, определяющий зависимость между силой тока сварки и скоростью подачи $V_{п}$.

Именно это изменение шага принято при реализации зависимости $U_{св} = f(I_{св})$. Анализ работы электропривода с ФОС, алгоритмы которого выбраны на основе принятых алгоритмов, упрощающих его работу, показал, что выбранное решение вполне соответствует цели, поставленной в работе.

Как уже отмечалось, достаточной объемной явилась задача синтеза входного фильтра ФОС, которая основывалась на анализе большого числа осциллограмм напряжения при сварке.

АЧХ (амплитудно-частотная характеристика) входного фильтра, синтезированного для ФОС, определенная экспериментально, показана на рис. 4. Заметим, что это не АЧХ контура скорости регулятора электропривода. Естественно, что эта харак-

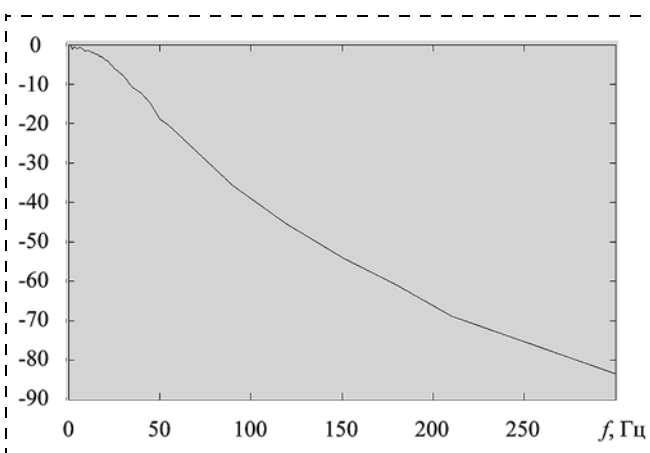


Рис. 4. Характеристика фильтра на входе сигнала обратной связи ФОС

теристика также имеет влияние на обработку задания скорости. В данном случае задача этого фильтра, по большей части, — фильтрование шумовых компонент и опасных превышений напряжения сварки как сигнала обратной связи. Должно также обеспечиваться выполнение теоремы Котельникова (теорема отсчетов [7]), согласно которой частота дискретизации сигнала должна как минимум вдвое превышать наиболее высокочастотную компоненту в его составе. Собственно, максимальная частота дискретизации равна 60 Гц, следовательно, полоса среза будет составлять 30 Гц. Конечно, при импульсном режиме подачи частота дискретизации не постоянна, однако сделать адаптивный фильтр — задача достаточно сложная, и, по нашему мнению, создание такого фильтра в настоящее время нецелесообразно.

На рис. 5 (см. третью сторону обложки) представлены осциллограммы процесса сварки с импульсной подачей электродной проволоки без обратной связи и с обратной связью по напряжению сварки электродной проволокой типа СВ08Г2С диаметром 1,2 мм в среде углекислого газа при средних значениях напряжения и силы тока, соответственно, 23 В и 170 А. Частота импульсной подачи электродной проволоки 30 Гц.

Обработка сигнала обратной связи по напряжению с ее частотными возможностями показана на осциллограмме рис. 5, б. Вводимое возмущение (зона "а" на осциллограмме напряжения) вызывает отработку шага подачи, что на осциллограмме отображается изменением тока короткого замыкания.

Введение обратной связи в электропривод механизма подачи электродной проволоки позволяет достаточно просто и эффективно реализовать ряд технологических приемов при механизированной и автоматической дуговой сварке с различным характером переноса капель электродного металла: синхронную модуляцию режимов, обеспечение качественного выполнения начала шва и заварки кратера, существенное облегчение установки режимов

сварочного процесса, которое выполняется одной ручкой — ручкой задания напряжения сварки, применение источников сварочного тока различных конструкций, в том числе, и не имеющих стабилизации выходного напряжения и др.

Выводы

1. Введение обратной связи по напряжению сварочного процесса в регулируемый электропривод механизма подачи электродной проволоки с управляемым соотношением напряжения и скорости подачи — эффективное техническое решение, позволяющее в значительной степени усовершенствовать сварочный процесс, в частности, при применении импульсной подачи электродной проволоки.

2. Разработка устройства связи между источником сварочного тока (сварочного напряжения) и регулятором электропривода механизма подачи электродной проволоки должна основываться на выборе фильтра входного сигнала с оптимальными характеристиками АЧХ, ограниченными, с одной стороны, мерами безопасности от действия неинформативных уровней напряжения, а с другой сто-

роны, — возможностями получения адекватного по амплитуде сигнала обратной связи.

Список литературы

1. Лебедев В. А., Максимов С. Ю., Рымша В. В., Радимов И. Н., Гулий М. В. Новые механизмы подачи электродной и присадочной проволоки // Сварочное производство. 2011. № 5. С. 35—39.
2. Пат. 3339057 США, МКИ В23 к 9/09. Mechanical intermirient arc welding / A. Bernard, Richard A. Bernard. № 569563; заявл. 28.07.1966; опубл. 3.04.1984.
3. Крюков А. В., Павлов Н. В., Зеленковский А. А. Особенности сварки с импульсной подачей электродной проволоки // Технология машиностроения. 2013. № 7. С. 30—31.
4. Лебедев В. А., Максимов С. Ю. Современное механизированное оборудование для сварки и наплавки и его технико-технологические возможности. Киев: Основа, 2012. 392 с.
5. Лебедев В. А. Современное дуговое автоматизированное и механизированное сварочное оборудование как мехатронная система // Мехатроника, автоматизация, управление. 2009. № 9. С. 13—18.
6. Попков А. М., Доронин В. П., Еланцев А. И. Снижение разбрызгивания жидкого металла при сварке в углекислом газе путем оптимизации параметров режима // Сварочное производство. 1977. № 3. С. 26—27.
7. Басараб М. А., Зелкин Е. Г., Кравченко В. Ф., Яковлев В. П. Цифровая обработка сигналов на основе теоремы Уитткера—Котельникова—Шеннона. М.: Радиотехника, 2004. 72 с.

V. A. Lebedev, Chief designer, lebedevvladimir@ukr.net, PWI E. O. Paton NASU, Kiev,
G. A. Plehotko, Engineer, LLC "Electrical-New Technologies", Odessa

Electric Wire Feed in Mechanized Arc Welding Equipment Feedback on Process

The problem of introduction of the drive mechanism mechanized welding equipment with digital control signal about-military ties, which the selected arc voltage.

The expediency of using ready-made designs regulators valve actuators for special development which needed special set-point — shaper feedback — is considered.

Describes the structure of the shaper feedback, and an algorithm of its funkment. Deals with the problem of choice of filter for shaper feedback.

The main units of the new system of management of submission of electrode wire example of technical implementation are considered.

The data are provided enabling to evaluate advantages of the new system of management in its application in the mechanized equipment for arc welding.

The technical data and the results of experimental studies of the new development are given and the opportunities it gives for the technique and technology of arc mechanized welding are shown.

Keywords: arc welding, mechanized equipment, the transfer of electrode metal, control, feedback, power, transport drops

References

1. Lebedev V. A., Maksimov S. Y., Rymsha V. V., Radimov I. N., Guly M. V. Newmechanisms of electrode and filler wire. *Welding*. 2011. N. 5. P. 35—39.
2. Pat. U.S. 3339057, IPC B23 k 9/09. Mechanical intermirient arc welding. A. Bernard, Richard A. Bernard. N. 569563; appl. 07/28/1966; publ. 03/04/1984.
3. Kryukov A. V., Pavlov N. V., Zelenkovskii A. A. Features welding with pulsed electrode wire feed. *Engineering Technology*. 2013. N. 7. P. 30—31.

4. Lebedev V. A., Maksimov S. Y. Modern mechanized equipment for welding and surfacing and its technical and technological capabilities. Kiev. Basis, 2012. 392 p.

5. Lebedev V. A. Modern arc mechanized and automated welding equipment as a mechatronic system. *Mechatronics, Automation, Management*. 2009. N. 9. P. 13—18.

6. Popkov A. M., Doronin V. P., Elantsev A. I. Reducing splashing of liquid metal during welding in carbon dioxide by optimizing mode settings. *Welding*. 1911. N. 3. P. 26—27.

7. Basarab M. A., Zelkina E. G., Kravchenko V. F., Yakovlev V. P. Digital signal processing based on the theorem of the Whittaker—Kotelnikov—Shannon. M.: Radio Engineering, 2004. 72 p.

Ю. А. Бурьян, д-р техн. наук, проф., burian@omgtu.ru, В. Н. Сорокин, д-р техн. наук, проф.,
Ю. Ф. Галуза, аспирант, Омский государственный технический университет, Россия, г. Омск,
С. Н. Поляков, канд. техн. наук, доц., науч. сотр., ФГУП "НПП "Прогресс", Россия, г. Омск

Активная виброизоляционная опора с экстремальной системой управления

Рассмотрена принципиальная возможность построения активного виброизолятора с экстремальным регулятором при учете полигармонического воздействия. Экстремальная система управления обеспечивает в заданном диапазоне частот автоматическую настройку виброизолятора на минимум передачи вибрационного усилия на основание. Результаты исследования могут быть использованы при проектировании активных систем виброизоляции.

Ключевые слова: виброизолятор, активная система виброизоляции, экстремальный регулятор, полигармоническое воздействие, частота настройки, коэффициент передачи усилия, дисперсия, датчик силы, акселерометр, актуатор

Активная система виброизоляции

Системы виброизоляции силовых агрегатов, основанные на различных упругодиссипативных опорах, давно и с успехом применяются, например, в судостроении для снижения вибрационной нагрузки на корпус судна. Если высокочастотные составляющие усилий виброактивных агрегатов хорошо ослабляются пассивной системой виброизоляции, то для низких частот снижение нагрузки на корпус является в настоящее время достаточно актуальной проблемой. Известно [1, 2], что использование инерционных преобразователей движения, например гидравлических, в таких опорах позволяет существенно снизить коэффициент передачи усилия на корпус на частоте настройки, которая может быть достаточно низкой.

В процессе эксплуатации силовых агрегатов, например судовых двигателей, частота силового воздействия, зависящая от скорости вращения вала, может существенно меняться, вследствие чего требуется изменение частоты настройки.

Если для целей виброзащиты нашли достаточно широкое применение активные виброзащитные системы (АВЗС), в которых в качестве силового устройства (актуатора) применяются гидравлические, электродинамические, пьезоэлектрические и т. д. устройства (известны, например, активные виброзащитные платформы (фирма HALCYONICS, Германия, фирма Minus K, США) с диапазоном активного подавления 5...20 Гц), то для целей виброизоляции, т. е. для уменьшения передачи усилия на основание, что особенно актуально для судостроения, активные системы практически не применяются, хотя создание эффективной системы виброизоляции на частотах 5...16 Гц и ниже является актуальной и не решенной в настоящее время проблемой.

Одним из возможных путей решения этой задачи является использование активных систем виброизоляции. Принципиальная схема такой системы в предположении идеальной работы акселерометра и актуатора приведена на рис. 1.

Известно [3], что создание актуатором усилия, пропорционального ускорению массы m_0 , приводит к результату, аналогичному использованию инерционных преобразователей движения.

Дифференциальное уравнение, описывающее динамику механической системы на рис. 1, имеет вид

$$(m_0 + k)\ddot{x} + b\dot{x} + cx = F_0 \sin \omega t = F(t), \quad (1)$$

где k — коэффициент передачи последовательно соединенных акселерометра, усилителя, актуатора, представляющий собой аналог приведенной массы в гидроопоре с инерционным преобразователем движения; c — коэффициент жесткости; b — коэффициент демпфирования; $F(t)$ — вынуждающая сила; F_0 , ω — амплитуда и частота вынуждающей силы; x — перемещение массы m_0 относительно неподвижного основания.

При силовом гармоническом возбуждении в соответствии с (1) и рис. 1 амплитуда силы R_0 , передаваемой на основание, определяется выражением [5]

$$R_0 = F_0 \left| \frac{c - k\omega^2 + bi\omega}{c - (m_0 + k)\omega^2 + bi\omega} \right|. \quad (2)$$

Коэффициент эффективности виброизоляции K_{Π} определяется отношением

$$K_{\Pi} = \frac{R_0}{F_0} = \left| \frac{c - k\omega^2 + bi\omega}{c - (m_0 + k)\omega^2 + bi\omega} \right|. \quad (3)$$

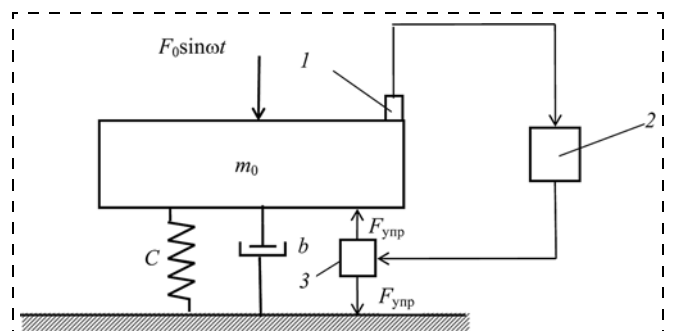


Рис. 1. Принципиальная схема активной системы виброизоляции: 1 — акселерометр; 2 — усилитель; 3 — актуатор

Выражение для K_{Π} после несложных преобразований можно привести к виду [2]

$$K_{\Pi} = \frac{1}{n+1} \cdot \frac{\sqrt{(z^2 - n)^2 + 4v_0^2 n^2 z^2}}{\sqrt{\left(z^2 - \frac{n}{n+1}\right)^2 + 4v_0^2 \left(\frac{n}{n+1}\right)^2 z^2}}, \quad (4)$$

где $z = \frac{\omega}{\omega_0}$; $\omega_0 = \sqrt{\frac{c}{m_0}}$; $v_0 = \frac{b}{2m_0\omega_0}$; $n = \frac{m_0}{k}$.

Из выражения (4) следует, что частота настройки ω_H активной виброопоры определяется равенством

$$\omega_H = \omega_0 \sqrt{n}.$$

Представляет интерес оценка эффективности виброизоляции в точках настройки в зависимости от параметра n при различных значениях z .

Результаты расчетов для $v_0 = 0,01$ представлены в виде графиков на рис. 2.

Применение экстремального регулятора в активной виброопоре

Графики на рис. 2 показывают, что зависимость K_{Π} от n , т. е. от коэффициента k актуатора, имеет экстремум (min), следовательно, если измерить амплитуду силы, которая передается через активную виброопору на основание, то имеется принципиальная возможность построения экстремальной системы управления в активной виброопоре.

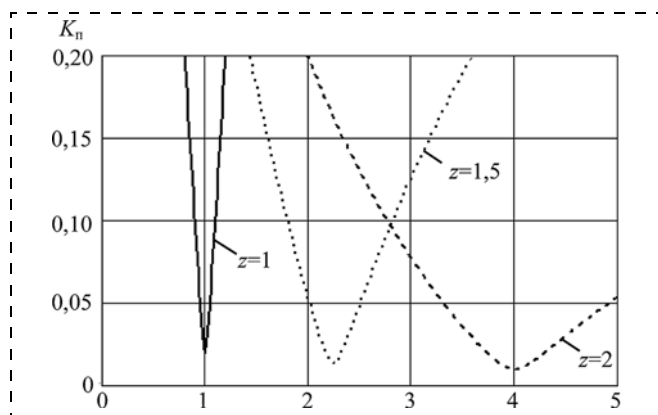


Рис. 2. Зависимость коэффициента передачи усилия K_{Π} от параметра n

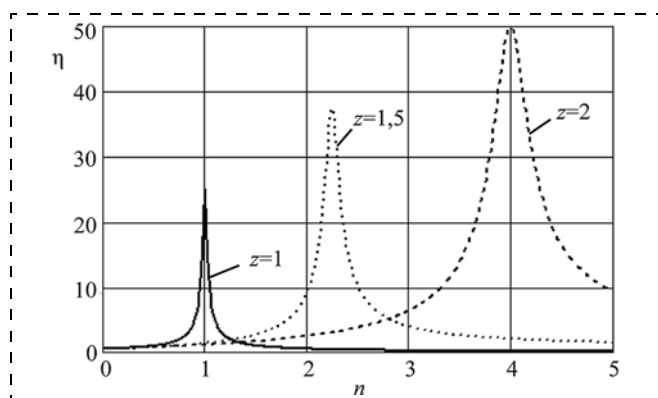


Рис. 3. Зависимость величины $\eta = 1/K_{\Pi}$ от параметра n

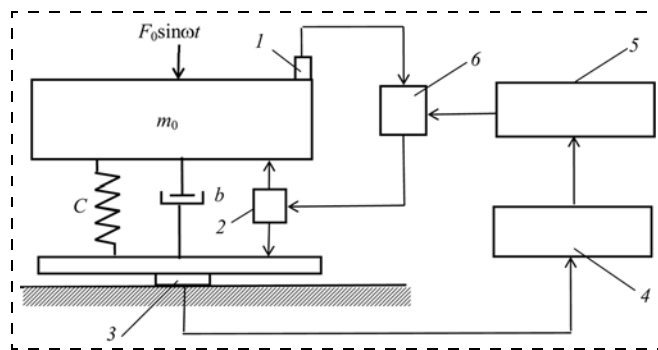


Рис. 4. Принципиальная схема активной системы виброизоляции с экстремальным управлением:

1 — акселерометр; 2 — актуатор; 3 — датчик силы; 4 — блок определения амплитуды; 5 — экстремальный регулятор; 6 — переменный коэффициент усиления

При построении экстремального регулятора удобно использовать экстремальную функцию, имеющую максимум, поэтому целесообразно ввести функцию $\eta = \frac{1}{K_{\Pi}}$, график зависимости которой от

параметра n представлен на рис. 3.

Экстремальная САУ должна автоматически определять то значение k , которое при произвольных z (т. е. ω) обеспечивает min K_{Π} (max η).

Принципиальная схема активной виброизоляционной опоры с экстремальной системой управления показана на рис. 4.

Экстремальная зависимость на рис. 2 определяет отношение амплитуд внешнего воздействия и силоизмерительного устройства, вследствие чего для обеспечения функционирования экстремального регулятора необходимо определить амплитуду сигнала с датчика силы.

В качестве экстремального регулятора (ЭР) в целях помехозащищенности целесообразно выбрать регулятор, например, дискретным шагового типа [4].

В таком экстремальном регуляторе значения амплитуды сигнала с датчика силы R_m после преобразования $\eta = \frac{1}{K_{\Pi}}$ определяется дискретно через

интервалы времени Δt , и по результатам сравнения величин η в начале и конце каждого шага изменяется управляющее воздействие U (в предположении отсутствия зоны нечувствительности регулятора) в соответствии со следующим алгоритмом:

$$U_{n+1} = U_n + \Delta U \Phi_{n+1}, \quad (5)$$

где $\Phi_{n+1} = \text{sign}(\Delta\eta_n)\text{sign}\Phi_n$ — функция переключения на $(n+1)$ -м шаге квантования по времени; U_n , U_{n+1} — управляющее воздействие на n -м и $(n+1)$ -м шаге квантования по времени; ΔU — изменение управляющего воздействия на каждом шаге квантования по времени; $\Delta\eta_n$ — приращение критерия "η" на n -м шаге.

Математическое моделирование активной системы виброизоляции с экстремальным регулятором в соответствии со схемой на рис. 4 и алгоритмом (5)

проведено в среде пакета прикладных программ MATLAB/ Simulink. Для моделирования амплитуды гармонического сигнала с датчика силы использован блок Variance (вычисление дисперсии) с последующим извлечением квадратного корня. Модель в программе Simulink приведена на рис. 5.

Результаты численного решения в соответствии со схемой на рис. 4 проведены для следующих параметров:

$$f_0 = 7 \text{ Гц } (\omega_0 = 43,96 \text{ 1/с});$$

$$m_0 = 10 \text{ кг}; v_0 = 0,1; F_0 = 1$$

и представлены на рис. 6.

Результат моделирования показывает, что при использовании для виброизоляции активной виброопоры с экстремальным регулятором и при одночастотном гармоническом воздействии в диапазоне частот $\omega_B = 1,3\omega_0 \dots 5\omega_0$ (на более высоких частотах эффективность виброизоляции обеспечивается пассивной системой) реализуется автоматическая настройка на минимальное значение K_{Π} .

Экстремальный регулятор в активной виброопоре при полигармоническом воздействии

В реальных условиях виброактивные механизмы создают, как правило, полигармонические воздействия, которые могут быть представлены в виде конечной геометрической суммы [5]:

$$F(t) = \sum_{i=1}^n F_{i0} \sin(\omega_i t + \varphi_i), \quad (6)$$

где F_{i0} , ω_i , φ_i — соответственно амплитуда, частота и начальная фаза i -й гармоники.

Совокупность величин F_{i0} ($i = 1, 2, \dots, n$) образует амплитудный спектр воздействия.

Учитывая, что в экстремальном регуляторе затруднительно организовать условие выполнения $\min K_{\Pi}$ для каждой из гармоник амплитудного спектра, целесообразно в качестве коэффициента эффективности использовать

$$K_{\Pi}^D = \frac{D_R}{D_F}, \quad (7)$$

где D_R , D_F — соответственно дисперсии усилий, передаваемых на основание, и возмущений.

Известно [5], что дисперсия процесса воздействия, например D_F , определяется суммой

$$D_R = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n F_{i0}^2,$$

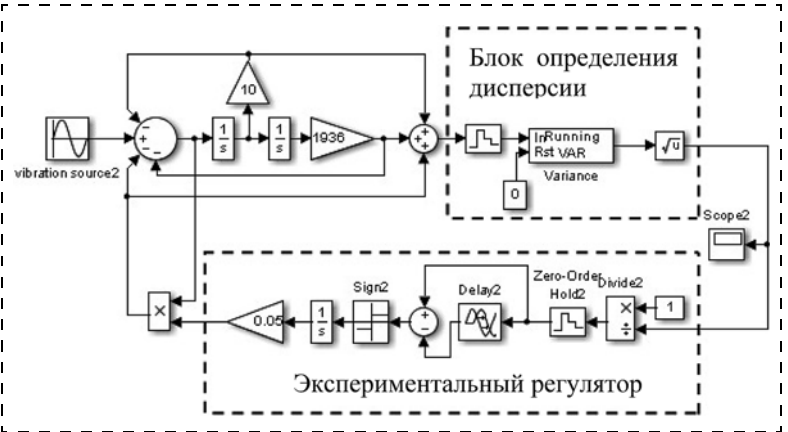


Рис. 5. Схема набора в Simulink активной системы виброизоляции с экстремальным управлением при одночастотном воздействии

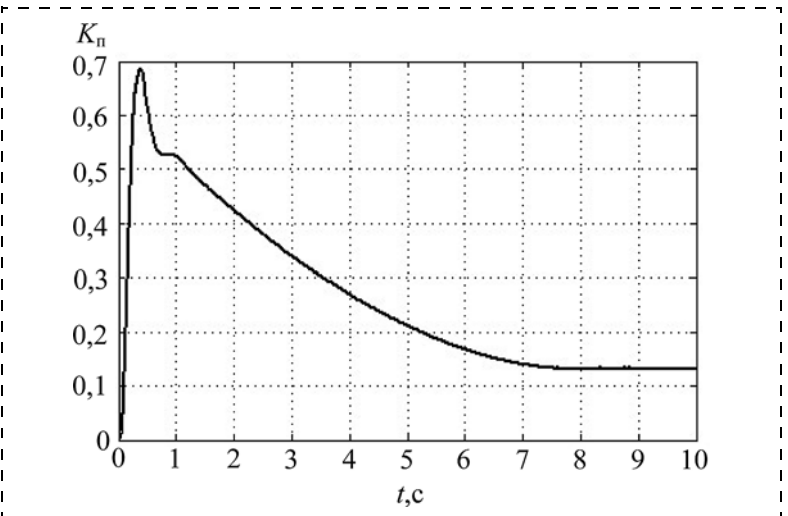


Рис. 6. Зависимость K_{Π} от времени при $f_B = 12 \text{ Гц}$ ($\omega_B = 75,4 \text{ рад/с}$)

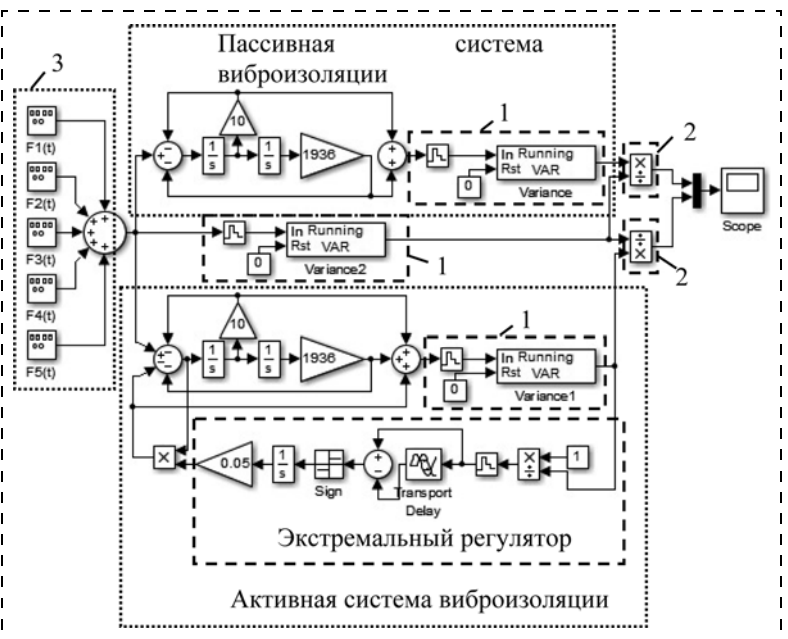


Рис. 7. Схема набора в Simulink активной системы виброизоляции с экстремальным управлением $F(t) = \sum_{i=1}^5 F_{i0} \sin f_i t$

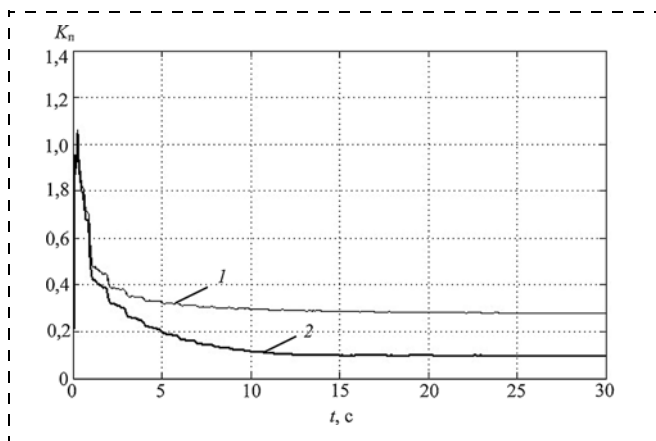


Рис. 8. График зависимости K_{Π} от времени при $F(t) = \sum_{i=1}^5 F_{i0} \sin f_i t$, $F_{01} = 0,3$; $F_{02} = 0,7$; $F_{03} = 1$; $F_{04} = 0,7$; $F_{05} = 0,3$; $f_1 = 9$ Гц; $f_2 = 12$ Гц; $f_3 = 13$ Гц; $f_4 = 15$ Гц; $f_5 = 16$ Гц; кривая 1 — для пассивной системы, кривая 2 — для активной системы

и система, построенная по критерию (7), будет менее эффективна, чем по \min критерию K_{Π} для каждой из гармоник.

Принципиальная схема активной системы виброизоляции с экстремальным регулятором имеет вид, как и на рис. 4, только блок 4 представляет собой устройство определения дисперсии.

Математическое моделирование проведено в среде пакета прикладных программ MATLAB/Simulink, модель в программе Simulink представлена на рис. 7.

Результаты численного моделирования в соответствии со схемой набора в Simulink (рис. 7) проведены для следующих параметров

$$f_0 = 7 \text{ Гц}; m_0 = 10 \text{ кг}; v_0 = 0,1; F(t) = \sum_{i=1}^5 F_{i0} \sin \omega_i t$$

и представлены на рис. 8, где для сравнения приведены значения K_{Π} при пассивной системе виброизоляции.

Выводы

Проведенное исследование показывает принципиальную возможность построения активной системы виброизоляции с экстремальным регулятором, которая повышает эффективность виброизоляции в заданном диапазоне частот путем автоматической настройки системы на минимальное значение K_{Π} как при одночастотном, так и при полигармоническом воздействии.

Список литературы

1. **Системы** виброзащиты с использованием инерционности и диссипации реологических сред / Б. А. Гордеев и др. М.: Физматлит, 2004. 176 с.
2. **Бурьян Ю. А.** и др. Резинокордная пневмогидравлическая опора с инерционным преобразователем движения // Омский научный вестник. 2013. № 3 (123). С. 68–72.
3. **Мехатронные** подходы в динамике механических колебательных систем / С. В. Елисеев и др. Новосибирск: Наука, 2011. 384 с.
4. **Власов К. П.** Теория автоматического управления: учеб. пособие. Х.: Изд-во Гуманитарный центр, 2007. 526 с.
5. **Вибрации** в технике: Справочник. В 6 т. / Ред. совет: В. Н. Челомей (предс.). М.: Машиностроение, 1981. Т. 6. 456 с.

Yu. A. Burian, Professor, burian@omgtu.ru, **V. N. Sorokin**, Professor, **Yu. F. Galuza**, Postgraduate student, yourchello@mail.ru, Omsk State Technical University, Omsk, **S. N. Poliakov**, Research engineer, Assistant professor, Federal State Unitary Enterprise "Scientific-Production Enterprise "Progress"

Active Vibration Mount with Extremal System Control

The paper deals with the active vibration isolation system, in which actuator effort formation made by means of the accelerometer signal, which leads to a result similar to the use of inertial motion transformer. It is shown that dependence of transmission coefficient of vibration force on the basis of the vibration exposure frequency has an extreme, allowing to build extreme regulator, which is based on information about the amplitude of the signal from the force sensor varies the transmission actuator in a predetermined frequency range, providing minimum of the transmission coefficient. Modeling the dynamics of the active vibration isolation system in MATLAB/Simulink environment showed the effectiveness of such a system.

In work the system analysis with the polyharmonic vibrating machines extreme regulator providing, as the ratio of the variances of efforts on the ground and from the vibrations emitting unit is carried out.

The study shows the principal possibility of constructing an active vibration isolation system with extreme regulator, which increases the efficiency of vibration isolation in a predetermined range of frequencies by automatic adjustment of the minimum gain value as in the single-frequency and under polyharmonic action.

The results can be used in the design of active isolation systems.

Keywords: isolator, active vibration isolation system, extreme regulator, polyharmonic action, adjustment frequency, force transmission coefficient, variance, force sensor, accelerometer, actuator

References

1. **Системы** виброзащиты с использованием инерционности и диссипации реологических сред / Б. А. Гордеев и др. М.: Физматлит, 2004. 176 п.
2. **Burian Yu. A.** и др. Резинокордная пневмогидравлическая опора с инерционным преобразователем движения. *Omskiy nauchnyy vestnik*. 2013. N. 3 (123). P. 68–72.
3. **Mekhatronnye** podkhody v dinamike mekhanicheskikh kolebatelnykh sistem / S. B. Eliseev i dr. Novosibirsk: Nauka, 2011. 384 p.
4. **Vlasov K. P.** Teoriya avtomaticheskogo upravleniya: ucheb. posobie. Kh.: Izdatelstvo Gumanitarny tseentr, 2007. 526 p.
5. **Vibratsii** v tekhnike: Spravochnik. V 6 t. / Red.sovet: V. N. Chelomey (preds.). M.: Mashinostroenie, 1981. Iss. 6. 456 p.

УДК 621.317.33

В. С. Мелентьев, д-р техн. наук, проф., зав. кафедрой, vs_mel@mail.ru,

В. И. Батищев, д-р техн. наук проф., зав. кафедрой, vib@list.ru,

Т. С. Евстифеева, аспирант, gostar_tat@mail.ru, **К. Д. Левина**, аспирант, ksenialevina@mail.ru,
Самарский государственный технический университет

Исследование метода измерения параметров емкостных датчиков перемещения¹

Исследуется новый метод измерения параметров емкостных датчиков по мгновенным значениям двух переходных процессов, обеспечивающий повышение точности определения информативного параметра за счет учета конечного значения сопротивления изоляции датчика. Приводятся схема устройства, реализующего метод, и результаты анализа влияния сопротивления соединительных проводников, подключающих датчик к измерительной цепи, на погрешность результата измерения.

Ключевые слова: емкостные датчики, переходный процесс, мгновенные значения, погрешность, сопротивление соединительных проводников, измерительная цепь

Введение

При измерении параметров емкостных датчиков (ЕД) учет их многоэлементной схемы замещения (МСЗ) позволяет определять значения информативных параметров датчика независимо от неинформативных, что увеличивает точность измерения [1].

В настоящее время все большее распространение находят методы определения параметров МСЗ по мгновенным значениям переходного процесса в измерительной цепи (ИЦ). При этом датчик представляется в виде двухполюсной электрической цепи (ДЭЦ) [2, 3].

Существует несколько подходов к формированию переходного процесса в ИЦ и определению параметров ДЭЦ.

В работах [4, 5] рассматриваются методы, основанные на преобразовании параметров многоэлементной ДЭЦ при воздействии импульсов напряжения, изменяющегося по закону степенной функции времени. Однако реализация таких методов сложна и требует использования нескольких последовательно включенных дифференциаторов.

Значительно проще можно определить параметры ДЭЦ при подключении к ней напряжения постоянного тока [3, 6]. В данных методах время измерения не зависит от постоянной времени ИЦ τ , а определяется в основном временем измерения мгновенных значений переходного процесса и реализации алгоритма обработки измеренных значений. Кроме того, на быстроедействие устройств, реализующих методы, накладывает ограничение то, как

связаны между собой момент начала измерения мгновенного значения переходного процесса и момент подключения напряжения к измерительной цепи.

Методы измерения параметров датчиков по мгновенным значениям нескольких переходных процессов обеспечивают дальнейшее сокращение времени измерения [7]. Для этого формируют два переходных процесса на средних точках двух ИЦ или на известном и неизвестном элементах ИЦ.

Одним из элементов, оказывающим влияние на точность измерения, является эквивалентное активное сопротивление, обусловленное потерями в изолирующем диэлектрике и сквозными токами утечки. Это приводит к отклонению используемой модели от реального переходного процесса, что неизбежно вызывает дополнительную погрешность определения информативного параметра датчика.

В работе [8] авторами предложен метод измерения параметров ЕД по мгновенным значениям двух переходных процессов, основанный на использовании в ИЦ двух образцовых резисторов, который исключает данный вид погрешности за счет возможности определения как непосредственно емкости датчика, так и сопротивления изоляции. Недостатком этого метода является непосредственная связь момента подачи напряжения на ИЦ с моментом начала измерения, что не всегда выполнимо в реальных условиях.

Статья является продолжением исследований авторов в направлении совершенствования методов и средств измерения параметров ЕД. В ней предлагается метод, который позволяет начинать измерение в произвольный момент времени после начала переходного процесса в ИЦ, что значительно расширяет область его применения.

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках базовой части государственного задания ФГБОУ ВПО "СамГТУ" (код проекта: 1392).

Метод раздельного определения параметров емкостных датчиков

Метод заключается в том, что на ИЦ, состоящую из последовательно включенных образцового резистора R_0 , ЕД, имеющего емкость C_X и сопротивление изоляции R_X , и второго образцового резистора с сопротивлением R_0 , подают напряжение постоянного тока U_0 . В произвольный момент времени t_1 одновременно измеряют мгновенные значения переходных процессов на участке цепи, содержащем ЕД и второй образцовый резистор, и на втором образцовом резисторе относительно общего вывода ИЦ. Через образцовый интервал времени Δt измеряют мгновенное значение напряжения на том же участке цепи; через интервал времени Δt измеряют мгновенное значение напряжения на том же участке цепи относительно общего вывода и определяют неизвестное сопротивление R_X и емкость ЕД по измеренным значениям [9].

Временные диаграммы, поясняющие метод, приведены на рис. 1.

При подключении источника напряжения постоянного тока U_0 к измерительной цепи напряжения на участке цепи, содержащем ЕД и второй образцовый резистор, и на втором образцовом резисторе относительно общего вывода ИЦ изменяются в соответствии со следующими выражениями:

$$u_1(t) = \frac{U_0}{2} \left\{ 1 + \frac{R_X}{2R_0 + R_X} \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \right] \right\};$$

$$u_2(t) = \frac{U_0}{2} \left\{ 1 - \frac{R_X}{2R_0 + R_X} \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \right] \right\},$$

где $\tau = \frac{2C_X R_0 R_X}{2R_0 + R_X}$ — постоянная времени ИЦ.

Переходные процессы в ИЦ имеют в общем случае шесть параметров: C_X , R_X , R_0 , U_0 , Δt и момент времени начала измерения t_1 , два из которых (R_0 и Δt) известны. В этом случае можно составить систему четырех уравнений:

$$\begin{cases} \frac{U_0}{2} \left\{ 1 + \frac{R_X}{2R_0 + R_X} \left[1 - \exp\left(-\frac{t_1}{\tau}\right) \right] \right\} = U_{11}; \\ \frac{U_0}{2} \left\{ 1 - \frac{R_X}{2R_0 + R_X} \left[1 - \exp\left(-\frac{t_1}{\tau}\right) \right] \right\} = U_{21}; \\ \frac{U_0}{2} \left\{ 1 + \frac{R_X}{2R_0 + R_X} \left[1 - \exp\left(-\frac{t_1 + \Delta t}{\tau}\right) \right] \right\} = U_{12}; \\ \frac{U_0}{2} \left\{ 1 - \frac{R_X}{2R_0 + R_X} \left[1 - \exp\left(-\frac{t_1 + \Delta t}{\tau}\right) \right] \right\} = U_{13}. \end{cases} \quad (1)$$

Используя мгновенные значения напряжений (1), можно определить сопротивление изоляции

$$R_X = \frac{2R_0[(U_{12} - U_{11})(2U_{12} - U_{11} - U_{21}) - (U_{21} - U_{11})(U_{13} - U_{12})]}{(U_{11} + U_{21})(2U_{12} - U_{11} - U_{21}) - (U_{12} - U_{11})} \quad (2)$$

и емкость ЕД

$$C_X = - \frac{(2R_0 + R_X)\Delta t}{2R_0 R_X \ln\left(\frac{U_{13} - U_{12}}{U_{12} - U_{11}}\right)}. \quad (3)$$

Для определения емкости ЕД в соответствии с выражением (3) используется значение сопротивления R_X , полученное по формуле (2), что обеспечивает увеличение точности измерения C_X .

Структурная схема устройства, реализующего метод, приведена на рис. 2.

В состав устройства входят: источник опорного напряжения постоянного тока ИН; аналоговый ключ КЛ; измерительная цепь ИЦ; два аналого-цифровых преобразователя АЦП1 и АЦП2 и контроллер КНТ с шинами управления ШУ и данных ШД; r_1 и r_2 — сопротивления соединительных проводников.

Работа устройства осуществляется следующим образом.

По команде с КНТ замыкается ключ КЛ, и напряжение постоянного тока поступает на измерительную цепь, что приводит к возникновению двух переходных процессов на участках ИЦ.

В произвольный (в общем случае) момент времени КНТ одновременно запускает АЦП1 и АЦП2, которые преобразуют в коды мгновенные значения напряжений U_{11} и U_{21} .

Через образцовый интервал времени Δt АЦП1 преобразует в код мгновенное значение напряжения U_{12} на участке цепи, содержащем ЕД и второй образцовый резистор.

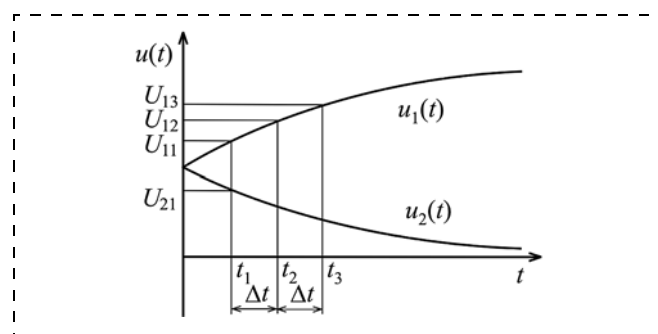


Рис. 1. Временные диаграммы, поясняющие метод

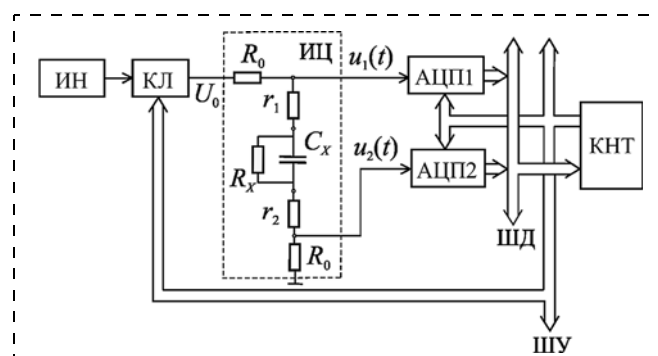


Рис. 2. Схема устройства, реализующего метод

Через интервал времени Δt аналогично преобразовывается в код мгновенное значение напряжения U_{13} на том же участке цепи.

Полученные коды поступают в контроллер, где проводятся вычисления в соответствии с выражениями (2) и (3).

Оценка погрешности, обусловленной конечным значением сопротивления соединительных проводников

При реализации устройств на основе рассматриваемого метода, возникают проблемы, связанные с наличием и нестабильностью такого информативного параметра, как сопротивление соединительных проводников r_1 и r_2 , подключающих емкостной датчик к ИЦ, и их влиянием на результат определения информативного параметра.

Наличие данного сопротивления приводит к изменению схемы замещения и отклонению использованной модели от реального переходного процесса.

С учетом сопротивлений соединительных проводников постоянная времени ИЦ примет вид

$$\tau_p = \frac{C_X R_X (2R_0 + R_{\Pi})}{2R_0 + R_{\Pi} + R_X},$$

где $R_{\Pi} = r_1 + r_2$.

Проведем оценку предельной погрешности определения емкости, обусловленной конечным значением сопротивления соединительных проводников, используя методику, предложенную в работе [10]. Методика заключается в определении погрешности измерения параметра как функции, аргументы которой заданы приближенно с погрешностью, соответствующей отклонению модели от реального процесса в ИЦ. Известно, что погрешность вычисления значения какой-либо функции, аргументы которой заданы приближенно, может быть оценена с помощью дифференциала этой функции. Погрешности функции соответствует возможное ее приращение, которое она получит, если аргументам дать приращения, равные их погрешностям.

Если считать, что предельные абсолютные погрешности измерения мгновенных значений сигналов соответствуют наибольшему отклонению параметров модели от реального переходного процесса ΔU , то абсолютная погрешность измерения емкости будет равна

$$\Delta C_X = \left[\left| \frac{\partial C_X}{\partial U_{11}} \right| + \left| \frac{\partial C_X}{\partial U_{12}} \right| + \left| \frac{\partial C_X}{\partial U_{13}} \right| \right] \Delta U. \quad (4)$$

В общем случае можно считать, что предельное значение ΔU равно

$$\Delta U = \frac{U_0 R_X}{2(2R_X + R_0)} \sup \left| \exp\left(-\frac{t}{\tau_p}\right) - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \right| \quad (5)$$

и может быть вычислено путем решения уравнения

$$\left[\exp\left(-\frac{t}{\tau_p}\right) - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \right]' = 0.$$

Предельная относительная погрешность определения C_X с учетом (3)–(5) примет вид

$$\delta_C = \frac{\tau \left[1 + \exp\left(-\frac{\Delta t}{\tau}\right) \right]}{\Delta t \exp\left(-\frac{t_1}{\tau}\right) \exp\left(-\frac{\Delta t}{\tau}\right) \left[1 - \exp\left(-\frac{\Delta t}{\tau}\right) \right]} \times \left| \exp\left[-\frac{\tau_p \ln\left(\frac{\tau_p}{\tau}\right)}{\tau_p - \tau} \right] - \exp\left[-\frac{\tau \ln\left(\frac{\tau_p}{\tau}\right)}{\tau_p - \tau} \right] \right|. \quad (6)$$

Анализ формулы (6) показывает, что погрешность зависит от следующих соотношений: между образцовым интервалом времени Δt и постоянной времени измерительной цепи τ ; между сопротивлением изоляции R_X и сопротивлением образцового резистора R_0 ; между сопротивлением соединительных проводников R_{Π} и сопротивлением R_0 ; между интервалом времени с момента начала переходного процесса в ИЦ до момента начала измерения t_1 и постоянной времени τ .

На рис. 3 и 4 приведены графики зависимости погрешности δ_C от $\Delta t/\tau$ и R_X/R_0 при $R_{\Pi}/R_0 = 0,001$ и при $t_1/\tau = 0,01$ и $t_1/\tau = 0,1$ соответственно.

Анализ рис. 3 и 4 показывает существенную зависимость погрешности определения емкости ЕД от $\Delta t/\tau$. Погрешность также зависит от отношения сопротивления изоляции R_X и сопротивления образцового резистора, однако при $R_X/R_0 \geq 50$ δ_C практически не изменяется. Также невелика зависимость погрешности от соотношения t_1/τ .

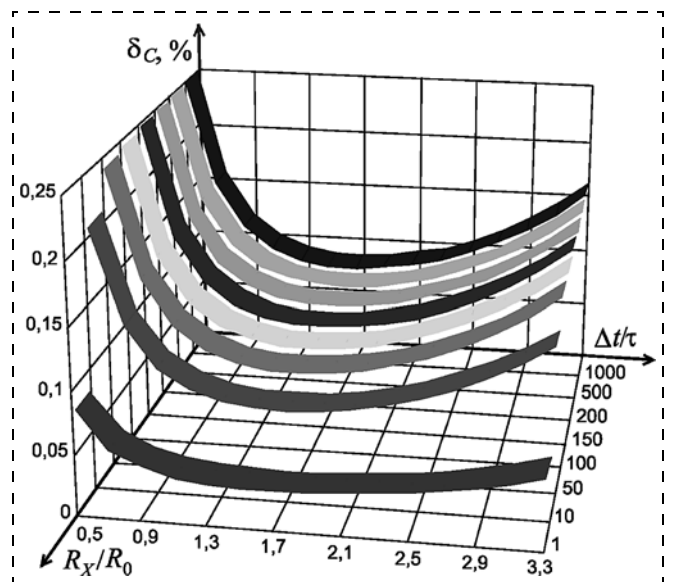


Рис. 3. Графики зависимости δ_C от $\Delta t/\tau$ и R_X/R_0 при $R_{\Pi}/R_0 = 0,001$, $t_1/\tau = 0,01$

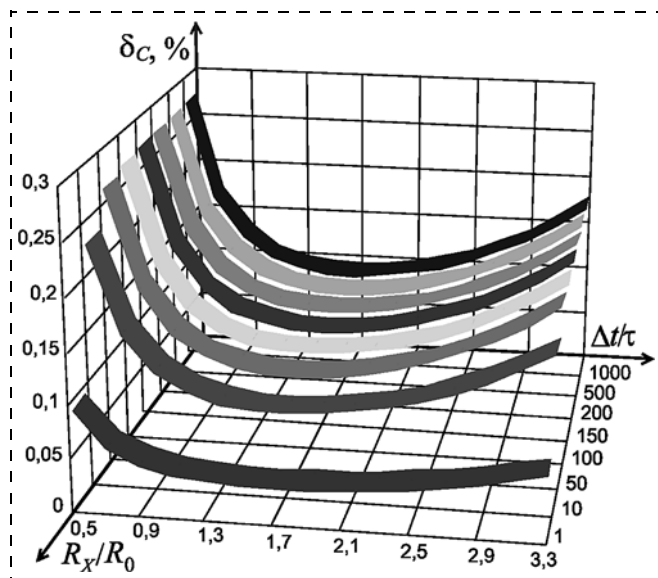


Рис. 4. Графики зависимости δ_C от $\Delta t/\tau$ и R_X/R_0 при $R_{\Pi}/R_0 = 0,001$, $t_1/\tau = 0,1$

Проведенный дополнительный анализ показывает значительную зависимость погрешности определения емкости от отношения сопротивления соединительных проводников R_{Π} к образцовому сопротивлению R_0 . Так, при $R_{\Pi}/R_0 = 0,01$ погрешность увеличивается почти в 10 раз.

Таким образом, сопротивление образцовых резисторов R_0 следует выбирать достаточно большим, обеспечивая уменьшение отношений R_{Π}/R_0 и R_X/R_0 .

Заключение

Рассматриваемый метод определения параметров емкостных датчиков по мгновенным значениям переходных процессов с использованием двух образцовых резисторов позволяет начинать измерение в произвольный момент времени после под-

ключения напряжения постоянного тока к ИЦ, что расширяет область его использования.

Проведенный анализ влияния погрешности, обусловленной конечным значением сопротивления соединительных проводников, подключающих ЕД к ИЦ, на результирующую погрешность определения информативного параметра показывает, что она существенно зависит от соотношения между образцовым интервалом времени и постоянной времени ИЦ и между сопротивлением соединительных проводников и образцовым сопротивлением.

Полученные результаты позволяют оптимально выбирать параметры ИЦ и измерительного процесса для уменьшения данного вида погрешности.

Список литературы

1. Fraden J. Handbook of modern sensors: physics, designs, and applications. 4th ed. New York: Springer, 2010. 663 p.
2. Сафаров М. Р., Сарваров Л. В. Определение параметров трехэлементных двухполюсников по переходному процессу // Датчики и системы. 2002. № 4. С. 10–12.
3. Мелентьев В. С., Батищев В. И. Аппроксимационные методы и средства измерения и контроля параметров двухполюсных электрических цепей. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2012.
4. Ivanov V. I., Titov V. S., Petrov A. S. Conversion of the parameters of multicomponent two-terminal networks with signal differentiation // Measurement Techniques. 2012. V. 54, Iss. 10. P. 1–6.
5. Иванов В. И., Титов В. С., Петров А. С. Преобразователи параметров многоэлементных двухполюсников с коротким замыканием и разрывом цепи между полюсами на постоянном токе // Измерительная техника. 2014. № 3. С. 58–61.
7. Melentiev V. S. Approximation methods of measuring the parameters of linear electric circuits // Measurement Techniques. 2011. V. 53, Iss. 10. P. 1169–1173.
8. Мелентьев В. С., Батищев В. И., Смолина А. М., Евстифеева Т. С. Повышение точности измерения параметров емкостных датчиков перемещения // Мехатроника, автоматизация, управление. 2013. № 6. С. 36–38.
9. Мелентьев В. С., Евстифеева Т. С., Левина К. Д. Метод раздельного определения параметров емкостных датчиков // Вестник Самар. гос. техн. ун-та. Серия "Технические науки". 2013. № 1 (37). С. 53–57.
10. Мелентьев В. С. Новое в измерениях параметров емкостных датчиков по мгновенным значениям переходных процессов // Датчики и системы. 2010. № 2. С. 26–29.

V. S. Melentiev, Head of Department, Professor, vs_mel@mail.ru,

V. I. Batishchev, Head of Department, Professor, vib@list.ru,

T. S. Evstifeeva, Postgraduate Student, gostar_tat@mail.ru,

K. D. Levina, Postgraduate student, ksenialevina@mail.ru, The Samara state technical university

Investigation of the Method of Measuring the Parameters of Capacitive Displacement Sensors

The new method of measurement of capacitor sensors parameters on instant values of two transients, providing increase of an accuracy of informative parameter determination at the expense of the accounting of limited value of isolation resistance of the sensor is investigated. Unlike the known methods providing separate definition as capacities and resistance of isolation of the sensor, use of a method allows to begin the measurement process in any time point after connection of direct current voltage to a measuring chain. The scheme of the measuring means realizing a method is provided, and modes of its work are considered. The analysis of influence of resistance of the connecting conductors attaching the sensor to a measuring chain, on an error of the result of informative parameter measurement is carried out. Results of the analysis show essential dependence of measurement accuracy on a ratio between a sample interval of time and a time constant of a measuring chain and between resistance of connecting conductors and resistance of the sample resistor.

The results received in this work allow to choose optimum parameters of a measuring chain and a measuring process for reduction of this type of an error.

Keywords: capacitive sensors, transient, instant values, an error, resistance of connecting conductors, measuring circuit

References

1. **Fraden J.** Handbook of modern sensors: physics, designs, and applications. 4th ed. New York: Springer, 2010. 663 p.
2. **Safarov M. R., Sarvarov L. V.** Opredelenie parametrov trehjelementnyh dvuhpoljusnikov po perehodnomu processu. *Datchiki i sistemy*. 2002. N. 4. P. 10–12.
3. **Melent'ev V. S., Batishhev V. I.** Approksimacionnye metody i sredstva izmerenija i kontrolja parametrov dvuhpoljusnyh jelektricheskikh cepej. M.: Fizmatlit, 2012.
4. **Ivanov V. I., Titov V. S., Petrov A. S.** Conversion of the parameters of multicomponent two-terminal networks with signal differentiation. *Measurement Techniques*. 2012. V. 54. Iss. 10. P. 1–6.
5. **Ivanov V. I., Titov V. S., Petrov A. S.** Preobrazovateli parametrov mnozhelementnyh dvuhpoljusnikov s korotkim замыканием i razryvom cepei mezhdru poljusami na postojannom toke. *Izmeritel'naja tehnika*. 2014. N. 3. P. 58–61.
6. **Golovin P. D., Lysenko A. V., Jurkov N. K.** Primenenie metoda kvaziobrazcovogo intervala vremeni dlja razdel'nogo izmerenija parametrov parametricheskikh datchikov. *Prikaspijskij zhurnal: upravlenie i vysokie tehnologii*. 2013. N. 4. P. 149–157.
7. **Melent'iev V. S.** Approximation methods of measuring the parameters of linear electric circuits. *Measurement Techniques*. 2011. V. 53, Iss. 10. P. 1169–1173.
8. **Melent'ev V. S., Batishhev V. I., Smolina A. M., Evstifeeva T. S.** Povyshenie tochnosti izmerenija parametrov emkostnyh datchikov peremeshhenija. *Mehatronika, avtomatizacija, upravlenie*. 2013. N. 6. P. 36–38.
9. **Melent'ev V. S., Evstifeeva T. S., Levina K. D.** Metod razdel'nogo opredelenija parametrov emkostnyh datchikov. *Vestnik Samar. gos. tehn. un-ta. Serija "Tehnicheskie nauki"*. 2013. N. 1 (37). P. 53–57.
10. **Melent'ev V. S.** Novoe v izmerenijah parametrov emkostnyh datchikov po mgnovennym znachenijam perehodnyh processov. *Datchiki i sistemy*. 2010. N. 2. P. 26–29.

УДК 65.011.56

А. А. Большаков, д-р техн. наук, проф., **А. А. Кулик**, аспирант, kulikalekse@yandex.ru,
В. П. Глазков, д-р техн. наук, проф., glazkovvp@gmail.ru, **В. В. Лобанов**, канд. техн. наук, доц.,
Саратовский государственный технический университет им. Гагарина Ю. А.

Разработка системы контроля режима технологической тренировки приемно-усилительных ламп

Рассматриваются этапы производства приемно-усилительных ламп. Приводится структурная схема и принцип работы системы контроля режима технологической тренировки приемно-усилительных ламп. Особое внимание уделяется разработке программно-ориентированного алгоритма контроля параметров режима тренировки.

Ключевые слова: приемно-усилительные лампы, технологическая тренировка, система контроля

Введение

В начале прошлого столетия под воздействием научно-технического прогресса в различных странах мира активно стала развиваться электронно-ламповая техника. Наиболее распространенными устройствами такого класса являются приемно-усилительные лампы (ПУЛ), номенклатура производства которых на территории СССР насчитывала около сотни миллионов изделий в год. ПУЛ нашли широкое применение в радиоэлектронной аппаратуре, изготавливаемой для различных сфер жизнедеятельности человека, начиная от бытовой техники и заканчивая летательно-космическими аппаратами [1, 2].

В настоящее время, несмотря на широкое применение полупроводниковых элементов, производство ПУЛ высокого качества остается весьма актуальной задачей. Благодаря физико-техническим свойствам лампы сигнал с выхода ее анода имеет низкий уровень паразитных шумов, что создает благоприятные условия для их применения в качестве усилительных и выпрямительных элементов музыкальной аппаратуры, воспроизводящей высокое качество звука [3].

Технология изготовления электронно-ламповых изделий, как правило, включает несколько этапов: изготовление отдельных деталей и сборочных единиц; физико-химическая обработка деталей и сбо-

рочных единиц; монтаж внутренней аппаратуры; окончательная сборка изделия; цоколевка; тренировка; испытание.

Важным этапом в технологическом процессе изготовления ПУЛ является операция технологической тренировки, которая относится к завершающей стадии изготовления ламп и направлена на активирование физических процессов, возникающих в результате эксплуатации. Однако в процессе выполнения операции тренировки существует вероятность неправильного установления значений параметров режима технологической тренировки и нарушения очередности этапов операции. Такие нарушения влияют на качество выпускаемого изделия, например, недостаточное время заключительного этапа выполняемой тренировки приводит к неактивированию катода лампы, а излишнее время может привести к перегоранию катода [4].

Согласно результатам статистических наблюдений за производством ПУЛ, 80 % бракованных изделий изготовлено из-за нарушения режима технологической тренировки, из них 60 % брака устраняются повторной операцией, так называемым "лечением лампы". Таким образом, возникает необходимость в контроле режима технологической тренировки ПУЛ.

Постановка задачи

Активное развитие вычислительной техники и систем управления позволило значительно автоматизировать производство на промышленных предприятиях и создать системы автоматизации технологических процессов [5, 6]. Как правило, проектирование и реализация систем подобного класса связаны с разработкой линий обмена информации между вычислительными устройствами и объектом автоматизации, а также с созданием программного комплекса управления и контроля качества технологического процесса. Применение систем автоматизации является благоприятным фактором в мероприятиях, направленных на улучшение технологических процессов изготовления ПУЛ.

Статья посвящена разработке метода контроля режима операции технологической тренировки ПУЛ с использованием систем автоматизации технологических процессов и принятия решений, что связано с решением следующих задач:

1. Построение структурной организации системы обмена информацией между вычислительным устройством и производственным оборудованием.
2. Выбор элементной и программной базы реализации системы контроля.
3. Создание и реализация алгоритма обработки информации, получаемой с датчиков ввода/вывода данных, установленных на производственном оборудовании.

Разработка структурной схемы системы контроля режима операции технологической тренировки ПУЛ. Выбор элементной и программной базы реализации системы контроля

Система контроля режимов технологической тренировки ПУЛ предназначена для мониторинга значений параметров режимов тренировки, а именно напряжений накала, анода, накала—катода, управляющей сетки на каждом этапе цикла тренировки. Также система позволяет осуществить контроль очередности и времени каждого этапа операции. Структурная схема системы представлена на рис. 1.

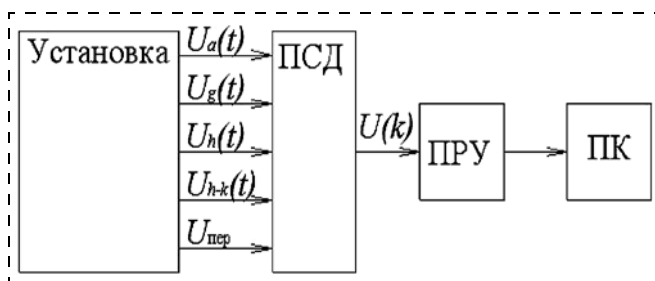


Рис. 1. Структурная схема системы контроля режимов технологической тренировки ПУЛ, где $U_a(t)$, $U_g(t)$, $U_h(t)$, $U_{h-k}(t)$ — напряжения, подаваемые на анод, на управляющую сетку, на накал, на накал — катод тренируемых ламп, соответственно; $U(k)$ — сигнал, передаваемый в приемно-распределительное устройство; $U_{пер}(t)$ — напряжение переключателя; ПСД — плата сбора данных; ПК — персональный компьютер; ПРУ — приемно-распределительное устройство

Из структурной схемы следует, что система контроля режима технологической тренировки ПУЛ содержит установку, в которой осуществляется тренировка ламп, плату сбора данных, приемно-распределительное устройство (Ethernet Switch), персональный компьютер. Значения контролируемых параметров тренировки с установки поступают на плату сбора данных и записываются на жесткий диск персонального компьютера через приемно-распределительное устройство. В качестве платы сбора данных предлагается использовать плату ввода/вывода, выпускаемую фирмой "ICP DAS Co, LTD", которая принимает сигналы с частотой 8 Гц и содержит 10 аналоговых входов [7]. При этом структура обработки информации, получаемой с плат сбора данных, предусматривает наличие промежуточной базы данных, платформа которой предоставляется разработчиками платы. Значения контролируемых характеристик тренировки лампы извлекаются из промежуточной базы данных и обрабатываются программой системы автоматизации технологических процессов.

Таким образом, принцип работы системы в процессе технологической тренировки ПУЛ включает два основных этапа:

1. Загружается партия тренируемых ламп и устанавливаются начальные значения U_h и U_{h-k} , которые передаются в базу данных персонального компьютера через плату сбора данных.

2. По окончании загрузки партии ламп выставляются значения параметров технологической тренировки, характерные для каждого этапа операции. При этом на первоначальном этапе необходимо включить переключатель, который установлен на оборудовании и передает на плату сбора сигнал в виде напряжения данных $U_{пер}$, что позволяет осуществить контроль перехода к основному циклу режима тренировки ПУЛ.

Разработка алгоритма обработки информации, получаемой с платы ввода/вывода

В процессе выполнения работы создан алгоритм обработки информации, получаемой с плат ввода/вывода, на базе программы TRACE MODE фирмы AdAstra [8], предназначенной для управления технологическими процессами в производстве. Преимуществами программы является простота программирования, удобный интерфейс, возможность осуществлять контроль и управление технологическим оборудованием в режиме реального времени, а также формировать отчеты о состоянии заданных параметров технологического процесса и отчеты тревог при их нарушении.

Алгоритм работы программы контроля режима операции технологической тренировки ПУЛ представлен на рис. 2.

Согласно алгоритму, представленному на схеме, программа обработки информации, получае-

мой с приемно-распределительного устройства, работает следующим образом:

Блок 1. Ввод и инициализация входных переменных, получаемых из базы данных хранения сигналов плат сбора данных (аналогово-цифрового преобразователя, АЦП), а также переменных реального времени и заданных значений U_h, U_a, U_{h-k}, U_g для каждого цикла тренировки по времени.

Блок 2. Установить метку $x1$, эта операция позволяет возвращаться к начальному этапу режима тренировки ламп.

Блок 3. Сравнение текущих значений U_h, U_a, U_{h-k}, U_g с заданными.

Блок 4. Если условия по блоку 3 выполняются, то осуществляется переход к проверке следующего условия, согласно которому выключатель находится во включенном состоянии.

Блок 5. Если условие по блоку 4 выполняется, тогда задается временной цикл контроля режима тренировки ламп. В процессе выполнения цикла проверяется условие, что реальные значения переменных U_h, U_a, U_{h-k}, U_g соответствуют заданным с точностью $\pm 10\%$ для текущего цикла, и осуществляется запись их значений в БД при несоответствии заданному диапазону.

Блок 6. Если условия в блоках 3 и 4 не выполняются, то осуществляется запись ошибки режима тренировки в БД.

Блок 7. Если условия в блоке 5 выполняются, то значения переменных U_h, U_a, U_{h-k}, U_g приравниваются нулю.

Блок 8. Переход к метке $x1$ по окончании тренировки партии ПУЛ.

Примечание. Для ускорения работы программы блок 5 написан на языке программирования C++. Время каждого этапа цикла определяется требованиями к режиму тренировки лампы, а в базу данных записываются значения следующих переменных: $U_h, U_a, U_{h-k}, U_g, t, U_{пер}$. Для согласования очередности обрабатываемой информации в режиме реального времени операции тренировки блок 5 алгоритма разделен на несколько подпрограмм в соответствии с числом этапов технологического процесса.

В результате работы программы формируются два типа отчетов: тревог и значений контролируемых параметров режима тренировки лампы. В первом отчете содержится запись, характеризующая общее состояние режима тренировки, которая хранится в документе в формате *.txt. Во втором отчете содержится таблица значений контролируемых параметров режима тренировки ПУЛ, записанных в режиме реального времени. Сопоставляя время записи значений пара-

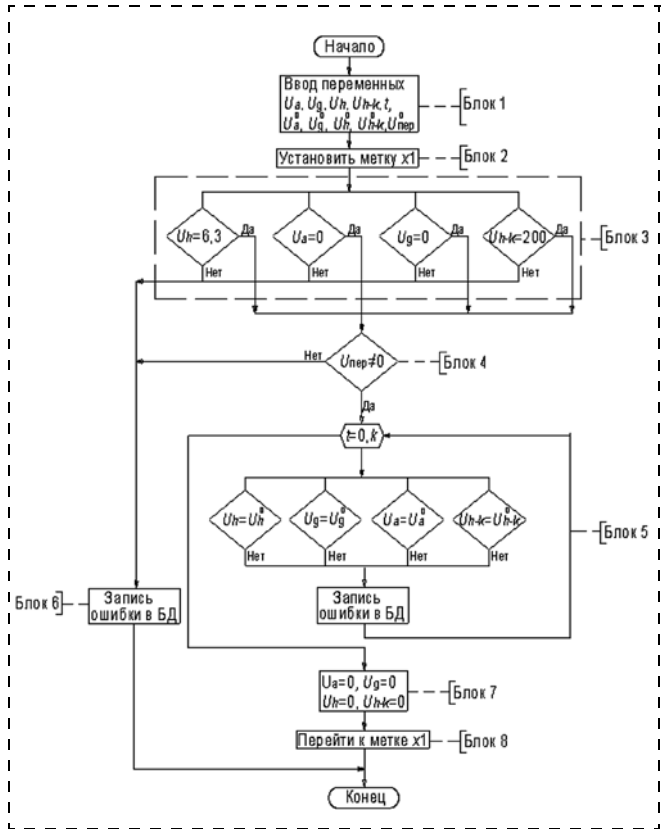


Рис. 2. Блок-схема программы обработки информации о режимах технологической тренировки приемно-усилительной лампы, где $t = 0 \div k$ — время цикла технологической тренировки лампы; $U_a^0, U_g^0, U_h^0, U_{h-k}^0$ — заданные значения напряжения, подаваемого на анод, сетку, накал и накал-катод тренируемой лампы, соответственно, для каждого цикла операции

Рис. 3. Отчет тревог

Участок технологической тренировки				
Время	Напряжение накала	Напряжение анода	Напряжение сетки	Напряжение накала_катода
06.03.2014 15:51:00	5.78475	91.4798	9.23767	96.861
06.03.2014 15:52:00	5.78475	91.4798	9.23767	96.861
06.03.2014 15:54:00				
Участок технологической тренировки				
Время	Напряжение накала	Напряжение анода	Напряжение сетки	Напряжение накала_катода
06.03.2014 15:53:00	4.77578	200.897	16.5919	248.879
06.03.2014 15:54:00	4.77578	200.897	16.5919	248.879

Рис. 4. Отчет значений параметров технологической тренировки ПУЛ

метров тренировки со временем фиксации ошибки в первом отчете, можно определить характер нарушения технологического процесса. При этом информация второго отчета хранится в документе в формате *.html. На рис. 3 и 4 представлены результаты испытания программы системы контроля режима технологической тренировки ПУЛ.

Из результатов испытания программы следует, что предложенный алгоритм контроля режима технологической тренировки ПУЛ с использованием систем автоматизации технологических процессов позволяет осуществить наблюдение за состоянием контролируемых параметров и сформировать отчеты о нарушении режима тренировки. При этом разработанную программу можно усовершенствовать для поддержки принятия решения, отчет для которой отличается формированием сообщения о характере ошибки и методе ее устранения. Например, "Завышенное напряжение сетки. Необходимо выставить значение +8 В". Для модернизации предложенной программы целесообразно разбить блок 5 на несколько подпрограмм, число которых должно соответствовать числу контролируемых параметров с записью их значений в отчеты технологической тренировки в режиме реального времени.

Заключение

В процессе выполнения работы создана система контроля режима технологической тренировки при-

емно-усилительных ламп, которая основана на применении средств автоматизации технологических процессов производства и направлена на улучшение процесса технологической тренировки на основе определения и устранения ошибки его режима.

Таким образом, предложенная система и ее реализация могут быть успешно применены в производстве приемно-усилительных ламп.

Список литературы

1. **Гурфинкель Б. Б.** Приемно-усилительные электронные лампы. М.: Медиа, 2012. 177 с.
2. **Варламов В. А., Шехмейстер Е. И.** Сборочные операции в электровакуумном производстве. М.: Высшая школа, 1979. 304 с.
3. **Barry Vyse, George R. Tessop.** Saga of Marcony — Osram Valve. A History of Valve making. Published by Vyse Ltd, 2000. 346 p.
4. **Гуртовкин А. Г., Роксман М. А., Гельштейн М. И., Берлят Г. Л.** Надежность и испытание электровакуумных приборов. М.: Радио и связь, 1986. 296 с.
5. **Сосонкин В. Л., Мартинов Г. М.** Методика разработки программы ЧПУ соответственно стандарту ISO 14649 STEP-NC (Standard for the Exchange of Product model data for NC) // Мехатроника, автоматизация, управление. 2005. № 6. С. 45—52.
6. **Новик А. Ю., Иващенко В. А.** Модели и методы прогнозирования показателей качества листового стекла // Мехатроника, автоматизация, управление. 2011. № 1. С. 37—40.
7. **Платы** сбора данных ET7000 и PET 7000. URL: http://www.icpdas.com/root/product/solutions/remote_io/ethernet_io/ethernet_io_sele ction.html.
8. **Руководство** пользователя Trace mode 6. Интегрированная SCADA/HMI — SOFTLOGIC-MES-EAM-HRM-система для разработки АСУ ТП, АСКУЭ и систем управления производством. Т. 1. М.: AdAstra Research Group, Ltd, 2013. 607 с.

A. A. Bolshakov, Professor, **A. A. Kulik**, Postgraduate student, kulikalekse@yandex.ru, **V. P. Glazkov**, Professor, glazkovvp@gmail.ru, **V. V. Lobanov**, Associate professor, Saratov state technical university named after Yuri Gagarin

Designing System for Control of Training Technology the Receiving and Amplifying Tubes

In article considered the stages of production the receiving and amplifying tubes. The schematic diagram and principle operation the control system of technology training the receiving and amplifying tubes are adduces in article. Particular attention is paid to design the algorithm for control the parameters of training mode of the receiving and amplifying tubes.

The article shows application the systems and devices of automation in production of receiving and amplifying tubes. Also algorithm for control the parameters of training mode can found the errors parameters of the training mode of the receiving and amplifying tubes on different levels of operation. The design system for control of training technology the receiving and amplifying tubes is connected with solution the next tasks: to design the organization scheme for traffic information between operation and factory devices; to design the algorithm for control the parameters training mode. The results work of the algorithm are two reports which contain the information about stage training mode and errors of the parameters mode.

Keywords: the receiving and amplifying tubes, training technology, control system

References

1. **Gurfinkel' B. B.** Priemno-usilitel'nyeelektronnyelampy. M.: Media, 2012. 177 p.
2. **Varlamov V. A., Shekhmeyster E. I.** Sborochnyeeoperatsii v elektrovakuumnoproizvodstve. M.: Vysshayashkola, 1979. 304 p.
3. **Barry Vyse, George R. Tessop.** Saga of Marcony — Osram Valve. A History of Valve making. Published by Vyse Ltd, 2000. 346 p.
4. **Gurtovkin A. G., Roksmann M. A., Gel'shteyn M. I., Berlyat G. L.** Nadezhnost' i ispytanie elektrovakuumnykh priborov. M.: Radio i svyaz', 1986. 296 p.
5. **Sosonkin V. L., Martinov G. M.** Metodika razrabotki programy ChPU sootvetstvenno standartu ISO 14649 STEP-NC (Standard

for the Exchange of Product model data for NC). *Mekhatronika, avtomatizatsiya, upravlenie.* 2005. N. 6. P. 45—52.

6. **Novik A. Yu., Ivashchenko V. A.** Modeli i metody prognozirovaniya pokazateley kachestva listovogo stekla. *Mekhatronika, avtomatizatsiya, upravlenie.* 2011. N. 1. P. 37—40.

7. **Platy** sboradannykh ET7000 i PET 7000. URL: http://www.icpdas.com/root/product/solutions/remote_io/ethernet_io/ethernet_io_selection.html.

8. **Rukovodstvo** pol'zovatelya Trace mode 6. Integrirovannaya SCADA/HMI — SOFTLOGIC-MES-EAM-HRM-sistema dlya razrabotki ASU TP, ASKUE i sistem upravleniya proizvodstvom. V. 1. M.: AdAstra Research Group, Ltd, 2013. 607 p.

П. А. Будко, д-р техн. наук, проф., budko62@mail.ru,

А. М. Винограденко, канд. техн. наук, доц. vino_grad-82@mail.ru,

А. И. Литвинов, адъюнкт, litvinovaleks@mail.ru,

Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С. М. Буденного, г. Санкт-Петербург

Экспериментальные исследования кинетического метода контроля и диагностики технических средств

Отражены результаты экспериментальных исследований применения кинетического метода контроля и диагностики технических средств при переходе к их техническому обслуживанию по фактическому техническому состоянию, что является дальнейшим совершенствованием систем бесконтактного контроля и диагностики, реализующих физико-технические методы неразрушающего контроля. Научный эксперимент проведен на примере испытания коммутационной аппаратуры силового электрооборудования промышленного объекта, осуществляющей коммутацию электрических цепей в различных режимах функционирования. Теоретические исследования, представленные авторами в статье [5], подтверждены экспериментально и показали эффективность рассмотренного метода.

Ключевые слова: техническое средство, контроль, диагностика, техническое состояние, кинетика, эксперимент, магнитопровод

Введение

Одним из направлений решения вопросов перехода к обслуживанию технических средств промышленных комплексов по фактическому состоянию является дальнейшее совершенствование систем контроля и диагностики электрооборудования, обеспечивающего их функционирование. В рамках этого направления наиболее перспективными представляются системы, реализующие физико-технические методы неразрушающего контроля, поскольку при их использовании в элементах и устройствах систем электроснабжения (СЭС) не происходит изменений, влияющих на качество, параметры и характеристики электрооборудования [1, 2]. Методы бесконтактного неразрушающего контроля позволяют по косвенным признакам обнаружить скрытые дефекты либо выявить особенности, влекущие за собой потенциальную неисправность, поскольку изменение режима функционирования технического средства в результате возникающих отказов его элементов в конечном итоге отражается на токопотреблении [3, 4]. Данные методы наиболее эффективны для получения диагностической информации о состоянии технического средства и электрооборудования СЭС в реальном масштабе времени, что крайне важно при переходе к организации их эксплуатации по фактическому техническому состоянию [1,3].

Постановка задачи научного эксперимента

Целью является проведение экспериментальных исследований по апробации кинетического метода контроля и диагностики технических средств [4, 5] при переходе к их техническому обслуживанию по фактическому техническому состоянию.

Одним из обязательных элементов любых технических средств электронной отрасли является электрооборудование, в котором широко применяются коммутационные аппараты (КА), обеспечивающие проведение необходимых коммутаций электрических цепей. Выберем в качестве *объекта*

эксперимента (контроля) КА силового электрооборудования промышленного комплекса, осуществляющий коммутацию электрических цепей в различных режимах его функционирования (рис. 1).

Системы электроснабжения содержат достаточное число КА, используемых в качестве дистанционно-управляемых ключевых элементов. Обычно управление этими элементами состоит в подаче (или прекращении подачи) электрического тока в обмотку КА. Для функционирования автоматических СЭС центральный компьютер должен получать информацию о срабатывании КА, а также о фактическом состоянии его элементов и управляемых ими механических систем. Использование для этой цели специальных датчиков и дополнительных линий телеуправления значительно повышает стоимость системы, материалоемкость и в конечном итоге не дает существенного выигрыша в надежности, поскольку указанные датчики и дополнительные ниши, в свою очередь, могут быть неисправны и должны контролироваться.

Одним из путей реализации обратной связи непрерывной диагностики технического состояния КА, не требующим дополнительных материальных затрат и решаемым в значительной мере программ-

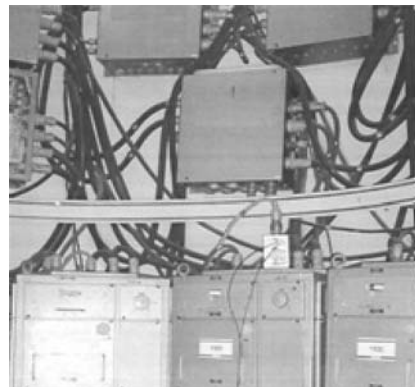


Рис. 1. Внешний вид силового электрооборудования промышленных комплексов

ными средствами за счет ресурсов центрального компьютера, может стать использование рассматриваемого в работах [4, 5] кинетического метода бесконтактного контроля и диагностики.

КА представляют собой классический пример устройств с переменной геометрией магнитопровода. Основным признаком таких устройств является наличие подвижной части магнитопровода и воздушного зазора. При включении обмотки питания в результате магнитного взаимодействия между частями магнитопровода происходит перемещение подвижной части и схлопывание воздушного зазора. Перемещающаяся часть магнитопровода при этом выполняет определенные функциональные действия механической природы. В процессе функционирования сила тока обмотки питания изменяется от нуля до некоторого стационарного значения. Эти два значения силы тока являются основными для инженерного расчета обмотки КА данного типа. Регистрации только силы потребляемого тока не может дать указанной выше информации о срабатывании и техническом состоянии КА. Эта информация содержится в параметрах переходного процесса срабатывания, который занимает время τ порядка десятой доли секунды.

В качестве предмета научного эксперимента рассмотрим основные моменты в динамике переходного процесса при изменении геометрии магнитопровода, которые необходимо учитывать при формировании математической модели КА, используемой для диагностических целей.

Программа экспериментальных исследований

В качестве наблюдаемых параметров и исследуемых величин рассмотрим:

- силу магнитного взаимодействия частей магнитопровода, которая зависит от зазора. Обычно она убывает обратно пропорционально величине зазора, возведенной в третью степень. Это означает, что при включении движение подвижной части КА происходит под воздействием нарастающей силы, и ее ускорение будет переменным;
- изменение зазора в магнитной системе КА, сопровождающееся изменением магнитного сопротивления всего магнитопровода, при постоянном значении магнитодвижущей силы;
- изменение магнитного сопротивления магнитопровода при движении подвижной части магнитопровода, сопровождающееся изменением магнитного потока и появлением в питающей обмотке переменной электродвижущей силы самоиндукции $E_{сн}(t)$. При этом при включении КА потокосцепление обеспечивается током обмотки, а при выключении — остаточной намагниченностью сердечника;
- изменения физических процессов в кинематике КА при его выключении и возвращение подвижных частей в исходное состояние под воздействием упругих элементов;

- ток в обмотке КА, представленный двумя компонентами: первичный ток (обеспечивается источником тока) и вторичный ток (обеспечивается электродвижущей силой самоиндукции и связан с перемещением подвижной части магнитопровода). Наложение на первичный ток питающей обмотки вторичного тока приводит к тому, что кинетика результирующего тока имеет весьма сложный вид, зависящий от того, насколько свободно движется подвижная часть магнитопровода, а это, в свою очередь, связано как с исправностью устройства в целом, так и с состоянием элементов, которые она приводит в движение. При этом под кинетикой будем понимать форму тока.

На перечисленные выше процессы накладываются кинетика намагничивания материала магнитопровода, которая имеет нелинейную зависимость.

Описание кинетики токопотребления

Кинетику токопотребления КА можно получить на основании решения двух уравнений [4]:

1) уравнения движения подвижной части магнитопровода КА

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} + 2\beta \frac{dx}{dt} + cx = F(x) + d \cdot i(t), \quad (1)$$

где m — приведенная масса подвижной части КА; β — обобщенный коэффициент затухания; c — обобщенный коэффициент упругости; $F(x)$ — позиционная механическая сила, действующая на подвижную часть магнитопровода со стороны части с неизменной геометрией; $d \cdot i(t)$ — сила, обусловленная током $i(t)$ в обмотке КА; d — коэффициент, равный произведению магнитной индукции B на длину подвижной части магнитопровода l ;

2) уравнения изменения силы тока в обмотке КА

$$i(t) \cdot R + w \frac{d\Phi_{\Sigma}}{dt} = E, \quad (2)$$

где R — сопротивление обмотки; w — число витков обмотки; Φ_{Σ} — результирующий магнитный поток; E — напряжение на питающей обмотке электрического аппарата.

Результирующий магнитный поток Φ_{Σ} зависит от зазора в магнитопровode, что определяет кинетику процесса движения. Любое изменение условий движения подвижной части магнитопровода приведет к изменению вида кинетики тока питающей обмотки. Диагностическая ценность информации об отклонении кинетики должна устанавливаться экспериментально для каждого конкретного типа устройств.

Таким образом, можно считать доказанным наличие диагностической информации в кинетике тока электрических аппаратов данного типа. При разработке методов уверенного выделения малых изменений в кинетике можно осуществлять диагностические операции при каждом срабатывании устройства и вести непрерывный мониторинг их технического состояния.

Для общего случая математическая модель КА задается системой уравнений [6, 7]:

$$\begin{cases} i(t)R + w \frac{d\Phi(t, i(t), x(t))}{dt} = E; \\ m \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + 2\beta \frac{dx(t)}{dt} + cx(t) = F(x(t)) + di(t). \end{cases} \quad (3)$$

Здесь магнитный поток $\Phi(t, i(t), x(t))$ находится из анализа конкретной магнитной схемы используемого КА. Позиционно-зависимая сила $F(x(t))$ состоит из двух компонент — движущей силы магнитного взаимодействия подвижных частей магнитопровода и силы сопротивления движению, обусловленной взаимодействием с исполнительным механизмом:

$$F(x(t)) = F_{\text{магн}}(x(t)) - F_{\text{сопр}}(x(t)). \quad (4)$$

Фактически, именно $F(x(t))$ несет основную информационно-диагностическую нагрузку. При осуществлении мониторинга технического состояния и контроля срабатывания КА необходимо решать обратную задачу: по форме кинетики тока в цепи управления КА получить информацию о позиционно зависимой силе $F(x(t))$ и, сравнивая ее с заданным видом функции, сделать диагностический прогноз.

Результаты экспериментальных исследований

Авторами были проведены экспериментальные исследования кинетики тока включения типового КА и влияния на нее различных факторов с использованием компьютерных технологий. Схема экспериментальной установки приведена на рис. 2. Установка содержит исследуемый КА (электронный замок), источник питания замка, кнопку управления (К), добавочное сопротивление R , аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и лабораторный компьютер, в качестве которого использована ПЭВМ PENTIUM 3 в стандартной конфигурации. Сила тока электронного замка регистрировалась по значению падения напряжения на добавочном сопротивлении R , которое выбрано достаточно малым (1,85 Ом) по сравнению с сопротивлением обмотки. В качестве АЦП была использована штатная звуковая плата компьютера. Суть ее использования состояла в следующем: датчик магнитного поля был включен в линейный вход платы; кинетику тока записывали с помощью программного обеспечения (ПО) Sound Forge 4.0 в формате стандартных звуковых файлов *.wav; после этого выделяли необходимый элемент кинетики, который с помощью специально разработанного конвертера переводили в табличный файл с расширением *.txt или *.dat; полученную таблицу обрабатывали с помощью средств ПО (MatCad 2011 Pro, Excel 2010, Curve Expert, S-Plus 2000 и т. п.). Окончательные результаты исследований были представлены в форме графиков.

Выполненные эксперименты полностью подтвердили высокую зависимость кинетики тока в

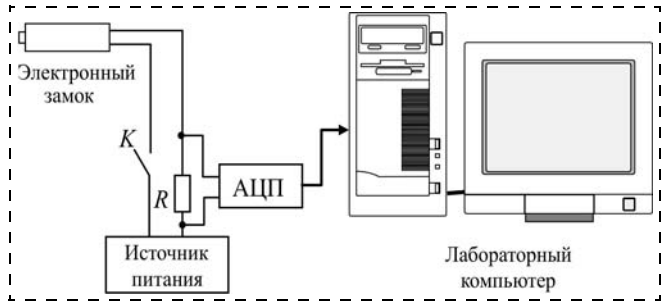


Рис. 2. Схема экспериментальной установки для исследования кинетики переходного процесса срабатывания электронного замка

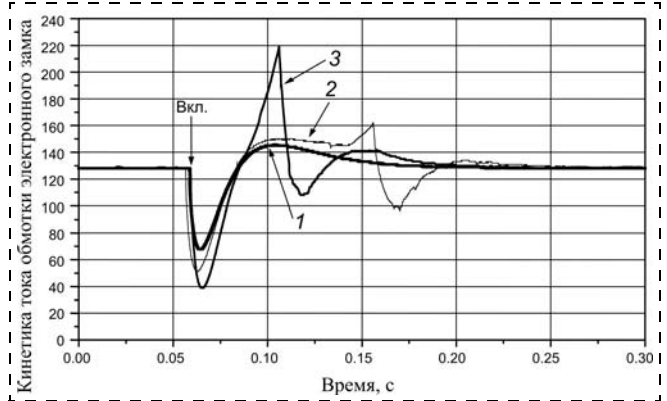


Рис. 3. Кинетики первой производной тока электронного замка при различных значениях питающего напряжения

переходном режиме КА как от режима работы аппарата, так и от условий движения якоря (а следовательно, и движения элементов, связанных с ним механически). На рис. 3 представлены кинетики первой производной тока электронного замка при различных значениях питающего напряжения. Кривая 1 соответствует недостаточному значению напряжения: кинетика определяется только электрическими параметрами цепи. Кривая 2 соответствует напряжению, при котором начинается движение якоря, а кривая 3 — номинальному напряжению, обеспечивающему четкое срабатывание замка. Как видно, срабатывание замка связано с образованием всплеска сигнала продолжительностью около 0,05 с. На основании установленной связи появления всплеска с движением якоря можно утверждать, что в случае кривой 2 якорь замка начал двигаться с запозданием, и скорость движения была меньше, чем в случае номинального режима.

Из физических соображений ясно, что увеличение питающего напряжения должно сопровождаться увеличением силы, действующей на якорь, и снижением времени его движения. Этот вывод хорошо иллюстрирует рис. 4, где представлены кинетики изменения тока электронного замка для четырех значений питающего напряжения.

Кривые 1 и 2 соответствуют надежному срабатыванию замка, но напряжение в случае кривой 1 больше номинального, а для кривой 2 — равно номинальному. Характерным признаком срабатывания замка можно считать появление двух острых пиков вниз и противоположно направленного пика

между ними. Кривая 3 соответствует недостаточному значению питающего напряжения. Движение якоря медленное и неустойчивое. Эта информация содержится в форме направленного вверх пика. Кривая 4 соответствует недостаточному значению питающего напряжения: движение якоря отсутствует. Информация об этом содержится в отсутствии всплеска на кинетике изменения тока. Интервал времени t между двумя направленными вниз пиками косвенным образом несет информацию о значении питающего напряжения, поскольку он связан со скоростью движения якоря, которая,

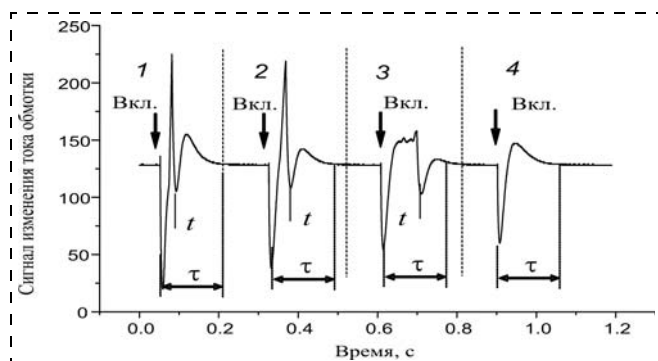


Рис. 4. Последовательность кинетик изменения тока электронного замка при различных значениях питающего напряжения

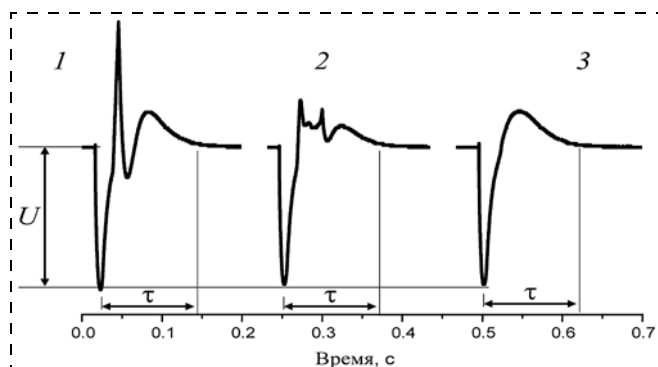


Рис. 5. Последовательность кинетик изменения тока электронного замка, соответствующих одинаковому значению питающего напряжения, при различных состояниях движения якоря

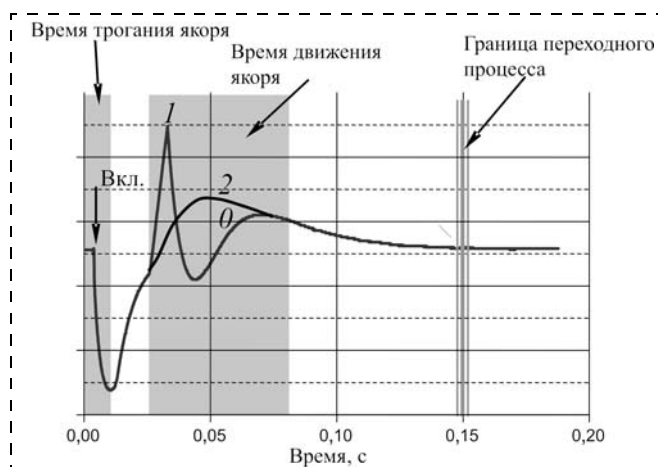


Рис. 6. Базовые области кинетики изменения тока электронного замка

в свою очередь, определяется значением питающего напряжения. Прямую информацию о значении питающего напряжения можно получить из амплитуды первого направленного вниз пика. Совместное использование указанных двух признаков значения питающего напряжения может существенно повысить надежность определения питающего напряжения и, соответственно, достоверность диагностических выводов.

Как видно из рис. 4, интервал времени τ во всех случаях одинаков и несет информацию об электрических параметрах цепи электронного замка (индуктивности и сопротивлении). Обычно эти величины являются практически постоянными, поэтому время τ может быть использовано для формирования управляющего импульса при автоматической диагностике и мониторинге состояния электронного замка, которые должны осуществляться в штатном режиме при каждом акте срабатывания.

Как указывалось выше, сила $F_{\text{сопр}}(x(t))$ должна однозначно влиять на кинетику тока КА. Этот вывод достаточно четко наблюдается на примере электронного замка. Для моделирования влияния сил сопротивления якорь электронного замка подвергался специальным внешним воздействиям, мешающим его нормальному движению, вплоть до полной фиксации неподвижного состояния. На рис. 5 показаны кинетики изменения тока электронного замка при неизменном номинальном значении питающего напряжения, но при различных условиях движения якоря. Кривая 1 соответствует свободному якорю и четкому срабатыванию замка, кривая 2 — заторможенному якорю и нечеткому срабатыванию замка, кривая 3 — полностью зажатому якорю и отсутствию срабатывания. При этом сила тока потребления, измеренная амперметром, была одинаковой. Как видно из рис. 5, кривые различаются абсолютно надежно. Постоянство амплитуды первого пика и продолжительность электрических процессов τ говорят об идентичности режима работы замка по электрической стороне.

Таким образом, проведенные исследования показывают, что кинетика установления тока электронного замка позволяет осуществлять непрерывный мониторинг и диагностику его технического состояния. Наиболее различаются кинетики, соответствующие нормальному движению якоря в номинальном режиме и полному отсутствию движения якоря. Эти кинетики можно назвать базовыми. Их вид представлен на рис. 6. Кривая 1 соответствует нормальному номинальному срабатыванию замка, а кривая 2 — отсутствию срабатывания. На этом же рисунке представлен результат анализа основных участков кинетик.

Форма начального участка первого пика определяется инерционностью измерительной системы (в нашем случае — звуковой платы). На этом участке практически нет информации о состоянии объекта. Поэтому его можно назвать "мертвым временем". Граница переходного процесса определяет время съема диагностической информации. Временной

интервал между ними можно рассматривать как время движения якоря. Анализ формы всплеска (как добавки к кривой 2) позволяет получить информацию об условии движения якоря и осуществлять прогноз технического состояния электрооборудования.

Интересной проблемой, касающейся кинетики установления тока исследуемого электрооборудования, является форма кривой с пологой "выпуклостью", соответствующая неподвижному якорю. В соответствии с уравнением (2) кинетика должна иметь вид экспоненты. Понятным искажением экспоненты может быть только начальный участок, определяемый "временем трогания якоря". Проведенные исследования показали, что наличие пологой "выпуклости" связано с нелинейностью намагничивания железного сердечника электронного замка. Действительно, уравнение (2) в случае неподвижного якоря можно представить в виде

$$iR + \frac{d(i \cdot L(i(t)))}{dt} = E(t), \quad (5)$$

где $L(i(t))$ — нелинейная индуктивность обмотки электронного замка (нелинейность в данном случае полностью определяется свойствами материала сердечника); $E(t)$ — питающее напряжение. Для учета нелинейности необходимо вводить конкретный тип аппроксимации зависимости $L(i)$ от силы тока в обмотке.

Для обеспечения возможности решения и анализа уравнения (5) средствами ПО MatCAD Pro его необходимо свести к виду

$$\frac{d}{dt} i(t) = f(t, i), \quad (6)$$

где $f(t, i)$ — функция, зависящая от схемы цепи и характера включения.

Для обычной последовательной схемы включения индуктивного элемента (обмотки КА) к источнику питания E_0 данную функцию найдем из (5):

$$iR + L(i) \frac{di(t)}{dt} + i \cdot \frac{dL(i(t))}{di} \cdot \frac{di(t)}{dt} = E(t); \quad (7)$$

$$i(t)R + \left(L(i) + i \cdot \frac{dL(i(t))}{di} \right) \cdot \frac{di(t)}{dt} = E(t); \quad (8)$$

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{E(t) - i(t)R}{L(i(t)) + i(t) \cdot \frac{dL(i(t))}{di}}. \quad (9)$$

Следовательно, искомая функция имеет вид

$$f(t, i(t)) = \frac{E(t) - i(t)R}{L(i(t)) - \frac{d}{di} L(i(t))}, \quad (10)$$

где $L(i(t))$ — математический вид используемой аппроксимации.

Обычно у ферромагнетиков магнитная проницаемость зависит от напряженности магнитного поля. Это и определяет зависимость индуктивности обмотки электронного замка от силы тока. Основным механизмом влияния магнитного поля на магнитную проницаемость железа связан с возникнове-

нием "зажатия" доменной структуры ферромагнетика магнитным полем. Поэтому при увеличении магнитного поля проницаемость железа снижается. С учетом этого в первом приближении использована квадратичная аппроксимация, учитывающая снижение магнитной проницаемости железа при увеличении тока в обмотке:

$$L(i(t)) = L_a(1 - b \cdot i^2(t)), \quad (11)$$

где L_a и b представляют собой подбираемые параметры аппроксимации.

Если подставить (11) в (9), то получим дифференциальное уравнение с используемой аппроксимацией для нелинейной индуктивности, решение которого дает кинетику установления тока в обмотке электронного замка и первую производную от кинетики:

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{E_0 - i(t)R}{L_a(1 + 2bi(t) - bi^2(t))}. \quad (12)$$

Здесь E_0 — напряжение питания обмотки электронного замка. Нелинейность варьировалась параметром b .

Заключение

Адекватность уравнения (12) проверяли при условии линейного сердечника ($b = 0$). На рис. 7 представлены теоретические кривые кинетики установления тока электронного замка и изменения

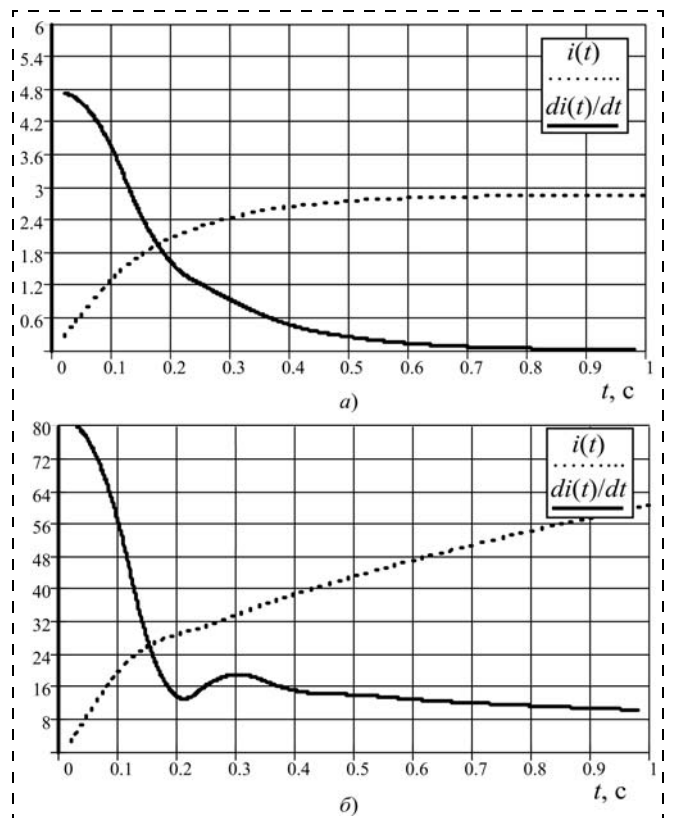


Рис. 7. Теоретические кривые кинетики тока: а — индуктивность линейна при $L_a = 1$, $b = 0$; б — индуктивность нелинейна при $L_a = 1$, $b = 0,09$

тока, соответствующие разной степени нелинейности ферромагнитного материала. Рис. 7, а соответствует линейному приближению, а рис. 7, б — наличию нелинейности. Как видно из рис. 7, за пределами "времени трогания" теоретические кривые хорошо согласуются с экспериментом. Разные типы аппроксимационных формул, отражающих существующую на практике зависимость магнитной проницаемости железа от напряженности магнитного поля, дают примерно одинаковый вид кинетики изменения тока. Поэтому можно утверждать, что осуществляемый при необходимости более подробный анализ кинетики установления тока КА позволит выделить достаточно тонкие условия его работы. Например, если выделить из кинетики реальную кинетику изменения магнитной проницаемости, то можно будет оценить механические напряжения в узлах КА, температуру работы и т. п.

Таким образом, проведенные теоретические и экспериментальные исследования показали высокую эффективность рассмотренного метода использования закономерностей изменения кинетики токопотребления КА на различных этапах функционирования для решения задач бесконтактного контроля параметров и режимов работы, а также

диагностики технического состояния коммутационного оборудования.

Список литературы

1. Будко П. А., Литвинов А. И. Модель выходного сигнала электрооборудования систем электроснабжения военного назначения при формировании диаграммы состояний // Матер. Девятой Всерос. науч.-практ. конф. "Перспективные системы и задачи управления" и Четвертой молодежной школы-семинара "Управление и обработка информации в технических системах". Таганрог: ЮФУ, 2014. С. 29—40.
2. Яковлев Н. И. Бесконтактные электроизмерительные приборы для диагностирования электронной аппаратуры. Л.: Энергоатомиздат, 1990. 256 с.
3. Литвинов А. И., Дорошенко Г. П. Совершенствование процесса эксплуатации электрооборудования систем электроснабжения стационарных узлов связи // Тр. всеармейской науч.-практ. конф. "Инновационная деятельность в Вооруженных Силах Российской Федерации". СПб.: ВАС, 2011. С. 93—98.
4. Будко П. А., Литвинов А. И. Кинетический метод контроля и диагностики технических средств // Мехатроника, автоматизация, управление. 2014. № 7. С. 42—47.
5. Будко Н. П., Будко П. А., Литвинов А. И., Винограденко А. М. Реализация кинетического метода контроля и диагностики технических средств // Мехатроника, автоматизация, управление. 2014. № 8. С. 37—44.
6. Лейтес Л. В. Электромагнитные расчеты трансформаторов и реакторов. Москва: Энергия, 1981. 392 с.
7. Справочник по электрическим машинам Т. 2 / Под общей ред. И. П. Копылова, Б. К. Клокова. Москва: Энергоатомиздат, 1989. 688 с.

P. A. Budko, Professor, budko62@mail.ru,

A. M. Vinogradenko, Associate professor, vino_grad-82@mail.ru,

A. I. Litvinov, Graduated in a military academy, litvinovaleks@mail.ru,

Military academy of communication of Marshal of the Soviet Union S. M. Budenny, St. Petersburg

Pilot Studies on Application Kinetic Control Method and Diagnostics Technical Means

Results of pilot studies of application of a kinetic control method and diagnostics of technical means are reflected in article upon transition to their maintenance on the actual technical condition that is further improvement of systems of contactless control and diagnostics, realizing physics and technology methods of nondestructive control. Scientific experiment of applicability of a method is made on the example of test of the switching equipment of power electric equipment of the industrial facility, carrying out switching of electric chains in various modes of functioning. Highlights in dynamics of transient are considered at change of geometry of the magnetic conductor, considered when forming mathematical model of the switching device in the key mode, being used for the diagnostic purposes. The kinetics that of the switching device is received on the basis of solutions of the equation of movement of mobile part of a magnetic conductor and the equation of change of current in a winding of the switching device. Thus resultant magnetic flux depends on gap size in a magnetic conductor and defines kinetics of process of movement. The diagnostic value of information on a deviation of kinetics is established experimentally for each concrete type of devices. The executed experiments completely confirmed high dependence of kinetics of current in a transitional mode of the switching device both from a mode of its work, and from traffic conditions of an anchor and elements, related mechanically. The theoretical researches presented by authors in the previous issue of the magazine, are confirmed experimentally and showed efficiency of the considered kinetic control method and diagnostics of technical means.

Keywords: technical tool, control, diagnostics, technical condition, kinetics, experiment, magnetic conductor

References

1. Будко П. А., Литвинов А. И. Model' vykhodnogo signala elektrooborudovaniya sistem elektrosnabzheniya voennogo naznacheniya pri formirovani diagrammy sostoyaniy. Mater. Devyatoy Vseross. nauch.-prakt. konf. "Perspektivnye sistemy i zadachi upravleniya" i Chetvertoy molodezhnoy shkoly-seminar a "Upravlenie i obrabotka informatsii v tekhnicheskikh sistemakh". Taganrog: YuFU, 2014. P. 29—40.
2. Yakovlev N. I. Beskontaknyye elektroizmeritel'nyye pribory dlya diagnostirovaniya elektronnoy apparatury. L.: Energoatomizdat, 1990. 256 p.
3. Litvinov A. I., Doroshenko G. P. Sovershenstvovanie protsessa ekspluatatsii elektrooborudovaniya sistem elektrosnabzheniya statsionarnykh uzlov svyazi. Tr. vsearmeyskoy nauch.-prakt. konf. "Innovatsionnaya deyatel'nost' v Vooruzhennykh Silakh Rossiyskoy Federatsii". SPb.: VAS, 2011. P. 93—98.
4. Budko P. A., Litvinov A. I. Kineticheskiy metod kontrolya i diagnostiki tekhnicheskikh sredstv. Mekhatronika, avtomatizatsiya, upravlenie. 2014. N. 7. P. 42—47.
5. Budko N. P., Budko P. A., Litvinov A. I., Vinogradenko A. M. Realizatsiya kineticheskogo metoda kontrolya i diagnostiki tekhnicheskikh sredstv. Mekhatronika, avtomatizatsiya, upravlenie. 2014. N. 8. P. 37—44.
6. Leytes L. V. Elektromagnitnye raschety transformatorov i reaktorov. Moskva: Energiya, 1981. 392 p.
7. Spravochnik po elektricheskim mashinam. V. 2. Pod obshey red. I. P. Kopylova, B. K. Klokova. Moskva: Energoatomizdat, 1989. 688 p.

ЖУРНАЛ В ЖУРНАЛЕ



Управление и информатика в авиакосмических и морских системах



Главный редактор:

ЛЕБЕДЕВ Г. Н.

Ответственный секретарь:

БЕЗМЕНОВА М. Ю.

Редакционная коллегия:

АЛЕКСЕЕВ В. В.
БАРАНОВ Л. А.
БЕЛОКОНОВ И. В.
БУКОВ В. Н.
ВАСИЛЬЕВ В. И.
ГОДУНОВ В. А.
ГУРЕВИЧ О. С.
ГУРСКИЙ Б. Г.
ЕФИМОВ В. В.
ЗАЙЦЕВ А. В.
КРЫЖАНОВСКИЙ Г. А.
НЕСТЕРОВ В. А.
ОХТИЛЕВ М. Ю.
ПАНКРАТОВ В. М.
РАСПОПОВ В. Я.
САБО Ю. И.
СТЕПАНОВ О. А.
СОЛДАТКИН В. М.
ФИЛИМОНОВ Н. Б.
ХИМЕНКО В. И.
ЧЕБУРАХИН И. Ф.
ШИРЯЕВ В. И.
ШКОЛИН В. П.

Редакция:

ГРИГОРИН-РЯБОВА Е. В.

СОДЕРЖАНИЕ

Девятисильный А. С., Числов К. А.

Интегрированная нейросетевая система оценки параметров ориентации подвижной платформы 60

Костишин М. О., Шукалов А. В., Парамонов П. П.,

Жаринов И. О., Жаринов О. О.

Алгоритмы автоматизации конфигурирования загрузочных компонентов аэронавигационной информации и геоинформационных данных авионики 64

А. С. Девятисильный, д-р техн. наук, гл. науч. сотр., devyatis@iacp.dvo.ru,
К. А. Числов, канд. техн. наук, науч. сотр., kirillche@rambler.ru,
 Институт автоматизации и процессов управления ДВО РАН, Владивосток

Интегрированная нейросетевая система оценки параметров ориентации подвижной платформы

Предложена модель инерциально-спутниковой системы и механизм усвоения информации, доставляемой бортовой сетью приемников ГЛОНАСС и гироскопическими датчиками угловых скоростей, основанные на положениях нейроморфизма и калмановской теории систем. Приведены результаты вычислительного эксперимента.

Ключевые слова: инерциальные измерители, навигационная спутниковая система, нейронная сеть, биологический нейрон, обратная задача, фильтр Калмана

Введение

Рассматривается математическая модель комплексирования информации, доставляемой трехкомпонентным блоком гироскопических датчиков угловых скоростей со взаимортогональными осями чувствительности и навигационной спутниковой системой (НСС) типа ГЛОНАСС при бортовом многопозиционном приеме. Последнее обеспечивает возможность альтернативной (по отношению к системе, исследованной в работе [1]) оценки матрицы ориентации подвижной технологической платформы (ТП) широкого спектра базирования — сухопутного, воздушно-космического или морского. Вообще говоря, обе интегрированные системы (ИС) могут быть реализованы одновременно на базе единого блока гироскопов в качестве автономного бортового измерителя для двух видов внешней информации — спутниковой и астроинформации с учетом доступности каждого из них.

В данной работе аналитическое комплексирование ИС приводит к постановке обратной задачи вида "состояние—измерение" [2], для решения которой предлагается мультимодельный алгоритм динамического обращения нейроподобного типа [1, 3], ассоциированный с некоторыми положениями нейродинамики и нейроморфизма, характеризующими мышление: целенаправленностью [4, 5], т. е. ориентацией процессов в центральной нервной системе (ЦНС) на устойчивое решение конкретной задачи; структурной блочностью нейросистемы как необходимым условием мышления [6] (формирование ЦНС-синхронизированных блоков, разыгрывающих разные возможные сценарии отклика на поступающую в ЦНС информацию); привыканием [7] (изменяющейся во времени динамикой отклика нейросети на стимуляцию).

Отметим, что наряду с приведенными ассоциациями допустимы и обратные, а именно: в том, как происходит процесс устойчивого усвоения информации конкретной технической системой, видится процесс формирования и эволюции популяций "живых" нейронов в неокортекстном модуле мозга [4], продуцирующих образы (в данном случае — матема-

тические) реальных объектов, и механизм настройки их ("живых" (биологических) нейронов) синаптических коэффициентов, обуславливающий функциональность данной популяции в условиях неопределенности информации, поступающей из внешней по отношению к ней среды.

Основные модельные представления

Начнем с геометрических образов, порождаемых формализмом функционирования НСС. Прежде всего, введем правые ортогональные системы отсчета:

- систему $o\xi = o\xi_1\xi_2\xi_3$ с началом o в центре масс Земли и осями $o\xi_1$ и $o\xi_3$, направленными соответственно в созвездие Овна и вдоль оси собственного вращения Земли;
- систему $o\eta = o\eta_1\eta_2\eta_3$ с осью $o\eta_3 \equiv o\xi_3$ и осью $o\eta_1$, лежащей в плоскости гринвичского меридиана;
- $o_1y = o_1y_1y_2y_3$ — приборную систему отсчета с началом o_1 , совмещенным с одним из N приемников сигналов (ПС) под номером $i = 0$, т. е. PC_i , $i = 0$, так что векторы $\mathbf{y}^{(i)}$, $i = \overline{1, N-1}$, с началом в o_1 характеризуют размещение в o_1y остальных PC_i , $i = \overline{1, N-1}$ (далее положим $N = 3$);
- $o_1x = o_1x_1x_2x_3$ — подвижную систему с осью o_1x_3 , направленной вдоль радиус-вектора места ТП и осями o_1x_1 и o_1x_2 , направленными соответственно на географические Восток и Север.

НСС доставляет на борт ТП информацию о месте PC_i ($i = \overline{0, 2}$) в системе отсчета $o\eta$, так что $\tilde{\eta}^{(i)} = \boldsymbol{\eta}^{(i)} - \boldsymbol{\varepsilon}^{(i)}$, $i = \overline{0, 2}$, где $\boldsymbol{\eta}^{(i)}$ и $\tilde{\boldsymbol{\eta}}^{(i)}$ — это соответственно фактические и измеренные векторы координат PC_i , а $\boldsymbol{\varepsilon}^{(i)}$ — погрешность навигационной привязки. образуем разности $\delta\tilde{\boldsymbol{\eta}}^{(j)} = \tilde{\boldsymbol{\eta}}^{(j)} - \tilde{\boldsymbol{\eta}}^{(0)} = \delta\boldsymbol{\eta}^{(j)} - \boldsymbol{\varepsilon}^{(j)}$, где $\delta\boldsymbol{\eta}^{(j)} = \boldsymbol{\eta}^{(j)} - \boldsymbol{\eta}^{(0)}$, $\boldsymbol{\varepsilon}^{(j)} = \boldsymbol{\varepsilon}^{(j)} - \boldsymbol{\varepsilon}^{(0)}$, $j = \overline{1, 2}$, и, кроме того, исходные представления о системе ПС в o_1y дополним связями $\tilde{\mathbf{y}}^{(i)} = \mathbf{y}^{(i)} - \boldsymbol{\tau}^{(i)}$, $i = \overline{1, 2}$, интерпретируя $\tilde{\mathbf{y}}^{(i)}$ как измеренные значения $\mathbf{y}^{(i)}$, а $\boldsymbol{\tau}^{(i)}$ — как не зависящую от времени

погрешность измерения. Очевидно, что $\mathbf{y}^{(i)}$ и $\delta\boldsymbol{\eta}^{(i)}$, $i = \overline{1, 2}$, — представления одних и тех же векторов в разных системах — ou и $o\eta$, связанные ортогональными преобразованиями

$$\mathbf{y}^{(i)} = \mathbf{A}^{(y)}\delta\boldsymbol{\eta}^{(i)}, i = \overline{1, 2}. \quad (1)$$

Перейдем теперь к "геометрии движения" [8], или кинематике, отождествляя ее с представлениями об эволюции матрицы $\mathbf{A}^{(y)}$ при вращении приборного трехгранника ou . Обозначим $\boldsymbol{\omega}$, \mathbf{u} и $\boldsymbol{\Omega}$ векторы угловых скоростей относительного вращения соответственно координатных трехгранников ou и $o\xi$, $o\eta$ и $o\xi$, ou и $o\eta$. Тогда

$$\boldsymbol{\omega} = \mathbf{u} + \boldsymbol{\Omega}, \quad (2)$$

где $\boldsymbol{\omega}$ измеряется гироскопическими датчиками; \mathbf{u} — угловая скорость собственного вращения Земли, известная в проекциях на оси трехгранника $o\eta$; $\boldsymbol{\Omega}$ очевидным образом вычислима из (2). Изложенное дает основание воспользоваться для описания эволюции $\mathbf{A}^{(y)}$ (далее просто \mathbf{A}) кинематическим уравнением Пуассона [8]

$$\dot{\mathbf{A}} = -\hat{\boldsymbol{\Omega}}\mathbf{A}, \mathbf{A}(t_0) = \mathbf{A}^{(0)}, \quad (3)$$

где $\hat{\boldsymbol{\Omega}} = (\Omega_{ij})$ — кососимметрическая матрица, заполняемая компонентами вектора $\boldsymbol{\Omega} = (\Omega_k)$, так что $\Omega_{ij} = e_{ikj}\Omega_k$; $i, j, k = \overline{1, 3}$.

Уравнения (1) и (3), вместе взятые, составляют математическую модель обратной (кинематической) задачи "в большом", решая которую в реальных условиях присутствия инструментальных погрешностей измерений и вычислений, можно оценить $\mathbf{A}(t)$. Суть решения математически поставленной обратной задачи тесно связана с так называемой задачей коррекции [9] и состоит в следующем. В указанных реальных условиях интегрируется уравнение (3), что дает оценку $\hat{\mathbf{A}}(t)$ матрицы $\mathbf{A}(t)$ с некоторой погрешностью $\delta\mathbf{A}(t)$, относительно которой принимаем, что $\delta\mathbf{A} = -\hat{\boldsymbol{\beta}}\mathbf{A}$. Это означает, что пространственное положение трехгранника ou отличается от того, которое характеризуется матрицей $\hat{\mathbf{A}}(t)$, на вектор малого угла вращения $\boldsymbol{\beta}$. Соответственно, и преобразование (1) с матрицей $\hat{\mathbf{A}}$ выполняется с погрешностью $\delta\mathbf{y} = \hat{\mathbf{y}}\boldsymbol{\beta}$. Изложенное позволяет, во-первых, определить задачу коррекции как задачу оценки вектора $\boldsymbol{\beta}$ с последующим уточнением матрицы $\hat{\mathbf{A}}$ в соответствии с формулой $\mathbf{A}^* = (\mathbf{E} + \hat{\boldsymbol{\beta}}^*)\hat{\mathbf{A}}$, где \mathbf{A}^* — новая оценка \mathbf{A} , $\boldsymbol{\beta}^*$ — оценка $\boldsymbol{\beta}$, \mathbf{E} — единичная матрица; во-вторых, интерпретировать задачу коррекции как обратную задачу с математической моделью следующего вида:

$$\begin{aligned} \dot{\boldsymbol{\beta}} &= -\hat{\boldsymbol{\Omega}}\boldsymbol{\beta} + \mathbf{m} + \mathbf{v}; \\ \dot{\mathbf{m}} &= \boldsymbol{\mu}(t); \\ \dot{\boldsymbol{\Omega}} &= \boldsymbol{\chi}(t); \\ \tilde{\boldsymbol{\Omega}} &= \boldsymbol{\Omega} + \mathbf{m} + \mathbf{v}; \\ \delta\tilde{\mathbf{y}}^{(i)} &= \hat{\mathbf{y}}^{(i)}\boldsymbol{\beta} + \boldsymbol{\Delta}^{(i)}, i = \overline{1, 2}, \end{aligned} \quad (4)$$

где $\tilde{\boldsymbol{\Omega}}$ — значение $\boldsymbol{\Omega}$, определяемое согласно (2), а \mathbf{m} и \mathbf{v} — математическое ожидание и несмещенная шумовая составляющая векторного случайного процесса, отождествляемого с вектором инструментальных погрешностей такого определения $\boldsymbol{\Omega}$; $\delta\tilde{\mathbf{y}}^{(i)}$ — невязка измерений вектора $\mathbf{y}^{(i)}$, а $\boldsymbol{\Delta}^{(i)}$ — соответствующий вектор инструментальных погрешностей этих измерений; $\boldsymbol{\mu}(t)$ и $\boldsymbol{\chi}(t)$ — скорости изменения соответственно векторов \mathbf{m} и $\boldsymbol{\Omega}$.

Введем обозначения: $\mathbf{x}^T = (\boldsymbol{\beta}^T, \mathbf{m}^T, \boldsymbol{\Omega}^T)$ — вектор оцениваемых состояний; $\mathbf{z}^T = ((\delta\tilde{\mathbf{y}}^{(1)})^T, (\delta\tilde{\mathbf{y}}^{(2)})^T, \tilde{\boldsymbol{\Omega}}^T)$ — вектор измерений; \mathbf{C} и \mathbf{H} — матрицы коэффициентов при векторе \mathbf{x} в правых частях соответственно уравнений состояний и измерений; $\mathbf{q}^T = (\mathbf{v}^T, \boldsymbol{\mu}^T, \boldsymbol{\chi}^T)$ и $\mathbf{r}^T = (\mathbf{v}^T, (\boldsymbol{\Delta}^{(1)})^T, (\boldsymbol{\Delta}^{(2)})^T)$ — векторы немоделируемых компонент возмущений; "T" — символ транспонирования векторов и матриц.

Перепишем систему (4) в общем виде:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{q}; \mathbf{x}(t_0) = \mathbf{x}_0; \\ \mathbf{z} &= \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{r}. \end{aligned} \quad (5)$$

Целью решения задачи (5) является оценка в текущем времени вектора \mathbf{x} . Полученные оценки могут быть использованы в режиме замыкания моделей (3) и (4), когда оценка $\boldsymbol{\Omega}^*$ активируется при интегрировании (3), что в конечном итоге влияет и на оценку \mathbf{A}^* .

Алгоритм нейросетевого динамического псевдообращения

Задачи типа "состояние — измерение", как известно, являются задачами наблюдения. В качестве таковой задача (5), или (4), математически корректно поставлена, что подтверждают легкоустановливаемый факт наблюдаемости пары (\mathbf{C}, \mathbf{H}) и ее верификация в условиях численного эксперимента, некоторые результаты которого приведены в следующем разделе статьи. Заметим, что нарушение математической корректности приводит к явлениям, которые можно назвать парадоксами наблюдения — неустойчивость решения и его неоднозначность (что, следовательно, влечет возможность субъективного толкования результата), с чем, если проводить некоторые параллели, сталкивается, например, квантовая механика (парадоксы "кота Шредингера", пребывания частицы в двух местах одновременно и т. п.). В задачах определения движения, к которым безусловно относится и задача (4), наиболее выразительно парадоксы квантовой теории могут быть проинтерпретированы примером, когда положение объекта на плоскости находят методом засечек двумя измеренными значениями расстояний до двух пунктов наблюдения и в итоге получают два решения — два места объекта, симметрично расположенных относительно прямой, проходящей через пункты наблюдения; вместе с тем, уже самая незначительная дополнительная информация может способствовать выбору правильного решения — если известно, к примеру, что пункты наблюдения

расположены на береговой линии, а наблюдается морской объект.

При решении задачи (5) следуем той же концепции нейроморфизма, что и в работе [1], и в качестве исходного рассматриваем алгоритм калмановского типа [2], встроенный в решение экстремальной задачи и обуславливающий механизм настройки синаптических коэффициентов, гарантирующих асимптотическую устойчивость решения. Тогда экстремальная задача в полном виде представляется следующим образом:

$$\begin{aligned} F &= 0,5\|z - Hx\|^2; \\ \dot{x}^* &= Cx^* + K(z - Hx^*), \quad x^*(0) = 0; \\ K &= DH^T(R^*)^{-1}; \\ \dot{D} &= CD + DC^T - DH^T(R^*)^{-1}HD + Q^*, \quad D(0) = D_0; \\ (Q^*, R^*) &= \arg \min_{Q, R} F; \\ Q &= \text{diag}(\sigma_v^2, \sigma_v^2, \sigma_v^2, \sigma_\mu^2, \sigma_\mu^2, \sigma_\mu^2, \sigma_\chi^2, \sigma_\chi^2, \sigma_\chi^2); \\ R &= \text{diag}(\sigma_\Delta^2, \sigma_\Delta^2, \sigma_\Delta^2, \sigma_\Delta^2, \sigma_\Delta^2, \sigma_\Delta^2), \end{aligned} \quad (6)$$

где x^* — текущая оценка x .

Как видно из (6), задача решается в пространстве четырех параметров — $\sigma_v, \sigma_\mu, \sigma_\chi, \sigma_\Delta$. Заметим, что в случае ее решения путем перебора значений элементов матрицы K пришлось бы иметь дело с числом параметров $9 \times 9 = 81$ и дополнительно с проблемой выхода значений K в область, обеспечивающую сходимость решения.

При численном решении задачи предлагается реализация мультисистемы из $3^4 = 81$ параллельных систем — алгоритмов калмановского типа. Работа каждого из них выполняется при одинаковых для всех стартовых на шаге решения условиях, но при разных значениях параметров Q и R .

Победившей в таком соревновательном на шаге процессе признается система с наименьшим значением F , а значения ее переменных x^* и D при-

нимаются в качестве стартовых на следующем шаге решения для всех систем мультисистемы; новый же набор параметров Q и R формируется около (как центра) значений параметров Q и R победившей системы. Например, если $\tilde{\sigma}_\Delta$ — значение параметра σ_Δ системы-победителя, то новый набор значений этого параметра есть $\{\tilde{\sigma}_\Delta(1 - \alpha), \tilde{\sigma}_\Delta, \tilde{\sigma}_\Delta(1 + \alpha)\}$; $0 < \alpha < 1$. Аналогичным образом назначаются новые значения параметров σ_v, σ_μ и σ_χ .

Вычислительный эксперимент

Как и в работе [1], здесь приводятся результаты численного исследования для случая движения объекта в восточном направлении по географической параллели на широте $\varphi = 45^\circ$ с относительной (к Земле) скоростью $V = 100$ м/с, когда приборный трехгранник ou моделирует идеальный трехгранник ox .

При имитационном моделировании предполагалось, что приемники НСС размещены на объекте так, что $y^{(1)} = (3m, 0, 0)^T$, $y^{(2)} = (0, 3m, 0)^T$, а погрешности относительных измерений — случайные процессы с равномерным распределением на интервале $[-\sqrt{3} \cdot 10^{-2} \text{ м}, \sqrt{3} \cdot 10^{-2} \text{ м}]$; инструментальные погрешности гироскопических измерителей — случайные процессы с равномерным распределением на интервале $[m_i(t) - 8,5 \cdot 10^{-6} \text{ с}^{-1}, m_i(t) + 8,5 \cdot 10^{-6} \text{ с}^{-1}]$, $i = \overline{1, 3}$, где функции $m_i(t)$ —

синусоиды с разными значениями амплитуд, периодов и фаз. Таким образом, для обоих типов измерений (спутниковых и инерциальных) среднеквадратические отклонения от средних соответственно равны 0,01 м и $1,0^\circ/\text{ч}$.

При решении задачи с помощью предложенной нейроморфной сети начальные значения параметров настройки ($\sigma_v, \sigma_\mu, \sigma_\chi, \sigma_\Delta$) равны соответственно $(10^{-5} \text{ с}^{-1}, 10^{-5} \text{ с}^{-2}, 10^{-7} \text{ с}^{-2}, 10^{-6} \text{ м})$.

Некоторые результаты, характеризующие высокую степень эффективности решения задачи, представ-

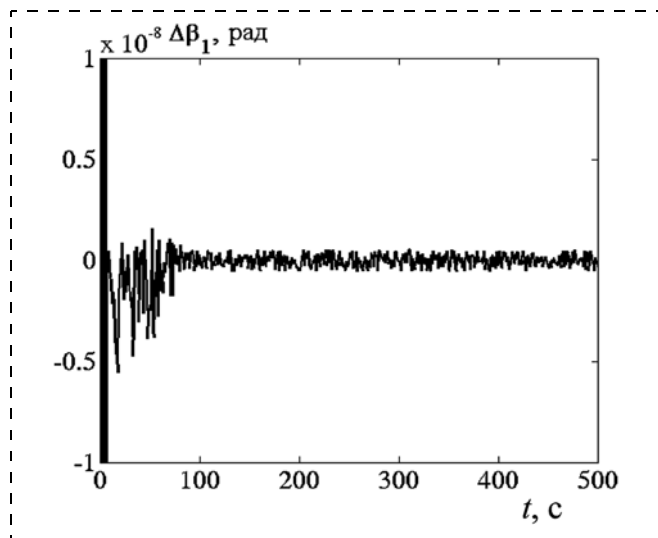


Рис. 1

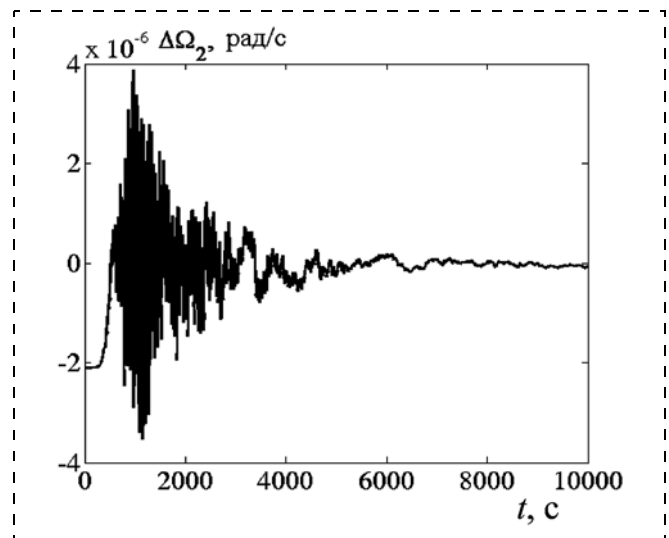


Рис. 2

лены на рис. 1, 2, где $\Delta\beta_1 = \beta_1 - \beta_1^*$, $\Delta\Omega_2 = \Omega_2 - \Omega_2^*$ — погрешности оценок соответствующих величин. В экспериментах отмечалось весьма большое значение показателя $\tau = T_R/T_M$, а именно $\tau > 12$, где T_M — время моделирования реального процесса длительностью T_R , что свидетельствует о высоких реализационных возможностях предложенного решения в режиме реального времени на современных вычислительных средствах.

Заключение

Предложена и исследована модель интегрированной системы, которая благодаря высокой степени доступности спутниковой позиционной информации и автономности гироскопических датчиков угловых скоростей в качестве источников инерциальной информации о вращении перспективна для применения на маневренных объектах различного целевого назначения.

Исследование выполнено по программе фундаментальных исследований Президиума РАН "Динамические системы и теория управления", проект 12-1-П17-01.

Список литературы

1. **Девятисильный А. С., Числов К. А.** Нейроморфный мульти-модельный алгоритм определения вращения подвижной технологической платформы // Мехатроника, автоматизация, управление. 2013. № 7. С. 62–65.
2. **Kalman R. E., Falb P. L., Arbib M. A.** Topics in mathematical system theory. New York: McGraw-Hill, 1969.
3. **Девятисильный А. С., Числов К. А.** Нейросетевая коррекция безгироскопной инерциальной навигационной системы по спутниковой навигационной информации // Мехатроника, автоматизация, управление. 2013. № 11. С. 67–70.
4. **Олескин А. В.** Нейрохимия и симбиотическая микрофлора человека: биополитические аспекты // Вестник РАН. 2009. Т. 79, № 5. С. 431–438.
5. **Аршавский Ю. И. И. М. Гельфанд о математике и нейрофизиологии** // Вестник РАН. 2010. Т. 80, № 10. С. 937–940.
6. **Иваницкий Г. Р., Медвинский А. Б., Цыганов М. А.** От динамики популяционных волн, формируемых живыми клетками, к нейроинформатике // Успехи физических наук (УФН). 1994. Т. 164, № 10. С. 1041–1072.
7. **Павлов А. Н., Храмов А. Е., Короновский А. А., Ситникова Е. Ю., Макаров В. А., Овчинников А. А.** Вейвлет-анализ в нейродинамике // Успехи физических наук (УФН). 2012. Т. 182, № 9. С. 905–938.
8. **Ишлинский А. Ю.** Классическая механика и силы инерции. М.: Наука, 1987. 320 с.
9. **Андреев В. Д.** Теория инерциальной навигации. Корректируемые системы. М.: Наука, 1967. 648 с.

A. S. Devyatisil'nyi, Main researcher, devyatis@iacp.dvo.ru, **K. A. Chislov**, Researcher, kirillche@rambler.ru, Institute of Automation and Control Processes (IACP)
Far Eastern Branch of the Russian Academy of Sciences (FEB RAS)

Integrated Neural Network System for Evaluation of Mobile Platform Orientation Parameters

In the paper the problem of determining the angular velocity vector and orientation in space of the mobile object is investigated. For this purpose an integrated inertial-satellite navigation system is proposed. It includes unit of gyroscopic angular rate sensors (gyroscopes) and on-board network of navigation information multi positional receiving from satellites. Gyroscopes measure an absolute angular velocity of the object. Multi positional receiving provides the estimation of orientation matrix for on-board coordinate trihedron relatively inertial reference frame. The mathematical model of the integrated system is a model of the "state-measurement"-type inverse problem, where equations of state are the kinematic Poisson equations and measurement equations are formed on the base of on-board multi positional receiving. Thus, correction problem of the integrated system "in the small" is formulated. Its solution is aimed to estimate in real time the vector of state, including vectors of small angles of rotation and the angular velocity of the object. For this purpose is developed the neuromorphic algorithm for integration of inertial and satellite information, which based on multi-model interpretation of the Kalman filter and reflects some of the basic properties of the functioning of the central nervous system. An important feature of the implementation of this algorithm is using an artificial neural network. Algorithm is implemented as a virtual artificial neural network. The solvability of the problem and the stability of its solution are substantiated. Implementation of neural network is represented as a set of optimizing parallel systems. The results of computational simulation are presented.

Keywords: inertial sensors, satellite navigation system, neural network, biological neurol, inverse problem, Kalman filter

References

1. **Devyatisil'nyi A. S., Chislov K. A.** Neyromorfnyy mul'timodel'nyy algoritm opredeleniya vrashcheniya podvizhnoy tekhnologicheskoy platform. *Mekhatronika, avtomatizatsiya, upravlenie*. 2013. N. 7. P. 62–65.
2. **Kalman R. E., Falb P. L., Arbib M. A.** Topics in mathematical system theory. New York: McGraw-Hill, 1969.
3. **Devyatisil'nyi A. S., Chislov K. A.** Neyrosetevaya korrektsiya bezgroskopnoy inertsiyal'noy navigatsionnoy sistemy po sputnikovoy navigatsionnoy informatsii. *Mekhatronika, avtomatizatsiya, upravlenie*. 2013. N. 11. P. 67–70.
4. **Oleskin A. V.** Neyrokhimiya i simbioticheskaya mikroflora cheloveka: biopoliticheskie aspekty. *Vestnik RAN*. 2009. V. 79, N. 5. P. 431–438.
5. **Arshavskiy Yu. I. I. M. Gel'fand o matematike i neyrofizologii.** *Vestnik RAN*. 2010. V. 80, N. 10. P. 937–940.
6. **Ivanitskiy G. R., Medvinskiy A. B., Tsyganov M. A.** Ot dinamiki populyatsionnykh voln, formimemykh zhivymi kletkami, k neyroinformatike. *Uspekhi fizicheskikh nauk (UFN)*. 1994. V. 164, N. 10. P. 1041–1072.
7. **Pavlov A. N., Khramov A. E., Koronovskiy A. A., Sitnikova E. Yu., Makarov V. A., Ovchinnikov A. A.** Veyvlet-analiz v neyrodinamike. *Uspekhi fizicheskikh nauk (UFN)*. 2012. V. 182, N. 9. P. 905–938.
8. **Ishlinskiy A. Yu.** Klassicheskaya mekhanika i sily inertsi. M.: Nauka, 1987. 320 p.
9. **Andreev V. D.** Teoriya inertsiyal'noy navigatsii. Korrektiruemye sistemy. M.: Nauka, 1967. 648 p.

М. О. Костишин, аспирант, maksim@kostishin.com, **А. В. Шукалов**, доц., aviation@mail.ru,
П. П. Парамонов, д-р техн. наук, проф., postmaster@elavt.spb.ru,
И. О. Жаринов, д-р техн. наук, доц., зав. кафедрой,
 Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет
 информационных технологий, механики и оптики (НИУ ИТМО),
О. О. Жаринов, канд. техн. наук, доц.,
 Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Алгоритмы автоматизации конфигурирования загрузочных компонентов аэронавигационной информации и геоинформационных данных авионики

Рассматривается задача автоматизации конфигурирования геоинформационных данных авионики с использованием средств автоматизации проектирования. Предлагаются оригинальные алгоритмы формирования загрузочных компонентов аэронавигационной и картографической информации, выводимой на экран бортовых средств индикации. Приводятся блок-схемы алгоритмов, структура результирующего конфигурационного файла и функциональная схема автоматизированного рабочего места оператора, используемого для занесения данных в бортовую систему картографической информации.

Ключевые слова: навигация, картография, бортовые системы, геоинформационный ресурс, цифровой массив данных, рабочее место оператора

Введение

Развитие современных навигационных комплексов пилотируемых летательных аппаратов (ЛА) связано с разработкой, внедрением и исследованием границ применимости бортовых систем картографической информации (БСКИ). БСКИ представляет собой [1–5] систему, предназначенную для хранения массива картографической информации и синтеза видеопотока двумерного или трехмерного изображения геоинформационных данных авионики, выводимого на бортовые средства индикации — многофункциональные цветные индикаторы (МФЦИ), выполненные на базе плоской жидкокристаллической (ЖК) панели [6–10]. Синтез видеоизображения осуществляется специализированным графическим контроллером, преобразующим цифровой картографический массив (ЦКМ) команд и данных — загружаемый в модуль памяти БСКИ файл ЦКМ (информация о рельефе местности, маршруте полета, данные аэродромов и т. д.) — в последовательность индикационных кадров, воспроизводимых на экране МФЦИ.

Основная проблема сопровождения в эксплуатации БСКИ связана [11] с необходимостью оперативного изменения в модуле памяти БСКИ данных ЦКМ в различных зонах полета ЛА, в связи с чем разрабатываются [12–14] специализированные системы автоматизации проектирования (САПР), позволяющие подготавливать обновленные загрузочные компоненты ЦКМ. Загрузка ЦКМ в БСКИ осуществляется на автоматизированном рабочем месте оператора (РМО). При этом основным условием применения САПР является соответствие цифровых форматов представления картографических данных и команд в САПР и в модуле памяти,

модуле графического контроллера БСКИ для обеспечения возможности однозначного воспроизведения ЦКМ, наблюдаемого оператором на РМО и летчиком на экране МФЦИ.

В связи с отсутствием в открытой печати информации о форматах представления ЦКМ в существующих коммерческих зарубежных САПР (ArcGIS — ESRI (США), Desktop GIS — Mapinfo (Канада)) для решения задачи автоматизации конфигурирования на РМО загрузочных компонентов аэронавигационной информации и геоинформационных данных использовалась отечественная САПР "Панорама" (КБ "Панорама", РФ), поддерживающая систему картографических команд и данных [15–17] БСКИ, в разработке которой принимал участие [3] авторский коллектив.

Состав автоматизированного рабочего места оператора БСКИ

Пример индикации ЦКМ на МФЦИ приведен на рис. 1, а (см. вторую сторону обложки). Для выполнения процедур автоматизированного конфигурирования загрузочных компонентов аэронавигационной информации (АНИ) и геоинформационных данных авионики разработано специализированное рабочее место оператора БСКИ. Функциональная схема РМО приведена на рис. 1, б (см. вторую сторону обложки).

РМО, разработанное при участии авторов, состоит [1, 4] из инструментальной ЭВМ (персонального или промышленного компьютера) с установленной системой автоматизации проектирования и устройства физического сопряжения инструментальной ЭВМ с системой БСКИ по технологическому интерфейсу. САПР позволяет планировать маршрут

полета ЛА, выбрать фрагмент ЦКМ в пределах заданного маршрута, определить аэропорт взлета и аэропорт посадки ЛА из базы данных аэронавигации и др. Пользователю САПР (оператору РМО) доступны следующие функции:

- планирование полетного задания, выполнение навигационных и инженерно-штурманских расчетов полета ЛА;
- оценка времени полета с заданным остатком топлива, выбор высоты полета и выбор маршрута полета ЛА для определения фрагмента ЦКМ, подлежащего занесению в БСКИ;
- выполнение расчета безопасных высот на маршруте полета ЛА и в районе аэродромов взлета и посадки.

Интерфейсное меню программы САПР состоит из следующих опций: "Полетное задание", "Карта", "Обстановка", "Данные", "Вид", "Расчеты", "Результаты", "Печать". Опции "Полетное задание" и "Карта" являются основными для создания загружаемых в БСКИ компонентов ЦКМ. Опции "Обстановка", "Данные", "Вид", "Расчеты", "Результаты", "Печать" являются вспомогательными для оператора РМО и позволяют редактировать созданные ранее загрузочные компоненты, сохраненные на жестком диске (Hard Disk Driver, HDD) инструментальной ЭВМ (ИЭВМ).

Алгоритмы формирования загрузочных компонентов БСКИ

Команды меню "Полетное задание" в САПР выполняют функцию управления созданием и редактированием проекта полетного задания. Алгоритм создания проекта полетного задания приведен на рис. 2. Процедура создания проекта полетного задания начинается с выбора оператором РМО данных из базы данных аэронавигационной информации (АНИ). База АНИ взаимодействует с САПР и предназначена для хранения и автоматизированного использования основных типов данных, опубликованных в сборниках АНИ. В частности, в базе АНИ содержатся: данные промежуточных пунктов маршрута, радиомаяки, координаты аэродромов и др.

Аэронавигационные данные включают информацию по организации воздушного пространства, воздушным трассам и их оборудованию, аэродромам и их оборудованию, опасным и ограничительным зонам и т. п. В САПР база АНИ представлена подразделами:

аэродромы, внеаэродромные радиотехнические средства, трассы, зоны, полигоны, препятствия. Оператор РМО осуществляет выбор аэродромов взлета и посадки, выбор номера взлетно-посадочной полосы (ВПП), направление захода ЛА на посадку и т. д. из доступных в базе данных. Последовательность выбранных оператором типов объектов АНИ формирует группу команд и данных, включаемых в загружаемый компонент (бинарный файл) в виде отдельного слоя данных, отображаемого впоследствии на МФЦИ.

Команды меню "Карта" в САПР выполняют функцию выбора и управления отображаемыми геоин-

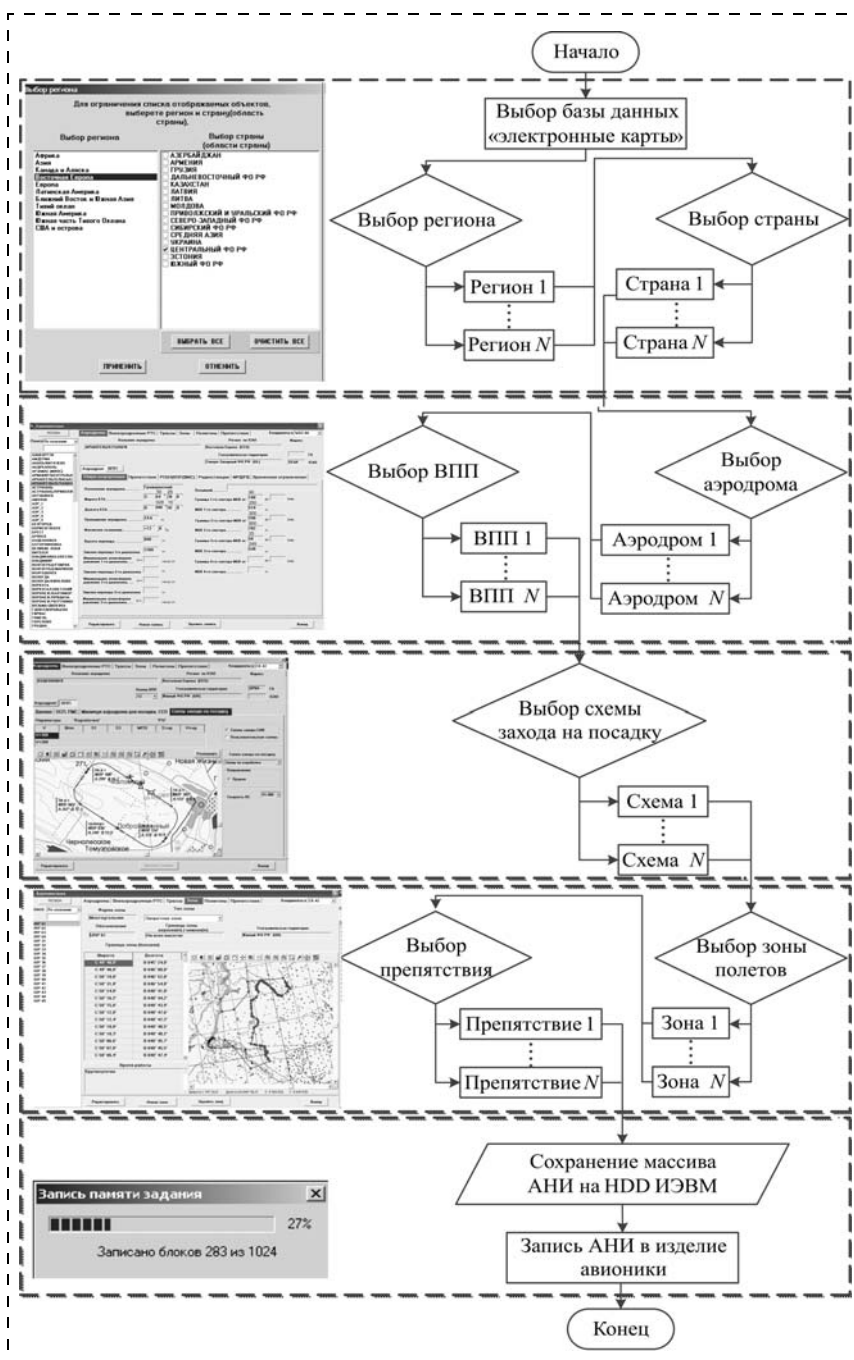


Рис. 2. Алгоритм автоматизированного создания проекта загрузочных компонентов полетного задания на основе базы данных АНИ

формационными данными специального типа, включая:

1) теневое представление рельефа — подключение изображения матрицы рельефа местности в зоне полетов ЛА в теневом контрасте;

2) цветное представление рельефа — отображение матрицы рельефа местности в цветном контрасте относительно заданной высоты полета ЛА в следующем виде:

- местность с превышениями рельефа на 300 м ниже заданной высоты полета отображается зеленым цветом;
- местность с превышениями рельефа до 300 м отображается желтым цветом;
- местность с превышениями рельефа местности от 300 м выше заданной высоты полета ЛА отображается цветом (оттенком) с координатами цветности от темно-коричневого к красному.

Значимыми для авиации геоинформационными данными являются топогеодезические, аэронавигационные, гидрометеорологические, отдельные элементы астрономических и геофизических данных и др. Топогеодезические данные являются

важнейшими и включают информацию об основных элементах ландшафта местности, в том числе о рельефе, гидрографии, населенных пунктах, дорожной сети, растительном покрове, промышленных и социально-культурных сооружениях и т. п.

Подготовка электронной карты осуществляется оператором РМО по алгоритму, представленному на рис. 3, и начинается с выбора участка местности в предполагаемой зоне полетов ЛА, отображаемого на инструментальной ЭВМ в одном из стандартизованных масштабов из имеющихся в базе данных. При формировании картографического массива данных и данных рельефа местности используются электронные карты. Формат хранения массива данных и команд: DXF (Drawing eXchange Format) или SXF (Storage and eXchange Format) в стандартных масштабах 1:100000 (1 км/см), 1:200000 (2 км/см), 1:500000 (5 км/см), 1:1000000 (10 км/см), 1:5000000 (50 км/см).

На основе ЦКМ масштабов 1:100000 (1 км/см), 1:200000 (2 км/см), 1:500000 (5 км/см) и 1:1000000 (10 км/см) формируется ЦКМ с масштабами 1:125000 (1,25 км/см), 1:250000 (2,5 км/см), 1:500000 (5 км/см). БСКИ формирует изображение местности в следующих масштабах: 1:125000 (1,25 км/см), 1:250000 (2,5 км/см), 1:500000 (5 км/см) и 1:1000000 (10 км/см), 1:2000000 (20 км/см) и 1:4000000 (40 км/см). Масштабный ряд отображаемых ЦКМ может отличаться от масштабного ряда исходных ЦКМ, так как электронное представление карты местности позволяет создавать производные масштабы, получаемые из основных масштабов ЦКМ путем умножения исходных на коэффициент кратности. Схема преобразования масштабов отображения ЦКМ приведена на рис. 4.

Масштабирование картографических изображений обеспечивает изменение охвата отображаемой в картографическом мнемокадре МФЦИ территории (при уменьшении масштаба охват увеличивается, при увеличении — уменьшается) и детальности представления информации (при уменьшении масштаба детальность уменьшается, при увеличении — увеличивается). Одновременно с уменьшением масштаба осуществляется схематизация (упрощенная автоматическая картографическая генерализация) изображения в соответствии с методами [18] представления сложных полигональных моделей в графических системах реального времени.

Выбор оператора РМО может включать как единичные участки местности в требуемом регионе

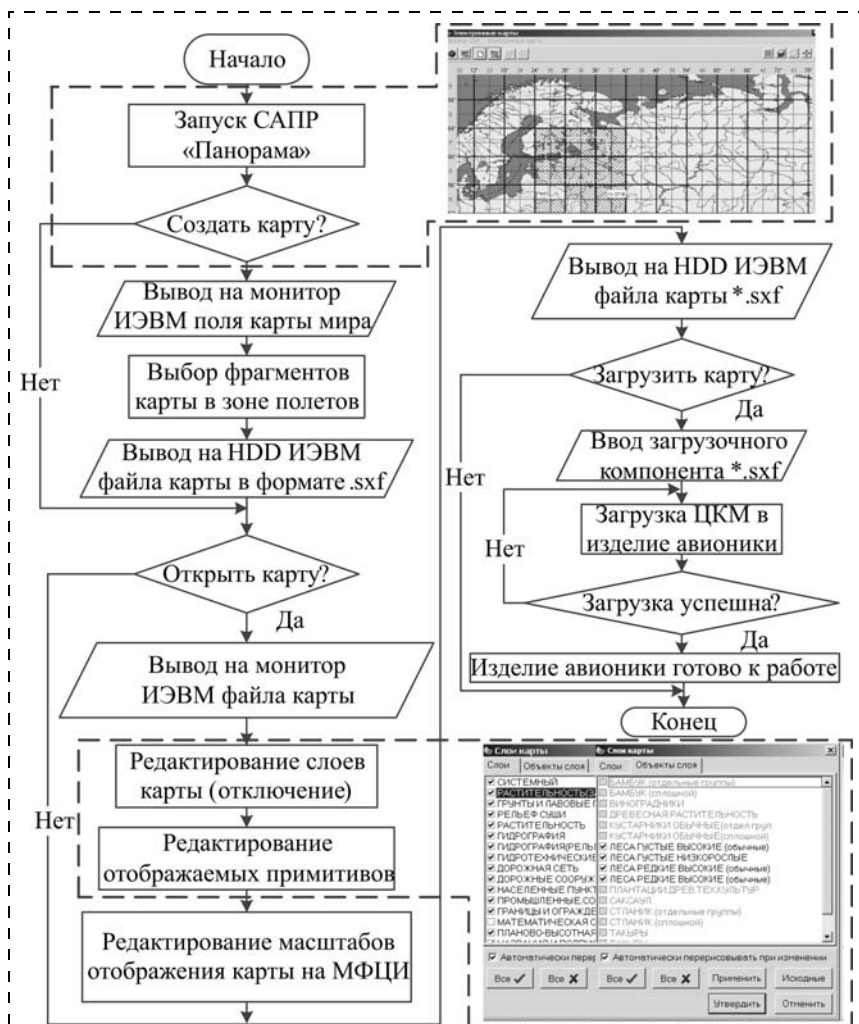


Рис. 3. Алгоритм создания проекта загрузочных компонентов цифровой карты местности, отображаемой на экране МФЦИ

страны (мира), например, размером 1000×1000 км (квадрат местности — в масштабе 10 км/см — соответствует размеру карты 100×100 см на бумажном носителе), так и их произвольные комбинации. Учитывая, что в 1 см ЖК-экрана МФЦИ размещается примерно 33 пикселя (для экрана с линейными размерами видимой части экрана на $211,2 \times 158,4$ мм и числом пикселей 640×480 по вертикали и по горизонтали [2, 7]) все изображение ЦКМ может быть размещено в цифровой области размером 3300×3300 пикселей. При этом на экране МФЦИ будет отображаться только видимая зона изображения ЦКМ в соответствии с имеющимся разрешением ЖК-экрана.

Комбинации участков местности, выбираемые оператором РМО, должны образовывать единый непрерывный участок местности значительного размера, представленный в базе данных картографической информации в электронном виде. Выбранные районы, масштабы отображения картографической информации и степень детализации представления ЦКМ каждого участка местности могут быть различными.

Основными элементами математической основы ЦКМ, используемой в базах данных РМО при формировании электронного массива данных карты и рельефа местности, являются: геоцентрическая декартова система координат; референц-эллипсоид Красовского; гринвичский нулевой меридиан; Балтийская система высот (нуль Кронштадтского футштока). Данные рельефа местности в базе данных представлены максимальными превышениями поверхности Земли над референц-эллипсоидом в пределах квадратных ячеек прямоугольной сетки, покрывающей территорию района полетов ЛА. Образующие сетки ориентированы строго по осям прямоугольной системы координат картографической проекции Гаусса—Крюгера, используемой в электронном представлении ЦКМ.

Цифровая карта местности состоит из набора различных слоев [11], каждый из которых представляет собой часть объектов содержания карты соответствующего района, объединенных по признаку однородности и относящихся к определенному блоку данных. При конфигурировании загрузочных компонентов геоинформационных данных используются слои, включающие следующие объекты, подлежащие отображению на МФЦИ:

- *слой 1:* гидрография и гидросооружения, океаны и моря, озера, пруды и водохранилища, реки постоянные, реки пересыхающие, каналы, зоны затопления, острова, береговые линии постоянные, береговые линии непостоянные, береговые линии обрывистые, водопады, дамбы, плотины, шлюзы;
- *слой 2:* дороги и дорожные сооружения, железные дороги магистральные, железные дороги прочие,

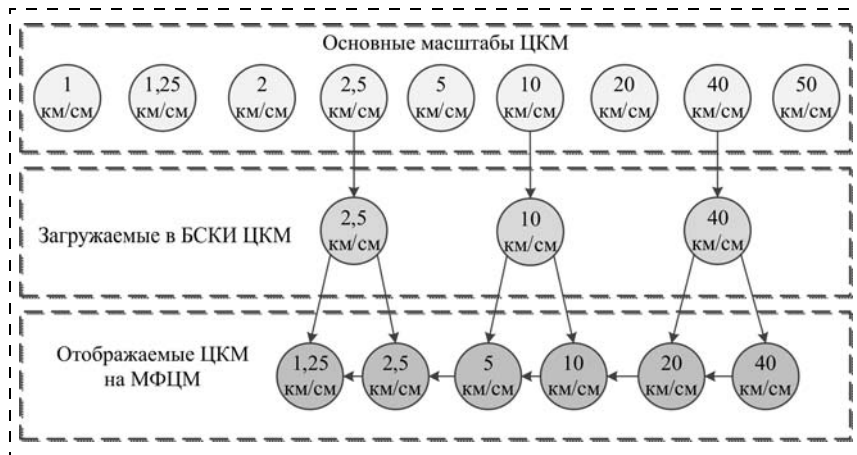


Рис. 4. Схема преобразования масштабов отображения ЦКМ

железнодорожные станции, автодороги магистральные, автодороги с покрытием прочие, автодороги грунтовые, мосты, туннели, перевалы;

- *слой 3:* населенные пункты, города, поселки городского типа, поселки сельского типа, поселки дачного типа;
- *слой 4:* растительность и грунты, леса, сады, поляны, просеки, болота, пески, солончаки, ледники;
- *слой 5:* рельеф изолинии рельефа, вершины гор, кратеры вулканов, скалы-останцы, курганы, обрывы, овраги, сухие русла;
- *слой 6:* границы, государственные границы, границы территориальных вод;
- *слой 7:* магнитные склонения, изогоны, магнитные аномалии и т. д.

Блок данных представляет собой часть ЦКМ, представленную в памяти БСКИ в векторном или растровом формате и включающую картографическую информацию в одном из квадратов местности, на которые делится соответствующий район (полетов, аэродрома и др.).

Привязка геоинформационных объектов к слоям ЦКМ осуществляется по следующей системе отношений [1]:

- по принадлежности к определенному виду пространственной информации (элементы топогеодезической, аэронавигационной информации, элементы плана полета, фактические навигационные элементы полета, результаты навигационных расчетов, результаты пространственного моделирования и т. п.);
- по принадлежности к определенному элементу (слою) пространственной информации (рельеф, гидрография, населенные пункты, дорожная сеть, растительный покров, промышленные и социально-культурные объекты, заданный маршрут, радиотехнические средства обеспечения полетов и т. п.);
- по размеру объекта (большой, средний, малый);
- по характеру влияния объектов ЦКМ на режим полета ЛА (радиомаяки ближней навигации, препятствия, визуальные ориентиры);

- по времени года (зима, весна, лето, осень — различный цвет индикации ЦКМ).

Оператору РМО в соответствии с алгоритмом, представленным на рис. 3, доступны следующие режимы:

- создание нового загрузочного компонента цифровой карты местности;
- редактирование ранее созданного загрузочного компонента цифровой карты местности (подключение/отключение дополнительных слов данных, конфигурирование атрибутов объектов каждого слоя и т. д.);
- занесение (загрузка) готового загрузочного компонента ЦКМ в изделие авионики.

Основными характеристиками качества отображения ЦКМ на МФЦИ являются [1]:

1) читаемость — различимость элементов и деталей цифровой карты местности;

2) наглядность — возможность зрительного восприятия пилотом пространственных форм (размеров объектов и их размещения на цифровой карте местности);

3) объективность карты — соответствие местности состоянию отображаемых на МФЦИ цифровых данных;

4) точность — соответствие местоположения отображаемых объектов на цифровой карте местности положению этих объектов в действительности в зоне полета ЛА.

Читаемость геоинформационных данных достигается за счет использования принципа послойного разделения данных, отбора актуальных слоев цифровой карты, подлежащих отображению на МФЦИ, и выбора подходящего масштаба отображения.

Наглядность геоинформационных данных достигается за счет различных способов отображения объектов и ориентации мнемокадра карты местности в системе координат средства бортовой индикации.

Объективность геоинформационных данных достигается за счет своевременного обновления массива геоинформационных данных в процессе эксплуатации БСКИ.

Точность геоинформационных данных достигается за счет выбора масштаба отображения геоинформационных данных и использования данных, полученных от достоверного источника.

Команды меню "Обстановка" в САПР выполняют функцию выбора и управления отображаемой навигационной обстановкой. С помощью команд осуществляется выбор графических элементов и символов специального типа, подлежащих отображению на экране МФЦИ и отражающих тактическую обстановку в зоне полета ЛА. Команды позволяют осуществлять поиск объектов по их названию, определять местоположение объектов с привязкой к географическим координатам на ЦКМ.

Команды меню "Данные" в САПР выполняют функцию выбора типа данных, необходимых для планирования полетного задания и выполнения расчетов. Опции меню включают выполнение про-

цедур выбора воздушной трассы, аэродромов взлета и посадки по маршруту полета ЛА, визуально видимых ориентиров, опасных точек при взлете и на этапе посадки, маршрута полета и т. д.

Команды меню "Данные" включают следующие опции:

- инженерно-штурманские расчеты — опция используется для ввода или изменения типа ЛА, ввода признака заправки, сброса или не сброса топливных баков после выработки из них топлива и плотности используемого топлива (функция автоматического пересчета веса топлива);
- исходные данные программ — опция используется для ввода данных, задействованных при построении ортодромической сетки и расчете бланка программирования навигационного комплекса на немодернизированных самолетах (для задания начала координат, шага сетки и т. д.);
- трассы — опция используется для выбора точек воздушных трасс гражданской авиации, центровки ЦКМ относительно выбранной точки трассы и выделения выбранной трассы на ЦКМ;
- аэродромы маршрута — опция используется для ввода или изменения аэродромов взлета, посадки и запасных аэродромов, которые войдут в результирующее полетное задание;
- маршрут радиосистемы ближней навигации (РСБН) — опция используется для ввода или изменения состава маяков РСБН, которые войдут в состав результирующего полетного задания. Маяки РСБН аэродромов взлета, посадки и запасных аэродромов, занесенных ранее в состав полетного задания, включаются в перечень автоматически и будут отображены в САПР на ИЭВМ в панели инструментов. Состав маяков может быть изменен на любом этапе планирования полетного задания, включая режим редактирования загрузочного компонента;
- маршрут приводной радиостанции (ПРС) — опция используется для ввода или изменения состава ПРС, которые войдут в состав результирующего полетного задания. ПРС аэродромов взлета, посадки и запасных, занесенных ранее в состав полетного задания, включаются в перечень автоматически и будут отображены в САПР на ИЭВМ в панели инструментов;
- визуально видимые ориентиры (ВВО) — опция используется для выбора из базы данных АНИ наблюдаемых пилотом на маршруте полета ЛА ориентиров (объектов на местности) и включения их в результирующий проект ЦКМ.

Команды меню "Вид" в САПР выполняют функцию управления отображаемыми на экране МФЦИ объектами полетного задания и обстановки. Доступны следующие опции:

- настройка элементов обстановки — опция используется для выбора элементов навигационной обстановки, включение/отключение в ЦКМ которых задается оператором РМО индивидуально;

- настройка элементов полетного задания — опция используется для настройки режима отображения элементов полетного задания, настройки параметров штурманских расчетов.

Команды меню "Расчеты" в САПР выполняют функцию управления подпрограммами и процедурами, осуществляющими математические расчеты. Опции меню включают инженерно-штурманские расчеты, выбор безопасных высот полета, выбор астроявлений на маршруте полета ЛА, дальности полета. С помощью опций меню осуществляется инженерно-штурманский расчет, включающий:

- оперативный расчет — выполняется автоматический штурманский расчет по завершении планирования или редактирования маршрута в соответствии с заданным (или установленным программой по умолчанию) профилем и условиями полета;
- пошаговый — выполняется расширенный штурманский расчет, вводятся условия по каждому этапу полета от взлета и до посадки, при этом расчет выполняется по каждому этапу последовательно;
- оптимальный — выполняется расчет полета ЛА с учетом критерия оптимальности, по проложенному маршруту вводится оптимальный профиль и условия полета для текущей конфигурации ЛА.

Опции меню позволяют осуществлять расчеты в следующих подпрограммах:

- безопасные высоты в зоне полета — выполнение расчета безопасных высот для каждого этапа и активного в данный момент маршрута, с последующим отображением на ИЭВМ в табличном и графическом виде на отдельной панели, открываемой поверх поля ЦКМ;

- астроявления на маршруте — проводится расчет условий естественного освещения для аэродромов взлета, посадки и каждого промежуточного пункта маршрута активного на этапе полета ЛА;
- располагаемая дальность полета — выполняется расчет располагаемой дальности полета от аэродромов взлета, посадки и каждой оперативной точки маршрута для активного в данный момент маршрута по текущему остатку топлива. Результаты расчета отображаются на экране инструментальной ЭВМ оператора РМО в виде таблицы.

Команды меню "Результаты" в САПР выполняют функцию управления подпрограммами, осуществляющими отображение результатов расчета прикладных программ.

Команды меню "Печать" в САПР выполняют функцию управления подпрограммами, осуществляющими отображение, редактирование и вывод на устройство печати бланков результатов расчета прикладных программ. В частности, выводится на печать бланк инженерно-штурманских расчетов, бланк безопасной высоты в зоне полета ЛА и бланк существующих астроявлений на маршруте полета ЛА.

Структура данных ЦКМ, загружаемых в БСКИ для индикации на экране МФЦИ

На рис. 5 приведена структура данных загружаемых компонентов ЦКМ. Массив данных рельефа местности состоит из следующих разделов:

- заголовок векторного цифрового картографического массива (ВЦКМ);
- заголовок растрового цифрового картографического массива (РЦКМ);
- заголовок блока данных;
- блоки данных рельефа местности.

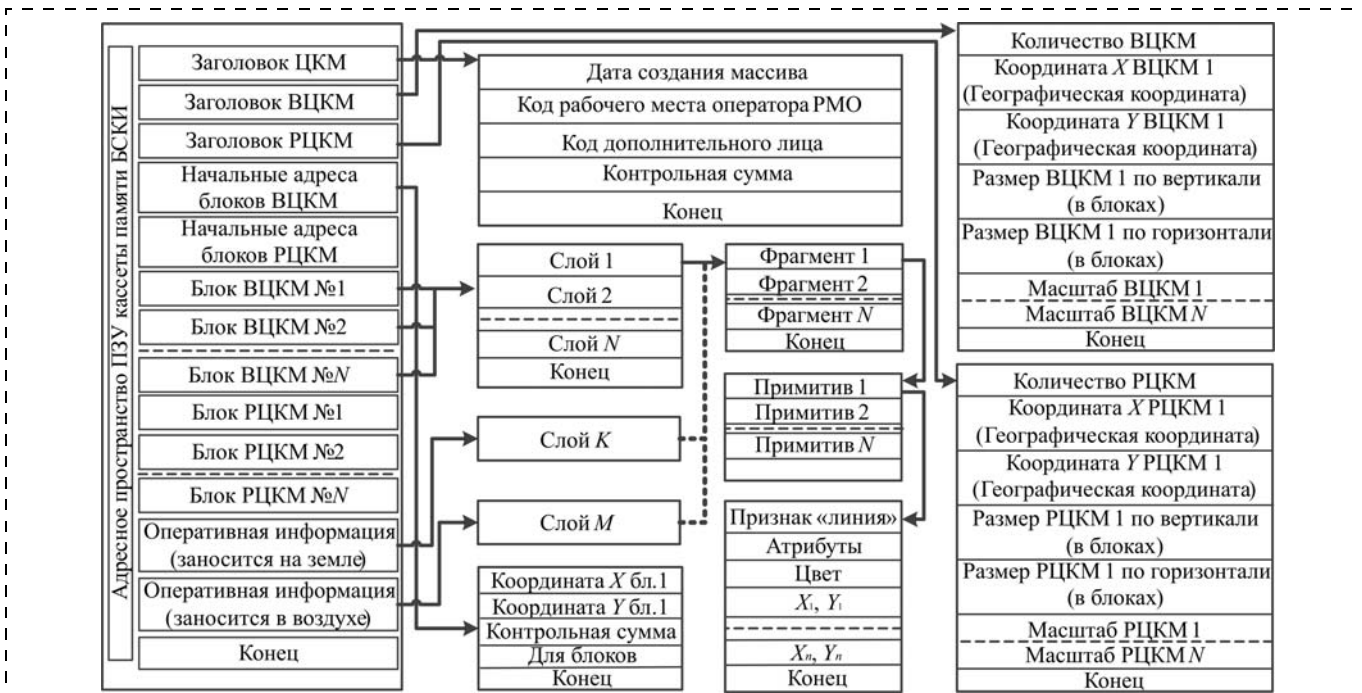


Рис. 5. Структура данных ЦКМ, загружаемых в БСКИ

ВЦКМ представляет собой часть ЦКМ, включающую представленную в векторном формате геоинформацию об объектах содержания карты в выбранном оператором РМО районе местности. РЦКМ представляет собой часть ЦКМ, включающую представленную в растровом формате геоинформацию о рельефе в выбранном оператором РМО районе местности.

ЦКМ представляет собой совокупность областей, разделенных на блоки стандартного размера (например, 64×64 пикселя в системе координат МФЦИ). Блоки нумеруются по горизонтали и вертикали. Старший байт данных, описывающий каждый блок, — номер блока по горизонтали, младший байт — номер блока по вертикали. Таким образом, левый нижний блок имеет минимальное значение кода номера блока; правый верхний имеет максимальное значение кода номера блока. Блоки данных заносятся в модуль памяти БСКИ в порядке возрастания их номеров по горизонтали и по вертикали. Значения высот рельефа местности рассматриваются в ЦКМ как элементы двумерного массива. Каждый элемент массива однозначно идентифицируется номером блока в массиве и номером элемента в массиве.

Блоки данных ЦКМ с записями картографического массива в векторном формате могут быть четырех типов (тип 1, 2, 3, 4). Блоки данных ВЦКМ типа 1 содержат описание блоков, в которых высоты всех точек имеют одинаковое значение. Блоки данных типа 1 содержат масштаб (коэффициент), на который необходимо умножить значения всех высот блока, тип блока, значение высоты и признак окончания блока.

Блоки данных ВЦКМ типа 2 содержат описание блоков, в которых высоты линейно изменяются при движении по местности от одной вершины к другой. Блоки данных ВЦКМ типа 2 содержат масштаб, тип блока, высоты вершин блока и признак окончания блока.

Блоки данных ВЦКМ типа 3 содержат описание блока, в котором высоты могут задаваться произвольным образом. В блоках данных ВЦКМ типа 3 выделяются прямоугольные треугольники. Принцип введения в блоки ВЦКМ прямоугольных треугольников связан с необходимостью минимизировать объемы данных, требуемых для хранения ВЦКМ в электронном виде. Катеты прямоугольных треугольников ориентированы по горизонтали и вертикали. Значения высот в пределах треугольников изменяются по линейному закону. Высоты в пределах $0 \dots 1024$ м сохраняются с дискретностью 1 м, высоты в пределах $1025 \dots 8191$ м сохраняются с дискретностью 2 м. Блоки данных ВЦКМ типа 3 содержат масштаб, тип блока, координаты и высоты вершин треугольников и признак окончания блока.

Блоки данных ВЦКМ типа 4 содержат описание блоков, в которых каждый пиксель ЖК-экрана МФЦИ определяет высоту точки на местности в

зоне полетов ЛА. Блоки данных ВЦКМ типа 4 содержат масштаб, тип блока, высоты и признак окончания блока.

При индикации ВЦКМ на МФЦИ в первую очередь формируется изображение слоя подстилающей поверхности (выполняется графическим примитивом типа "полигон" [1, 16]), затем формируется слой, содержащий линейные объекты (реки, дороги и т. д.), для индикации которого используются графические примитивы: линия, окружность, дуга с различными атрибутами (пунктир, заливка и т. д. [1, 16]). Отдельный слой образуют символы специального типа, которые будут вращаться вместе с картой местности (мосты, железнодорожные станции, плотины и т. д.). Далее формируется слой изображения картографической информации, которая остается постоянной при вращении изображения карты местности (блок подписей) — наименования населенных пунктов, объектов и др., которые должны оставаться горизонтальными при вращении карты на МФЦИ при совершении ЛА маневра (разворота) для сохранения удобства восприятия пилотом изображения ЦКМ.

Заключение

Процессы автоматизации конфигурирования грузовых компонентов аэронавигационной информации и геоинформационных данных позволяют оперативно подготавливать полетные задания, создавать "прошивки данных" ЦКМ и осуществлять процедуры занесения этих данных в изделия авионики техническими средствами РМО и программными средствами САПР.

За счет поддержки унифицированных форматов хранения данных, единой VESA (Video Electronics Standards Association)-подобной системы команд графического контроллера [16] БСКИ и возможности отображения на средствах индикации цифровой карты местности в различных масштабах у обслуживающего персонала аэродромов появилась возможность сопровождения программ полетов различных типов ЛА непосредственно в точках эксплуатации.

Несмотря на то, что зарубежные компании Honeywell, Harris Corp., Rockwell Collins, Thales Group и др. достигли к настоящему времени несколько больших результатов в области создания бортовых геоинформационных систем, чем отечественные разработчики, задача комплексной геоинформационной поддержки целевых задач авионики остается не реализованной в полной мере. Решение задачи создания инструментальных средств поддержки эксплуатации ЛА автоматизированными геоинформационными системами является существенным шагом в развитии CALS (Continuous Acquisition and Life-cycle Support)-технологий [11, 19] современного авиационного приборостроения.

Список литературы

1. **Парамонов П. П., Костишин М. О., Жаринов И. О., Не-чаев В. А., Сударчиков С. А.** Принцип формирования и отображения массива геоинформационных данных на экран средств бортовой индикации // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2013. № 6. С. 136—142.
2. **Костишин М. О., Жаринов И. О., Жаринов О. О., Не-чаев В. А., Суслов В. Д.** Оценка точности визуализации местоположения объекта в геоинформационных системах и системах индикации навигационных комплексов пилотируемых летательных аппаратов // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2014. № 1. С. 87—93.
3. **Бабак В. П., Быков В. Н., Виноградов Ю. Н., Ильченко Ю. А., Парамонов П. П., Суслов В. Д., Сухомлинов Д. В., Уткин Б. В., Юшинский Ю. Т.** Устройство синтеза картографических изображений. Патент на полезную модель № 2250182 С1RU, МПК G06F 1/00. № 2004121191/11. Заявл. 13.07.2004. Опубл. 20.04.2005.
4. **Гатчин Ю. А., Жаринов И. О.** Основы проектирования вычислительных систем интегрированной модульной авионики. М.: Машиностроение, 2010. 224 с.
5. **Парамонов П. П., Жаринов И. О.** Интегрированные бортовые вычислительные системы: обзор современного состояния и анализ перспектив развития в авиационном приборостроении // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2013. № 2. С. 1—17.
6. **Парамонов П. П., Видин Б. В., Сабо Ю. И., Жаринов И. О.** Лингвистические структуры в задачах отображения пилотажно-навигационной информации на борту пилотируемого летательного аппарата // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2004. № 14. С. 245—248.
7. **Жаринов И. О., Жаринов О. О.** Бортовые средства отображения информации на плоских жидкокристаллических панелях: Учеб. пособие // Информационно-управляющие системы. СПб.: ГУАП, 2005. 144 с.
8. **Жаринов И. О., Емец Р. Б.** Индикационное оборудование в авиации XXI века // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2003. № 11. С. 193—195.
9. **Парамонов П. П., Копорский Н. С., Видин Б. В., Жаринов И. О.** Многофункциональные индикаторы на плоских жидкокристаллических панелях: наукоемкие аппаратно-программные решения // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2004. № 3. С. 238—245.
10. **Kostishin M. O., Zharinov I. O.** Precision Characteristics of the Positioning of Objects in Aircraft Geoinformation Systems // Automation & Control: Proceedings of the International Conference of Young Scientists "ISCAC-2013" (21—22 November, 2013). — Saint Petersburg, National Research University Saint-Petersburg State Polytechnical University, 2013. P. 92—96.
11. **Гатчин И. Ю., Жаринов И. О., Жаринов О. О., Косенков П. А.** Реализация жизненного цикла "проектирование—приборостроение—эксплуатация" бортового оборудования на предприятиях авиационной промышленности // Научно-технический вестник Санкт-Петербургского государственного университета информационных технологий, механики и оптики. 2012. № 2. С. 141—143.
12. **Парамонов П. П., Гатчин Ю. А., Жаринов И. О., Жаринов О. О., Дейко М. С.** Принципы построения отраслевой системы автоматизированного проектирования в авиационном приборостроении // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2012. № 6. С. 111—117.
13. **Сабо Ю. И., Жаринов И. О.** Критерий подобия проектных решений требованиям технического задания в авионике // Научно-технический вестник Санкт-Петербургского государственного университета информационных технологий, механики и оптики. 2010. № 3. С. 57—63.
14. **Гатчин Ю. А., Жаринов И. О., Жаринов О. О.** Архитектура программного обеспечения автоматизированного рабочего места разработчика бортового авиационного оборудования // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2012. № 2. С. 140—141.
15. **Парамонов П. П., Коновалов П. В., Жаринов И. О., Кирсанова Ю. А., Уткин С. Б.** Реализация структуры данных, используемых при формировании индикационного кадра в бортовых системах картографической информации // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2013. № 2. С. 165—167.
16. **Парамонов П. П., Ильченко Ю. А., Жаринов И. О., Тарасов П. Ю.** Структурный анализ и синтез графических изображений на экранах современных средств бортовой индикации на плоских жидкокристаллических панелях // Авиакосмическое приборостроение. 2004. № 5. С. 50—57.
17. **Парамонов П. П., Ильченко Ю. А., Жаринов И. О.** Теория и практика статистического анализа картографических изображений в системах навигации пилотируемых летательных аппаратов // Датчики и системы. 2001. № 8. С. 15—19.
18. **Парамонов П. П., Видин Б. В., Меженин А. В., Тозик В. Т.** Методы представления сложных полигональных моделей в графических системах, работающих в реальном масштабе времени // Известия вузов. Приборостроение. 2006. Т. 49. № 6. С. 17—19.
19. **Жаринов И. О., Жаринов О. О., Шек-Иовсепянц Р. А., Суслов В. Д.** Оценка снижения трудоемкости подготовки конструкторской документации с использованием CALS-технологии в приборостроении // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2012. № 4. С. 151—153.

M. O. Kostishin, Postgraduate, job.max@me.com,

A. V. Shukalov, Associate professor, aviation78@mail.ru,

P. P. Paramonov, Professor, postmaster@elavt.spb.ru,

O. O. Zharinov, Associate professor, zharinov73@hotmail.ru,

Saint Petersburg National Research University of Information Technologies, Mechanics and Optics,

I. O. Zharinov, Head of Chair, igor_rabota@pisem.net,

Saint-Petersburg state university of aerospace equipment

Algorithms Automation Configuration Bootable Components Aeronautical Information and Geoinformation Data Avionics

The problem of automating configuration avionics geospatial data using computer-aided design. For use on board aircraft cartographic information used bots mapping system (BSKI) designed to hold an array of cartographic information and synthesizing video image avionics geospatial data output to the board indicating means. The main problem BSKI operation associated with the need to quickly change the memory card digital cartographic data BSKI array in different areas of the aircraft, in connection with which the authors consider the problem of the development workstation operator training and downloading map information. Provides a functional diagram of operator's workplace Named cartographic information system BSKI. Workplace was developed with participation of the authors. Just an algorithm for forming components in the vehicle's boot cartographic system describing the functions of computer aided design. Describes the conversion circuit scale display digital cartographic data array. The block diagram of digital cartographic array loaded into BSKI.

Keywords: Navigation, mapping, airborne systems, geoinformation resource, digital dataset operator position

References

1. **Paramonov P. P., Kostishin M. O., Zharinov I. O., Nechaev V. A., Sudarchikov S. A.** Princip formirovaniya i otobrazheniya massiva geo-informacionnykh dannykh na jekran sredstv bortovoj indikacii. *Nauchno-tehnicheskij vestnik informacionnykh tehnologij, mehaniki i optiki*. 2013. N. 6. P. 136—142.
2. **Kostishin M. O., Zharinov I. O., Zharinov O. O., Nechaev V. A., Suslov V. D.** Ocenka tochnosti vizualizacii mestopolozhenija ob'ekta v geoinformacionnykh sistemah i sistemah indikacii navigacionnykh kompleksov pilotiruemykh letatel'nykh apparatov. *Nauchno-tehnicheskij vestnik informacionnykh tehnologij, mehaniki i optiki*. 2014. N. 1. P. 87—93.
3. **Babak V. P., Bykov V. N., Vinogradov Ju. N., Il'chenko Ju. A., Paramonov P. P., Suslov V. D., Suhomlinov D. V., Utkin B. V., Jushinskij Ju. T.** Ustrojstvo sinteza kartograficheskikh izobrazhenij. *Patent napoleznuju model' № 2250182 S1RU, MPK G06F 1/00*. № 2004121191/11. Zajavl. 13.07.2004. Opubl. 20.04.2005.
4. **Gatchin Ju. A., Zharinov I. O.** Osnovy proektirovaniya vychislitel'nykh sistem integrirovannoj modul'noj avioniki. M.: Mashino-stroenie, 2010. 224 p.
5. **Paramonov P. P., Zharinov I. O.** Integrirovannye bortovye vychislitel'nye sistemy: obzor sovremennogo sostojanija i analiz perspektiv razvitiya v aviacionnom priborostroenii. *Nauchno-tehnicheskij vestnik informacionnykh tehnologij, mehaniki i optiki*. 2013. N. 2. P. 1—17.
6. **Paramonov P. P., Vidin B. V., Sabo Ju. I., Zharinov I. O.** Lingvisticheskie struktury v zadachah otobrazhenija pilotazhno-navigacionnoj informacii na bortu pilotiruемого letatel'nogo apparata. *Nauchno-tehnicheskij vestnik informacionnykh tehnologij, mehaniki i optiki*. 2004. N. 14. P. 245—248.
7. **Zharinov I. O., Zharinov O. O.** Bortovye sredstva otobrazhenija informacii na ploskikh zhidkokristallicheskih paneljah: Ucheb. posobie. *Informacionno-upravljajushhie sistemy*. SPb: GUAP, 2005. 144 p.
8. **Zharinov I. O., Emec R. B.** Indikacionnoe oborudovanie v aviacii XXI veka. *Nauchno-tehnicheskij vestnik informacionnykh tehnologij, mehaniki i optiki*. 2003. N. 1. P. 193—195.
9. **Paramonov P. P., Koporskij N. S., Vidin B. V., Zharinov I. O.** Mnogofunkcional'nye indikatory na ploskikh zhidkokristallicheskih paneljah: naukoemkie apparatno-programmnye reshenija. *Nauchno-tehnicheskij vestnik informacionnykh tehnologij, mehaniki i optiki*. 2004. N. 3. P. 238—245.
10. **Kostishin M. O., Zharinov I. O.** Precision Characteristics of the Positioning of Objects in Aircraft Geoinformation Systems. *Automation & Control: Proceedings of the International Conference of Young Scientists "ISCAC—2013"* (21—22 November, 2013). — Saint Petersburg, National Research University Saint-Petersburg State Polytechnical University, 2013. P. 92—96.
11. **Gatchin I. Ju., Zharinov I. O., Zharinov O. O., Kosenkov P. A.** Realizacija zhiznennogo cikla "proektirovanie—proizvodstvo—jekspluatacija" bortovogo oborudovanija na predpriyatijah aviacionnoj promyshlennosti. *Nauchno-tehnicheskij vestnik Sankt-Peterburgskogo gosudarstvennogo universiteta informacionnykh tehnologij, mehaniki i optiki*. 2012. N. 2. P. 141—143.
12. **Paramonov P. P., Gatchin Ju. A., Zharinov I. O., Zharinov O. O., Dejko M. S.** Principy postroenija otraslevoj sistemy avtomatizirovannogo proektirovaniya v aviacionnom priborostroenii. *Nauchno-tehnicheskij vestnik informacionnykh tehnologij, mehaniki i optiki*. 2012. N. 6. P. 111—117.
13. **Sabo Ju. I., Zharinov I. O.** Kriterij podobjija proektnykh reshenij trebovanijam tehničeskogo zadaniya v avionike. *Nauchno-tehnicheskij vestnik Sankt-Peterburgskogo gosudarstvennogo universiteta informacionnykh tehnologij, mehaniki i optiki*. 2010. N. 3. P. 57—63.
14. **Gatchin Ju. A., Zharinov I. O., Zharinov O. O.** Arhitektura programmno obespečenija avtomatizirovannogo rabočego mesta razrabotčika bortovogo aviacionnogo oborudovanija. *Nauchno-tehnicheskij vestnik informacionnykh tehnologij, mehaniki i optiki*. 2012. N. 2. P. 140—141.
15. **Paramonov P. P., Konovalov P. V., Zharinov I. O., Kirsanova Ju. A., Utkin S. B.** Realizacija struktury dannykh, ispol'zuemykh pri formirovanii indikacionnogo kadra v bortovykh sistemah kartograficheskij informacii. *Nauchno-tehnicheskij vestnik informacionnykh tehnologij, mehaniki i optiki*. 2013. N. 2. P. 165—167.
16. **Paramonov P. P., Il'chenko Ju. A., Zharinov I. O., Tarasov P. Ju.** Strukturnyj analiz i sintez graficheskikh izobrazhenij na jekranah sovremennykh sredstv bortovoj indikacii na ploskikh zhidkokristallicheskih paneljah. *Aviakosmicheskoe priborostroenie*. 2004. N. 5. P. 50—57.
17. **Paramonov P. P., Il'chenko Ju. A., Zharinov I. O.** Teorija i praktika statističeskogo analiza kartograficheskikh izobrazhenij v sistemah navigacii pilotimemykh letatel'nykh apparatov. *Datčiki i sistemy*. 2001. N. 8. P. 15—19.
18. **Paramonov P. P., Vidin B. V., Mezhenin A. V., Tozik V. T.** Metody predstavlenija slozhnykh poligonal'nykh modelej v graficheskikh sistemah, rabotajushhijh v real'nom masštabe vremeni. *Izvestija vuzov. Priborostroenie*. 2006. T. 49. N 6. P. 17—19.
19. **Zharinov I. O., Zharinov O. O., Shek-Iovsepjanc R. A., Suslov V. D.** Ocenka snizhenija trudoemkosti podgotovki konstruktorskoj dokumentacii s ispol'zovaniem CALS-tehnologii v priborostroenii. *Nauchno-tehnicheskij vestnik informacionnykh tehnologij, mehaniki i optiki*. 2012. N. 4. P. 151—153.

Издательство «НОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ»

107076, Москва, Стромьинский пер., 4

Телефон редакции журнала: (499) 269-5397, тел./факс: (499) 269-5510

Дизайнер Т. Н. Погорелова.

Технический редактор Е. В. Конова. Корректор М. Г. Джавадян.

Сдано в набор 01.07.2014. Подписано в печать 13.08.2014. Формат 60×88 1/8. Бумага офсетная.

Усл. печ. л. 8,86. Заказ МН914. Цена договорная.

Журнал зарегистрирован в Комитете Российской Федерации по делам печати, телерадиовещания и средств массовых коммуникаций
Свидетельство о регистрации ПИ № 77-11648 от 21.01.02

Учредитель: Издательство "Новые технологии"

Оригинал-макет ООО "Авансед солюшнз". Отпечатано в ООО "Авансед солюшнз".
119071, г. Москва, Ленинский пр-г, д. 19, стр. 1.