

ISSN 1818-0442

DOI: 10.21293/1818-0442

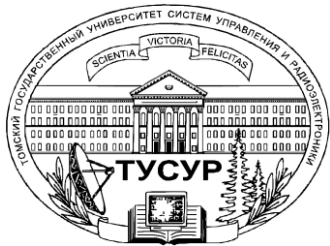


ДОКЛАДЫ

Томского государственного университета
систем управления и радиоэлектроники

2022 • Том 25, № 2





Министерство науки и высшего образования Российской Федерации

**ДОКЛАДЫ
ТОМСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО УНИВЕРСИТЕТА
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ
2022, том 25, № 2**

Периодический научный журнал

Выходит 4 раза в год

Основан в 1997 г.

ISSN 1818-0442

DOI: 10.21293/1818-0442

Редакционная коллегия

В.М. Рулевский, д.т.н., доцент, ректор ТУСУРа, научный руководитель направления НИИ АЭМ ТУСУРа, Томск, Россия (*гл. редактор*).

А.А. Шелупанов, д.т.н., проф., президент ТУСУРа, заслуженный работник высшей школы РФ, почётный работник науки и техники РФ, лауреат Премии Правительства РФ в области образования, дважды лауреат Премии Правительства РФ в области науки и техники, Томск, Россия, <https://orcid.org/0000-0003-2393-6701> (*зам. гл. редактора*).

А.Г. Лошилов, к.т.н., доцент, проректор по научной работе и инновациям, зав. каф. конструирования узлов и деталей радиоэлектронной аппаратуры, ТУСУР, Томск, Россия (*зам. гл. редактора*).

В.Н. Масленников, к.т.н., доцент, ТУСУР, Томск, Россия (*отв. секретарь*).

М.П. Батура, д.т.н., проф., гл. науч. сотрудник, БГУИР, заслуженный работник образования Республики Беларусь, Минск, Беларусь.

Б.А. Беляев, д.т.н., проф., зав. лабораторией ЭИСВЧЭ, Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН, заслуженный изобретатель России, Красноярск, Россия.

Ян Браун (Jan G. Brown), PhD, Национальная лаборатория им. Лоуренса, Беркли, Калифорния, США.

С.А. Гаврилов, д.т.н., проф., проректор по ИР, НИУ «Московский институт электронной техники» (МИЭТ), лауреат Премии Правительства РФ в области образования, Москва, Россия, <https://orcid.org/0000-0002-2967-272X>.

Ю.П. Ехлаков, д.т.н., проф. каф. автоматизации обработки информации, ТУСУР, заслуженный работник высшей школы РФ, почётный работник высшего профессионального образования РФ, Томск, Россия.

В.М. Исаев, д.т.н., первый заместитель директора, Мытищинский НИИ радиоизмерительных приборов, почётный работник науки и техники РФ, почётный работник электронной промышленности, Мытищи, Московская обл., Россия.

Г.А. Кобзев, к.т.н., проректор по международному сотрудничеству, ТУСУР.

А.М. Кориков, д.т.н., проф. каф. автоматизированных систем управления, ТУСУР, заслуженный деятель науки РФ, почётный работник науки и техники РФ, почётный работник высшего профессионального образования РФ, Томск, Россия.

Ю.Н. Кульчин, д.ф.-м.н., академик РАН, научный руководитель, Институт автоматизации и процессов управления Дальневосточного отделения РАН, Владивосток, Россия.

В.Ш. Меликян (Vazgen Shavarsh Melikyan), д.т.н., проф., чл.-корр. НАН Республики Армения, ЗАО «Синописис Армения», Ереван, Республика Армения, заслуженный деятель науки Республики Армения, Армения, Ереван, <https://orcid.org/0000-0002-1667-6860>.

С.Д. Одинцов, д.ф.-м.н., проф., иностранный член Норвежской академии наук, проф. Института космических исследований, Барселона, Испания.

Е.М. Окс, д.т.н., проф., зав. каф. физики, ТУСУР, зав. лабораторией плазменных источников, Институт сильноточной электроники СО РАН, Томск, Россия, <https://orcid.org/0000-0002-9323-0686>.

Э.Д. Павлыгин, к.т.н., зам. ген. директора по науке, ФНПЦ АО «Научно-производственное объединение (НПО) «МАРС», Ульяновск, Россия, <https://orcid.org/0000-0002-6255-8865>.

Н.А. Ратахин, д.ф.-м.н., академик РАН, советник директора, Институт сильноточной электроники (ИСЭ) СО РАН, Томск, Россия, <https://orcid.org/0000-0002-3820-8777>.

В.К. Сарьян, д.т.н., проф., академик Национальной академии наук (НАН) Республики Армения, Московский физико-технический институт (МФТИ), научный консультант, НИИ радио, заслуженный работник связи РФ, лауреат Государственной премии РФ в области науки и техники, лауреат Премии Правительства РФ в области науки и техники, Москва, Россия.

А.Р. Сафин, к.т.н., доц., НИУ «МЭИ», Москва, Россия.

П.Е. Троян, д.т.н., зав. каф. физической электроники, ТУСУР, почётный работник высшего профессионального образования РФ, почётный работник науки и техники РФ, Томск, Россия.

И.А. Ходашинский, д.т.н., проф., каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем (КИБЭВС) ТУСУРа, вед. науч. сотрудник лаб. медико-биологических исследований (ЛМБИ), Томск, Россия, <https://orcid.org/0000-0002-9355-7638>.

В.В. Шайдуров, д.ф.-м.н., проф., чл.-корр. РАН, зав. отделом, ФГБУН «Институт вычислительного моделирования СО РАН», научный руководитель научного направления «Математическое моделирование», Федеральный исследовательский центр «Красноярский научный центр Сибирского отделения Российской академии наук» (ФИЦ КНЦ СО РАН), Красноярск, Россия, <https://orcid.org/0000-0002-7883-5804>.

С.М. Шандаров, д.ф.-м.н., проф., каф. электронных приборов, ТУСУР, заслуженный работник высшей школы РФ, член Оптического общества Америки (OSA), член Международного НТО IEEE/LEOS, Томск, Россия, <https://orcid.org/0000-0001-9308-4458>.

Ю.А. Шурыгин, д.т.н., проф., директор департамента управления и стратегического развития, ТУСУР, научный руководитель НИИ АЭМ ТУСУРа, зав. каф. компьютерных систем в управлении и проектировании, заслуженный деятель науки РФ, лауреат Премии Правительства РФ в области образования, Томск, Россия.

Адрес редакции: 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, ТУСУР, тел. (382-2) 51-21-21

Свидетельство о регистрации МНС РФ № 1027000867068 от 13 октября 2004 г.

Подписной индекс 20648 в каталоге агентства «Роспечать»: газеты и журналы.

Издательство Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники

634050, Томск, пр. Ленина, 40, тел. (382-2) 51-21-21.

Верстка, техническое редактирование, подготовка оригинал-макета В.М. Бочкаревой.

Корректор В.Г. Лихачева.

Подписано в печать 25.06.2022. Формат 60×84 1/8. Печ. л. 5,7. Тираж 500. Заказ 7.

Editorial board

- Viktor M. Rulevskiy** Editor in Chief, Rector of TUSUR University, Scientific adviser at the Research Institute of Automation and Electromechanics (RI AEM) TUSUR, Doctor of Engineering.
- Alexander A. Shelupanov** Deputy Editor in Chief, President of TUSUR University, Doctor of Engineering, Professor, Honored Worker of Higher School of the Russian Federation, Honorary Worker of Science and Technology of the Russian Federation, Laureate of the Russian Federation Government Prize in Education, Twice Laureate of the Russian Federation Government Prize in Science and Technology, Tomsk, Russia, <https://orcid.org/0000-0003-2393-6701>.
- Anton G. Loschilov** Deputy Editor in Chief, Vice-Rector for Research and Innovations of TUSUR University, Head of the Department of design of components and parts of electronic equipment, TUSUR University, Candidate of Engineering.
- Viktor N. Maslennikov** Executive Secretary of the Editor's Office, Candidate of Engineering.
- Mikhail P. Batura** Chief Researcher of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Belarus), Doctor of Engineering, Professor.
- Boris A. Belyaev** Head of the Electrodynamics Department, Institute of Physics SB RAS (Krasnoyarsk), Doctor of Engineering.
- Ian G. Brown** PhD in Plasma Physics, Lawrence Berkeley National Laboratories (California USA).
- Sergei A. Gavrilov** Vice Rector for Research, National Research University of Electronic Technology (MIET, Moscow), Doctor of Engineering, Professor.
- Yury P. Ekhlakov** Professor, Department of Data Processing Automation, TUSUR University, Doctor of Engineering.
- Vyacheslav M. Isaev** First Deputy Director, Mytishchi Research Institute of Radio Measurement Instruments, Doctor of Engineering.
- Gennady A. Kobzev** Vice-Rector for International Cooperation, TUSUR University, Candidate of Engineering.
- Anatoly M. Korikov** Professor, Department of Automated Control Systems of TUSUR University, Doctor of Engineering.
- Yury N. Kulchin** Scientific Director, Institute of Automation and Control Processes FEB RAS (Vladivostok), Academician of the Russian Academy of Sciences, Doctor of Physics and Mathematics.
- Vazgen Sh. Melikyan** Director, Academic Department of Synopsis Armenia (Yerevan, Armenia), Correspondent Member of the National Academy of Sciences of Armenia, Doctor of Engineering, Professor.
- Sergey D. Odintsov** International Member of the Norwegian Academy of Science and Letters, Professor, Institute of Space Sciences, Barcelona, Spain, Doctor of Physics and Mathematics.
- Yefim M. Oks** Head of the Department of Physics, TUSUR University, Doctor of Engineering, Professor.
- Eduard D. Pavlygin** First Deputy General Director for Research of Federal Research-and-Production Center JSC R&P Mars, Candidate of Engineering.
- Nikolay A. Ratakhin** Director's Advisor of Institute of High Current Electronics SB RAS, Academician of the Russian Academy of Sciences, Doctor of Physics and Mathematics.
- Vilyam K. Saryan** Scientific Adviser at the Research Institute of Radio (Moscow), Academician of the National Academy of Sciences of Armenia, Doctor of Engineering, Professor.
- Ansar R. Safin** Associate Professor, Department of Formation and Processing of Radio Signals, National Research University MPEI (Moscow), Candidate of Engineering.
- Pavel E. Troyan** Vice-Rector for Academic Affairs, Head of Department of Physical Electronics, Doctor of Engineering, Professor.
- Ilya A. Hodashinsky** Professor, Department of Complex Information Security of Computer Systems, TUSUR University, Leading Researcher at Laboratory of Medical and Biological Studies (LBMS), Tomsk, Russia, Doctor of Engineering.
- Vladimir V. Shaidurov** Director, Institute of Computational Modeling SB RAS (Krasnoyarsk), Correspondent Member of the Russian Academy of Sciences, Doctor of Physics and Mathematics, Professor.
- Stanislav M. Shandarov** Head, Department of Electronic Devices, TUSUR University, Doctor of Physics and Mathematics, Professor.
- Yury A. Shurygin** First Vice-Rector of TUSUR University, Doctor of Engineering, Professor.

Содержание

ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ

Порубов Г.Г., Денисов В.П. Устранение неоднозначности измерений в фазовых пеленгаторах с двумя ортогональными линейными антенными решетками	7
Базанова А.Д., Лайко К.А., Филимонова Ю.О. Структура плоской эквидистантной антенной решетки с радиальной сеткой	13
Осипенко Т.С., Крылов Ю.В. Исследование широкополосного компактного излучателя этажерочного типа	18
Исса М., Суханов Д.Я. Разработка и анализ системы с множеством излучателей и множеством приёмников для исследовательских целей	22

УПРАВЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И ИНФОРМАТИКА

Остапенко Р.О., Ходашинский И.А. Формирование базы правил нечёткого классификатора с помощью метаэвристического алгоритма «саранчи»	31
Тран В.Т., Кориков А.М. Синтез адаптивного скользящего режима управления полетом квадрокоптера в условиях переменной нагрузки и помех	37
Соболев А.А., Федотова А.М., Куртукова А.В., Романов А.С., Шелупанов А.А. Методика определения возраста автора текста на основе метрик удобочитаемости и лексического разнообразия	45
Кенжегулова З.М., Суровцев Р.С., Хажибекоев Р.Р. Сравнение временных откликов асимметричного модального фильтра, полученных разными подходами	53
Глухарева С.В. Метод оценки уровня благонадежности сотрудников в системе кадровой безопасности предприятия (на примере предприятий критической информационной инфраструктуры (КИИ)	59
Джамбеков А.М., Дмитриевский Б.С., Терехова А.А. Исследование устойчивости автоматической системы регулирования расхода орошения в стабилизационной колонне в процессе каталитического риформинга	68

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Дударьков Д.О., Хлыстунов М.Е., Журавлев И.М. Оценка влияния напряжения стабилизации и характеристик солнечной батареи на токовую нагрузку транзистора шунтового стабилизатора	75
Непомнящий О.В., Краснобаев Ю.В., Сазонов И.Е., Яблонский А.П. Метод снижения потерь энергии в импульсном преобразователе напряжения	82
Требования	91

ELECTRONICS, RADIO ENGINEERING AND COMMUNICATIONS

Porubov G.G., Denisov V.P. Eliminating the measurement ambiguity in phase direction finders with two orthogonal linear aerial arrays	7
Bazanova A.D., Laiko K.A., Filimonova Yu.O. Structure of a flat equidistant antenna array with a radial grid	13
Osipenko T. S., Krylov Y.V. Broadband compact transducer of shelf type	18
Eissa M., Sukhanov D.Y. Design and analysis of multiple-input multiple output (MIMO) system for research purposes	22

CONTROL, COMPUTER SCIENCE AND INFORMATICS

Ostapenko R.O., Hodashinsky I.A. Setting a rule base for a fuzzy classifier using the grasshopper optimization algorithm and the clustering algorithm .	31
Tran V.T., Korikov A.M. Synthesis of adaptive sliding flight control mode of a quadcopter under conditions of variable load and interference	37
Sobolev A.A., Fedotova A.M., Kurtukova A.V., Romanov A.S., Shelupanov A.A. Methodology to determine the age of the text's author based on readability and lexical diversity metrics	45
Kenzhegulova Z.M., Surovtsev R.S., Khazhibekov R.R. Comparison of time responses of an asymmetric modal filter obtained in different ways	53
Glukhareva S.V. A method for assessing the level of reliability of employees in the personnel security system of an enterprise (using the example of CII enterprises).....	59
Dzhambekov A.M., Dmitrievsky B.S., Terekhova A.A. Investigation of the stability of an automatic system for regulating the flow rate of reflux in a stabilization column in the process of catalytic reforming	68

ELECTRICAL ENGINEERING

Dudarkov D.O., Khlystunov M.E., Zhuravlyov I.M. Analysis of shunt converter transistor switch current depend at the output voltage value and solar array characteristics	75
Nepomnyashchiy O.V., Krasnobaev Yu.V., Sazonov I.E., Yablonskiy A.P. A Switching Converter Losses Decreasing Method	82
Manuscript requirements	91

**ЭЛЕКТРОНИКА,
РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ**

УДК 621.317.08

Г.Г. Порубов, В.П. Денисов

Устранение неоднозначности измерений в фазовых пеленгаторах с двумя ортогональными линейными антенными решетками

Предлагается алгоритм оценки пеленга в фазовых пеленгаторах с плоской антенной решеткой по совокупности разностей фаз сигналов, измеренных между элементами антенной системы. Антенная система представляет собой две линейные решетки, расположенные ортогонально. Алгоритм не чувствителен к закону распределения вероятностей погрешностей фазовых измерений. Алгоритм приемлем для пеленгаторов, оснащённых ортогональными линейными антенными решетками с любым числом фазометрических баз.

Ключевые слова: фазовый пеленгатор, разность фаз, разрешение неоднозначности, пеленг.

DOI: 10.21293/1818-0442-2022-25-2-7-12

Рассматриваются фазовые пеленгаторы с антенными системами в виде плоских антенных решеток. Подобные пеленгаторы обеспечивают одновременные измерения угловых координат источников радиоизлучения по азимуту и углу места и в настоящее время получили широкое применение.

В ряде случаев антенные системы двухкоординатных фазовых пеленгаторов представляют собой две линейные решетки, расположенные вдоль осей прямоугольной системы координат, как, например, в системах траекторных измерений космических аппаратов [1, 2]. Угловое положение источника сигнала определяется по разностям фаз, измеряемым между антеннами, образующими максимальные базы пеленгатора. Дополнительные базы служат для устранения неоднозначности.

В настоящее время известны методы обработки сигналов в многобазовых фазовых пеленгаторах с линейными антенными решетками, позволяющие устранить неоднозначность измерений разностей фаз и последующее вычисление пеленга по всей совокупности разностей фаз сигналов, принятых элементами антенной системы [3–8]. Для устранения неоднозначности используются фазовые соотношения на различных базах. Этот метод в настоящее время находит практическое применение как в фазовых пеленгаторах, так и в других видах многобазовых фазовых измерительных систем.

Статистический подход предусматривает устранение неоднозначности измерений и последующее вычисление пеленга по всей совокупности разностей фаз сигналов, принятых элементами антенной системы. При использовании данного метода не требуется однозначного измерения пеленга в рабочем угловом секторе хотя бы по одной из фазометрических баз.

Теоретической основой известных алгоритмов обработки совокупности измеренных разностей фаз является метод максимального правдоподобия, а измеряемая величина представляется параметром многомерного распределения вероятностей результатов измерений. Использование метода максимального правдоподобия для обработки сигналов в пеленгаторах с плоскими антенными решетками при-

ведено в работах [9, 10]. Для использования этого метода надо задаться многомерным распределением вероятностей погрешностей измерения разностей фаз. Обычно это многомерный нормальный закон распределения. В ряде случаев это оправдано, например, когда систематические погрешности устранены, а источником случайных ошибок являются шумы приемных устройств.

В данной статье в основу алгоритма положено сравнение вектора измеренных разностей фаз с вектором расчетных разностей фаз, вычисленных по результатам измерения на максимальных базах по методике, предложенной в работе [13].

В работе [9] рассмотрен принцип работы двухкоординатного фазового пеленгатора с антенной решеткой, базы которого располагаются вдоль осей прямоугольной системы координат.

На рис. 1 показаны азимут α и угол места β , характеризующие положение объекта наблюдения $C(x_c, y_c)$ относительно антенной системы, расположенной в плоскости x, O, y . Здесь и далее предполагается, что антенная система располагается в плоскости земли.

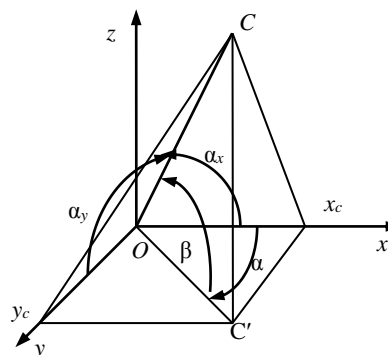


Рис. 1. Угловое положение объекта наблюдения в трёхмерном пространстве

На рис. 2 показано взаимное положение источника сигналов $C(x_c, y_c, z_c)$ и антенн пеленгатора $A_1(x_1, y_1)$ и $A_2(x_2, y_2)$ в трёхмерном пространстве.

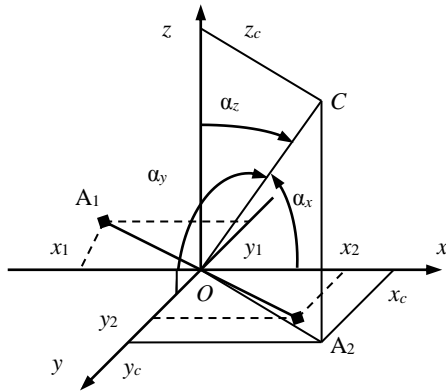


Рис. 2. Взаимное положение источника сигналов C и антенн пеленгатора в трёхмерном пространстве

Разность фаз сигналов, наведенных на антеннах A_1 и A_2 , определяется по формуле

$$\Phi = \frac{2\pi}{\lambda} [(x_1 - x_2) \cos \alpha_x + (y_1 - y_2) \cos \alpha_y], \quad (1)$$

где $(x_1 - x_2)$, $(y_1 - y_2)$ – проекции вектора $\overline{A_1 A_2}$ на координатные оси.

Простейшая антенная система двухкоординатного фазового пеленгатора, имеющая вид креста, представлена на рис. 3.

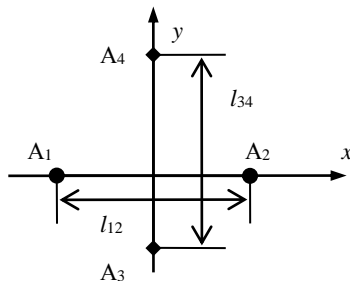


Рис. 3. Пример расположения антенн, образующих базы фазового пеленгатора на плоскости

При расположении баз вдоль осей координат (см. рис. 3) проекции вектора $\overline{A_1 A_2}$ на оси координат в формуле (1) равны $(x_1 - x_2) = l_{12}$ и $(y_1 - y_2) = 0$, а проекции вектора $\overline{A_3 A_4}$ равны $(x_3 - x_4) = 0$ и $(y_3 - y_4) = l_{34}$.

С учётом этого на основании формулы (1) разности фаз на ортогональных базах можно представить в виде [9]

$$\Phi_{12} = \frac{2\pi l_{12}}{\lambda} \cos \beta \cos \alpha, \quad (2)$$

$$\Phi_{34} = \frac{2\pi l_{34}}{\lambda} \cos \beta \sin \alpha, \quad (3)$$

где Φ_{12} – полная разность фаз сигналов на антеннах A_1 , A_2 ; Φ_{34} – полная разность фаз сигналов на антеннах A_3 , A_4 .

Из формул (2) и (3) получим соотношения для вычисления азимута α и угла места β [9]

$$\alpha = \arctg \frac{\Phi_{34} l_{12}}{\Phi_{12} l_{34}}, \quad (4)$$

$$\beta = \arccos \frac{\lambda}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{\Phi_{12}}{l_{12}}\right)^2 + \left(\frac{\Phi_{34}}{l_{34}}\right)^2}. \quad (5)$$

При традиционном построении двухкоординатных фазовых пеленгаторов основой для расчёта азимута и угла места являются формулы (4), (5).

Вычисление азимута и угла места по формулам (4, 5) выполняется в секторах $\alpha = \pm 180^\circ$ по азимуту и $\beta = (0-90)^\circ$ по углу места при наличии информации о полных разностях фаз в формулах (2), (3).

Вычисление измеряемого пеленга по формулам (4, 5) выполняется при устранении неоднозначности измерения разности фаз, что обеспечивается выбором структур линейных антенных решеток с учётом рабочих секторов по азимуту и углу места.

Для устранения неоднозначности воспользуемся алгоритмом, предложенным в работе [13] для линейных антенных решеток.

Представим антенную систему пеленгатора векторами относительных баз

$$\mathbf{n}_x = (n_{x1}, n_{x2}, \dots, n_{xn}), \quad (6)$$

$$\mathbf{n}_y = (n_{y1}, n_{y2}, \dots, n_{yn}), \quad (7)$$

где \mathbf{n}_x – вектор относительных баз антенной решетки, расположенной вдоль оси x ; \mathbf{n}_y – вектор относительных баз антенной решетки, расположенной вдоль оси y ; $n_{xi} = l_i/\lambda$ и $n_{yi} = l_i/\lambda$ – базы в длинах волн сигнала пеленгуемого источника (относительная база в терминологии монографии [9]).

Сектор однозначного пеленгования определяется всей совокупностью баз по каждой из линейных антенных решеток. Не будет существенным ограничением, если считать, что базы относятся друг к другу как простые целые числа.

Тогда можно записать

$$\mathbf{e}_x = \Delta_{\text{одн}} \mathbf{n}_x, \quad (8)$$

$$\mathbf{e}_y = \Delta_{\text{одн}} \mathbf{n}_y, \quad (9)$$

где \mathbf{e}_x , \mathbf{e}_y – векторы взаимно простых чисел (базы в целых числах); $\Delta_{\text{одн}}$ – интервал однозначного пеленгования системой баз [9, 12].

Если относительные базы \mathbf{n}_x и \mathbf{n}_y взаимно простые числа, $\mathbf{n}_x = \mathbf{e}_x/2$ и $\mathbf{n}_y = \mathbf{e}_y/2$, то интервал однозначного пеленгования в рабочих секторах $\alpha = \pm 90^\circ$ и $\beta = \pm 90^\circ$ для каждой из линейных решеток равен двум, $\Delta_{\text{одн}} = 2$.

Если $\Delta_{\text{одн}} \neq 2$, то фазовые соотношения на интервале однозначности, следующем из формул (8), (9), аналогичны имеющим место при $\mathbf{n}_x = \mathbf{e}_x/2$ и $\mathbf{n}_y = \mathbf{e}_y/2$ в секторе $\Delta_{\text{одн}} = 2$ (угловой сектор $\pm 90^\circ$).

Поэтому в дальнейшем будем рассматривать работу пеленгатора в этих секторах, считая, что от-

носительные базы – взаимно простые числа. Важно, что при таком подходе в секторе однозначности пеленгатора на каждой базе укладывается целое число «своих» секторов неоднозначности.

Для удобства выкладок условимся фазовые измерения представлять в величинах рад/2π, а базы представим в числах $n_i = l_i/\lambda$. Для краткости письма положим $\text{Sin}\alpha = v$, $\text{Cos}\alpha = u$ и $\text{Cos}\beta = w$. Тогда формулы (2), (3) можно представить в виде

$$\Phi_{xi} = n_{xi}wu + \delta_i = \phi_{xi} + \delta_i + k_{xi}, \quad (10)$$

$$\Phi_{yi} = n_{yi}vw + \delta_i = \phi_{yi} + \delta_i + k_{yi}, \quad (11)$$

где n_{xi} и n_{yi} – базы в длинах волн пеленгуемого источника сигнала; ϕ_{xi} и ϕ_{yi} – разности фаз, точно соответствующие углу прихода волны; k_{xi} и k_{yi} – число полных периодов разности фаз на базах n_{xi} и n_{yi} , утраченных при измерении в силу периодичности сигналов; δ_i – ошибки измерения разности фаз.

Допустим, что по некоторому источнику, находящемуся по азимуту α_r , и углу места β_r выполнено измерение разностей фаз. В соответствии с формулами (10), (11) на i -й базе измеренная разность фаз будет

$$\phi_{xri} = \Phi_{xi} - \langle \Phi_{xi} \rangle, \quad (12)$$

$$\phi_{yri} = \Phi_{yi} - \langle \Phi_{yi} \rangle, \quad (13)$$

где Φ_{xi} , Φ_{yi} – полные разности фаз; $\langle \cdot \rangle$ – операция округления до ближайшего целого.

По результатам измерений получено два n -мерных вектора измеренных разностей фаз, где n – количество баз каждой из линейных антенных решеток, образующих плоскую антенную решетку пеленгатора:

$$\Phi_{xr} = (\phi_{xr1}, \phi_{xr2}, \dots, \phi_{xrn}), \quad (14)$$

$$\Phi_{yr} = (\phi_{yr1}, \phi_{yr2}, \dots, \phi_{yrn}). \quad (15)$$

Для устранения неоднозначности измерения разности фаз на максимальных базах выполняется сравнение векторов измеренных разностей фаз (14, 15) с n -мерными векторами расчётных разностей фаз независимо по каждой из линейных антенных решеток

$$\Phi = (\phi_{p1}, \phi_{p2}, \dots, \phi_{pn}). \quad (16)$$

Предварительно определяется максимально возможное число полных разностей фаз, потерянных при измерении на максимальных базах e_{x1} и e_{y1} , в пределах секторов $\pm 90^\circ$ по азимуту и углу места

$$k_{x1} = \langle n_{x1}wu \rangle, \quad (17)$$

$$k_{y1} = \langle n_{y1}vw \rangle, \quad (18)$$

где n_{x1} – максимальная база антенной решетки, расположенной вдоль оси x ; n_{y1} – максимальная база антенной решетки, расположенной вдоль оси y .

Компоненты вектора расчётных разностей фаз (16) при последовательном задании числа потерянных периодов разностей фаз на максимальных базах k_{xi} и k_{yi} в пределах, определяемых по формулам (17), (18), находятся по формулам

$$\phi_{xpi} = (\phi_{xr1} + k_{x1})e_{xi}/e_{x1} - \langle (\phi_{xr1} + k_{x1})e_{xi}/e_{x1} \rangle, \quad (19)$$

$$\phi_{ypi} = (\phi_{yr1} + k_{y1})e_{yi}/e_{y1} - \langle (\phi_{yr1} + k_{y1})e_{yi}/e_{y1} \rangle, \quad (20)$$

где ϕ_{xr1} , ϕ_{yr1} – измеренные разности фаз на максимальных базах (12), (13); e_{xi} , e_{x1} , e_{yi} , e_{y1} – дополнительные и максимальные базы, в целых числах; $\langle \cdot \rangle$ – операция округления до ближайшего целого.

После каждого такта задания чисел k_{x1} , k_{y1} при вычислении разностей фаз по (19), (20) определяются разности

$$\psi_{xi} = (\phi_{xri} - \phi_{xpi}) - \langle (\phi_{xri} - \phi_{xpi}) \rangle, \quad (21)$$

$$\psi_{yi} = (\phi_{yri} - \phi_{ypi}) - \langle (\phi_{yri} - \phi_{ypi}) \rangle, \quad (22)$$

где ϕ_{xri} , ϕ_{yri} – результаты измерения разности фаз на дополнительных базах n_{xi} и n_{yi} (12), (13); ϕ_{xpi} , ϕ_{ypi} – результаты вычисления разности фаз по (19), (20) на дополнительных базах n_{xi} и n_{yi} ; $\langle \cdot \rangle$ – операция округления до ближайшего целого.

Условие устранения неоднозначности на максимальной базе запишется в виде

$$|\psi_i| \leq z_{\phi i}, \quad (23)$$

где $i = 2, 3, \dots, n$ – номера дополнительных баз; $z_{\phi i}$ – величина разрешенной зоны по фазе для дополнительной базы n_i , вычисленная по формуле

$$z_{\phi i} = 0,5\Delta_i, \quad (24)$$

где Δ_i – отклонение измеренной разности фаз на дополнительной базе e_i с направлений, отличных от истинного пеленга, для которых на максимальной базе e_1 разность фаз изменяется на $k_1 2\pi$ радиан. Мы используем здесь термин «разрешенная зона по фазе», введенный в статье [13]. Очевидно

$$\Delta_i = k_1 2\pi \frac{e_i}{e_1} - \left\langle k_1 2\pi \frac{e_i}{e_1} \right\rangle, \quad (25)$$

где e_i , e_1 – дополнительная и максимальная базы в целых числах.

Величины Δ_i на дополнительных базах e_i находятся по формуле (25) при задании величины $k_1 \neq 0$ в пределах, определяемых формулами (17), (18).

Если условие (23) не выполняется хотя бы по одной из дополнительных баз, то решение об устранении неоднозначности не принимается и поиск продолжается. При выполнении условия (23) по

всем дополнительным базам данной линейной антенной решетки принимается решение об устранении неоднозначности на максимальной базе.

Искомые значения полных разностей фаз на базах e_{x1} и e_{y1} определяются по формулам

$$\Phi_{x \text{ иск}} = \phi_{xr1} + k_{x1}, \quad (26)$$

$$\Phi_{y \text{ иск}} = \phi_{yr1} + k_{y1}, \quad (27)$$

где ϕ_{xr1} , ϕ_{yr1} – измеренные разности фаз на максимальных базах (12), (13); k_{xi} и k_{yi} – число полных периодов разностей фаз, потерянных при измерении на максимальных базах, при которых после вычисления вектора расчётных разностей фаз по формулам (19), (20) и сравнении с вектором измеренных разностей фаз по формулам (21), (22), выполняется условие (23) по всем дополнительным базам.

Вычисление искомого азимута α_p и угла места β_p выполняется по формулам аналогичным формулам (4), (5).

$$\alpha_p = \arctg \frac{\Phi_{y \text{ иск}} e_{x1}}{\Phi_{x \text{ иск}} e_{y1}}, \quad (28)$$

$$\beta_p = \arccos \sqrt{\left(\frac{\Phi_{x \text{ иск}} \Delta_{\text{одн}}}{e_{x1}}\right)^2 + \left(\frac{\Phi_{y \text{ иск}} \Delta_{\text{одн}}}{e_{y1}}\right)^2}, \quad (29)$$

где $\Phi_{x \text{ иск}}$, $\Phi_{y \text{ иск}}$ – найденные значения полных разностей фаз по формулам (26), (27); e_{x1} , e_{y1} – максимальные базы в целых числах; $\Delta_{\text{одн}}$ – интервал однозначного пеленгования системой баз.

Интервал однозначного пеленгования в соответствии с выражениями (8), (9) определяется по формуле

$$\Delta_{\text{одн}} = e_i / n_i,$$

где e_i – база в целых числах; $n_i = l_i / \lambda$ – база в длинах волн сигнала пеленгуемого источника.

Проверка предлагаемого алгоритма устранения неоднозначности и вычисления пеленгов выполнена методом математического моделирования. При моделировании выбраны линейные антенные решетки с векторами баз $\mathbf{e}_x = (e_{x1}, e_{x2}, e_{x3}, e_{x4}) = (18, 9, 12, 10)$ и $\mathbf{e}_y = (e_{y1}, e_{y2}, e_{y3}, e_{y4}) = (12, 6, 8, 7)$ (варианты 11 и 9 таблицы из статьи [12]).

Значения полных разностей фаз на максимальных базах e_{x1} и e_{y1} , вычисленные при устранении неоднозначности по формулам (26), (27), приведены на рис. 4.

Азимут в соответствии с величинами полных разностей фаз (см. рис. 4) вычисляется по формуле

$$\alpha_{\text{выч}} = \begin{cases} \alpha_p & \text{при } \Phi_{x \text{ иск}} \geq 0, \\ 180^\circ + \alpha_p & \text{при } \Phi_{x \text{ иск}} < 0, \text{ и } \Phi_{y \text{ иск}} \geq 0, \\ -180^\circ + \alpha_p & \text{при } \Phi_{x \text{ иск}} < 0, \text{ и } \Phi_{y \text{ иск}} < 0. \end{cases} \quad (30)$$

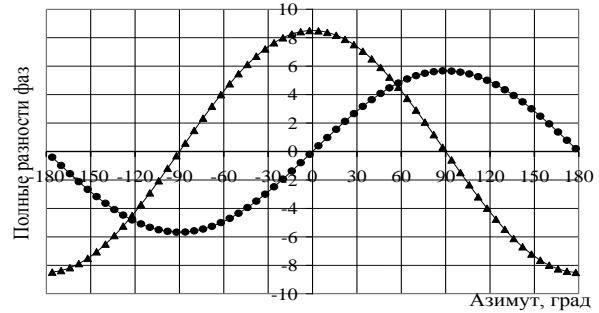


Рис. 4. Полные разности фаз на максимальных базах: \blacktriangle – $\Phi_{x \text{ иск}}$ по формуле (26); \bullet – $\Phi_{y \text{ иск}}$ по формуле (27)

При моделировании азимут и угол места задавались в пределах $\alpha_r = \pm 180^\circ$ и $\beta_r = 50^\circ$.

Результаты вычисления $\alpha_{\text{выч}}$ по формуле (30) и β_p по формуле (29) при отсутствии фазовых ошибок и при задании фазовых ошибок стационарным нормальным случайным процессом с нулевым средним и СКО $\sigma_\phi = 33^\circ$ приведены на графиках рис. 5.

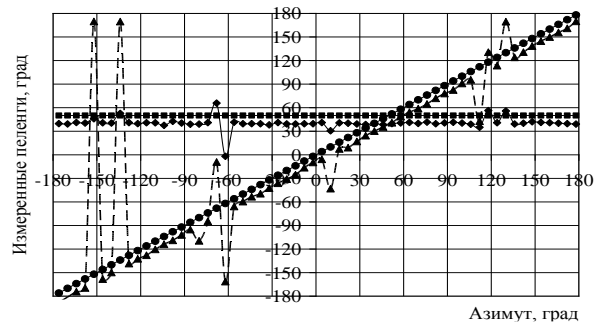


Рис. 5. Результаты вычисления азимута и угла места:

- \bullet – азимут при отсутствии фазовых ошибок;
- \blacktriangle – азимут при фазовых ошибках $\sigma_\phi = 33^\circ$;
- \blacksquare – угол места при отсутствии фазовых ошибок;
- \blacklozenge – угол места при фазовых ошибках $\sigma_\phi = 33^\circ$

Результаты вычисления азимута и угла места при задании фазовых ошибок смещены на минус 10° для наглядности.

Предложенный алгоритм можно оценить вероятностью правильного вычисления пеленгов (отсутствие грубых ошибок вычисления пеленга за счет неверного определения числа полных периодов разностей фаз, утраченных при измерении) и СКО пеленгования при этом условии. Для вычисления этих данных надо задать закон распределения вероятностей фазовых погрешностей. Оценка вероятности правильного пеленгования выполнена по методике, предложенной в работе [14].

Формула для оценки вероятности правильного пеленгования (обозначим ее P_0) непосредственно следует из условия устранения неоднозначности (23)

$$P_0 = \int_{-z_{\phi 1}}^{z_{\phi 1}} \dots \int_{-z_{\phi 2n}}^{z_{\phi 2n}} w_{2n-2}(y_3, \dots, y_{2n}) dy_3 \dots dy_{2n}, \quad (31)$$

где $2n$ – общее число баз пеленгатора; $z_{\phi i}$ – разрешенная зона по фазе базы e_i (24); $w_{2n-2}(y_3, \dots, y_{2n})$ – плотность распределения вероятностей случайных величин ψ_i (23).

Погрешности фазовых измерений на максимальных базах при вычислении вектора расчётных разностей фаз по формулам (19), (20), сохраняются и суммируются с погрешностями измерения на дополнительных базах при определении величин разностей по (21), (22). Если погрешности измерений случайные величины с нулевыми средними значениями, равными дисперсиями σ_{ϕ}^2 и коэффициентом корреляции r_i , то СКО разности (23) можно вычислить по формуле

$$\sigma_i = \sigma_{\phi} \sqrt{\frac{e_1^2 + e_i^2 - 2r_i e_1 e_i}{e_1^2}}.$$

Для корректного вычисления СКО пеленгования надо знать условное распределение вероятностей совокупности случайных величин при условии выполнения неравенства (23). Чтобы не преодолевать математические трудности, можно воспользоваться цифровым моделированием для конкретных условий. Подобный пример содержится в статье [15]. Верхнюю границу СКО можно оценить, считая, что точность определяется самыми большими базами.

На рис. 6 приведены зависимость вероятности правильного пеленгования от СКО фазовых ошибок, полученная по формуле (31), и результаты оценки вероятности правильного пеленгования при вычислении азимута и угла мест по формулам (30), (29).

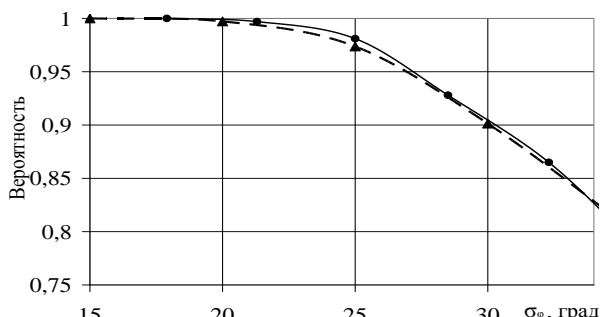


Рис. 6. Зависимости вероятностей правильного пеленгования от фазовых ошибок: \blacktriangle – вероятность правильного пеленгования по формуле (31); \bullet – вероятность правильного пеленгования по результатам моделирования

Из графиков (см. рис. 6) видно максимальное совпадение ожидаемой вероятности правильного пеленгования при вычислении пеленгов по данному алгоритму с оценкой вероятности правильного пеленгования, выполненной по формуле (31).

Выводы

Сравнительный анализ предлагаемого метода устранения неоднозначности и вычисления пеленгов с теоретической оценкой вероятности правильного пеленгования, приведенного на рис. 6, подтвердил эффективность предлагаемого алгоритма вычисления пеленга.

Алгоритм прост, для вычисления пеленга достаточно вектора измеренных фаз.

Алгоритм может быть рекомендован к использованию в двухкоординатных пеленгаторах с антенными системами в виде двух ортогонально расположенных линейных решеток с произвольным количеством элементов.

Работа выполнена в рамках проекта по госзадачу Минобрнауки РФ № FEWM-2020-0039.

Литература

1. Менгел Т. Сопровождение спутника Земли и передача данных по радио // Искусственный спутник Земли. – М.: Сов. радио, 1957. – С. 46–59.
2. Бугаев Ю.Н. История РЛС в ОКБ МЭИ // История отечественной радиолокации. – М.: Изд. дом «Столичная энциклопедия», 2011. – С. 447–468.
3. Белов В.И. Теория фазовых измерительных систем. – Томск. Изд-во ТУСУР, 2007. – 147 с.
4. Пензин В.К. Алгоритмы оперативной обработки многошкальных измерений по критерию максимального правдоподобия // Радиотехника и электроника. – 1990. – Т. 35, № 1. – С. 97.
5. Коротков П.И. Алгоритмы оценивания вектора параметров объекта для многоканальной фазовой измерительной системы: дис. ... канд. техн. наук. – Омск: Омский гос. техн. университет, 2016. – 128 с.
6. Патент RU 2580827 С1. Способ угловой ориентации объекта / В.Н. Рашутняк, Д.Д. Дмитриев, Ю.Л. Фатеев, В.Н. Тяпкин, Н.С. Кремез, Е.Н. Гарин. – Опубл. 10.04.16. – Бюл. № 10.
7. Кинкулькин И.Е. Глобальные навигационные спутниковые системы: алгоритмы функционирования аппаратуры потребителя. – М.: Радиотехника, 2018. – 325 с.
8. А.с. 993146 СССР. МПК G01R 25/00 (2000/01) Устройство разрешения неоднозначности фазовых измерений / И.Г. Неплохов. – Опубл. 30.01.1983. – Б.И. № 4. – С. 227.
9. Денисов В.П. Фазовые радиопеленгаторы / В.П. Денисов, Д.В. Дубинин. – Томск: Изд-во ТУСУР, 2002. – 251 с.
10. Армизонов А.Н. Применение метода максимального правдоподобия к обработке сигналов в фазовых пеленгаторах с плоскими антенными решетками / А.Н. Армизонов, В.П. Денисов // Радиотехника и электроника. – 1995. – Т. 40, № 5. – С. 727.
11. Порубов Г.Г. Непараметрический алгоритм обработки сигналов в фазовых пеленгаторах с линейной антенной решеткой / Г.Г. Порубов, В.П. Денисов // Доклады ТУСУР. – 2021. – Т. 24, № 3. – С. 7–11.
12. Порубов Г.Г. Методика расчёта антенных структур многобазовых фазовых пеленгаторов / Г.Г. Порубов, В.П. Денисов // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 3 (37). – С. 25–32.
13. Порубов Г.Г. Алгоритм устранения неоднозначности и вычисления пеленга в многобазовых фазовых пеленгаторах // Доклады ТУСУР. – 2018. – Т. 21, № 1. – С. 22–27.
14. Порубов Г.Г. Методика выбора оптимальных структур антенных решеток фазовых пеленгаторов и оценка вероятностных характеристик // Доклады ТУСУР. – 2017. – Т. 20, № 1. – С. 5–9.
15. Денисов В.П. Исключение anomalно больших ошибок пеленгования в процессе устранения неоднозначности измерений в фазовых пеленгаторах, реализующих метод максимального правдоподобия / В.П. Денисов,

Д.В. Дубинин, А.А. Мещеряков // Радиотехника и электроника. – 2016. – Т. 61, № 10. – С. 957–963.

Порубов Геннадий Гаврилович

Инженер, ОАО «НИИАП», г. Новосибирск
Дзержинского пр-т, 87, г. Новосибирск, Россия, 630051
Тел.: 8 (383-2) 79-52-28
Эл. почта: porub27@mail.ru

Денисов Вадим Прокопьевич

Д-р тех. наук, проф. каф. радиотехнических систем (РТС)
Томского государственного ун-та
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 41-36-70
Эл. почта: dvp15@sibmail.com

Porubov G.G., Denisov V.P.

Eliminating the measurement ambiguity in phase direction finders with two orthogonal linear aerial arrays

The algorithm of estimating the bearing in phase direction finders with a flat aerial array is suggested according to a set of differences in signal phases measured between the elements of the aerial system. The aerial system presents two linear lattices located orthogonally. The law of distributing the error probabilities of the phase measurements does not influence the algorithm. The algorithm can be applied for the direction finders equipped with the orthogonal linear lattices having any number of phase-measuring bases.

Keywords: phase direction finder, difference in phases, resolution of ambiguity, bearing

DOI: 10.21293/1818-0442-2022-25-2-7-12

References

1. Mengel T. *Soprovozhdenie sputnika zemli i peredacha dannikh po radio. V knige Iskustvennii sputnik zemli* [Tracking the terrestrial satellite and transmitting the data by radio. In book Artificial terrestrial satellite]. Moscow, *Soviet Radio*, 1957. pp. 46–59 (in Russ.).
2. Bugaev Yu. N. *Istoriya RLS v OKB MEI. V knige «Istoriya otechestvennoi radiolocatsii». Izd. Dom Stolichnaya entsiklopediya* [History of radiolocation stations in the experimental design bureau of Moscow Power Engineering Institute. In book History of national radiolocation. Moscow, Publ. House Metropolitan Encyclopedia], 2011, pp. 447–468 (in Russ.).
3. Belov V.I. *Teoriya fazovykh izmeritelnykh sistem* [Theory of phase measurement systems]. Tomsk. Publishing office of TUSUR University, 2007. 147 p. (in Russ.).
4. Penzin V.K. *Algoritmy operativnoy obrabotki mnogoshkalnykh izmerenij po kriteriyu maksimal'nogo pravdopodobiya* [Algorithm of operational processing of multiscale measurements by the criterion of maximum verisimilitude]. *Radio Engineering and Electronics*, 1990, vol. 35, no. 1, 97 p. (in Russ.).
5. Korotkov P.I. *Algoritmy otsenivaniya vektora parametrov objekta dlya mnogokanal'noy fazovoy izmeritel'noy sistemy* [Algorithms of estimating the vector of object parameters for the multichannel phase measurement system]. PhD thesis. Omsk, Omsk State Technical University, 2016, 128 p. (in Russ.).
6. Ratushnyak V.N., Dmitriev D.D., Fateev Ju.L., Tyapkin V.N., Kremez N.S., Garin E.N. *Sposob uglovoj orientatsii*

objekta [Method of the object angular orientation]. Patent RF no. 2580827, 2016.

7. Kinkulkin I.E. *Global'nye navigatsionnye sputnikovye sistemy: algoritmy funkcionirovaniya apparatury potrebitelya* [Global navigation satellite systems: algorithms of functioning the user devices]. Moscow, *Radio Engineering*, 2018, 325 p. (in Russ.).

8. Neplokhov I.G. *Ustrojstvo razresheniya neodnoznachnosti fazovykh izmerenij* [Device for solving the ambiguity of phase measurements]. Authorship Certificate USSR no. 993146, 1983.

9. Denisov V.P., Dubinin D.V. *Fazovye radiopelengatory* [Phase radio direction finders]. Tomsk, Publishing office of TUSUR University, 2202, 251 p. (in Russ.).

10. Armizonov A.N., Denisov V.P. *Primenenie metoda maksimal'nogo pravdopodobiya k obrabotke signalov v fazovykh pelengatorah s ploskimi antennymi reshetkami* [Application of the maximum likelihood method to processing the signals in phase direction finders with a flat aerial lattice]. *Radio Engineering and Electronics*, 1995, vol. 40, no. 5, p. 727 (in Russ.).

11. Porubov G.G., Denisov V.P. *Neparametrichesky algoritm obrabotki signalov v fazovykh pelengatorah s linejnoi antennoi reshetkoi* [Nonparametric algorithm of processing the signals in phase direction finders with a linear aerial array]. *Proceedings of TUSUR University*, 2021, vol. 24, no. 3, pp. 7–11 (in Russ.).

12. Porubov G.G., Denisov V.P. *Metodika rascheta antennih struktur mnogobazovih fazovykh pelengatorov* [Methods of calculating the structures of antenna arrays for multi-base phase direction finders]. *Proceedings of TUSUR University*, 2015, vol. 37, no. 3, pp. 25–32 (in Russ.).

13. Porubov G.G. *Algoritm ustraneniya neodnaznachnosti i vichisleniya pelenga v mnogobazovih fazovykh pelengatorah* [Algorithm of eliminating ambiguity and calculating bearing in multi-base phase direction finders]. *Proceedings of TUSUR University*, 2018, vol. 21, no. 1, pp. 22–27 (in Russ.).

14. Porubov G.G. *Metodika vybora optimalnykh struktur antenykh reshetok fazovykh radiopelengatorov i otsenka veroyatnostnykh kharakteristik* [Methods of choosing the optimal structures of the aerial arrays of the phase direction finders and the estimation of the probable characteristics]. *Proceedings of TUSUR University*, 2017, vol. 20, no. 1, pp. 5–9 (in Russ.).

15. Denisov V.P., Dubinin D.V., Meshcheryakov A.A. *Isklyuchenie anomal'no bol'shikh oshibok pelengovaniya* [Exclusion of abnormally large errors of bearing during the process of eliminating the measurement ambiguity in phase direction finders implementing the method of maximum probability]. *Radio Engineering and Electronics*, 2016, vol. 61, no. 10, pp. 957–963 (in Russ.).

Gennadiy G. Porubov

Engineer, OJSC «НИИАП», Novosibirsk
87, Dzerzhinsky pr., Novosibirsk, Russia, 630051
Phone: +7 (383-2) 79-52-28
Email: porub27@mail.ru

Vadim P. Denisov

Doctor of Science in Engineering, Professor, Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 41-36-70
Email: dvp15@sibmail.com

УДК 621.396.67.012.12

А.Д. Базанова, К.А. Лайко, Ю.О. Филимонова

Структура плоской эквидистантной антенной решетки с радиальной сеткой

Предложена к рассмотрению радиальная структура размещения излучающих элементов в узлах плоской эквидистантной антенной решетки. Рассмотрены известные варианты прямоугольной и гексагональной структур размещения элементов в плоских антенных решетках. Приведены основные расчетные соотношения параметров для радиальной структуры шага и линейных расстояний между излучателями в различных ортогональных направлениях, по радиальной и угловой составляющей. Для предложенной структуры на конкретном примере антенной решетки, состоящей из девяти окружностей с общим количеством излучателей 180 и равномерным амплитудным распределением, рассчитаны диаграммы направленности в трехмерном пространстве, которые представлены на плоскости чертежа различными сечениями по угловой координате φ с шагом 15° . Предложенная радиальная структура, в отличие от известных, обеспечивает идентичность ДН с минимальными расхождениями друг от друга в разных плоскостях φ по уровню -35 дБ.

Ключевые слова: антенная решетка, апертура антенной решетки, диаграмма направленности, излучающие элементы, уровень боковых лепестков, шаг антенной решетки, радиальная структура.

DOI: 10.21293/1818-0442-2022-25-2-13-17

Существует два основных типа регулярных структур антенных решеток (АР) – это прямоугольная и гексагональная сетки [1]. В прямоугольной сетке ячейка является либо прямоугольником, либо квадратом, в гексагональной – правильным треугольником. Элементы располагаются в узлах сетки, что изображено на рис. 1.

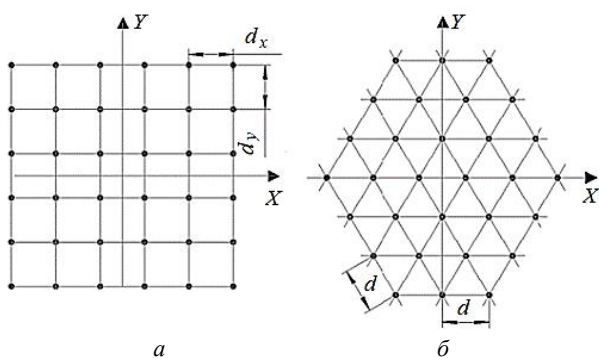


Рис. 1. Размещение излучателей в узлах сетки: прямоугольной – а; гексагональной – б

Здесь d_x , d_y – шаг между излучателями по осям X , Y для прямоугольной сетки; d – шаг между излучателями АР для гексагональной сетки. Для эквидистантной структуры расстояние между элементами является величиной постоянной [2].

В общем случае описанные выше способы расположения излучателей изучены хорошо. Так, например, самая распространенная прямоугольная сетка позволяет получить уровень боковых лепестков (УБЛ) порядка -13 дБ для равномерного амплитудного распределения. При этом недостатком данной структуры является появление дифракционных максимумов с увеличением шага между узлами сетки, также наблюдается различная форма ДН в разных плоскостях обзора. Аналогичные побочные эффекты наблюдаются и при использовании гексагональной сетки координат. Соответственно, возника-

ет необходимость в оптимальной структуре АР, которая позволит, например, получить более низкий УБЛ, отсутствие паразитных дифракционных максимумов и идентичную форму характеристики направленности в различных плоскостях обзора. С точки зрения физической реализуемости радиальная структура не отличается от рассмотренных известных вариантов.

В источниках [3–5] приведено краткое описание кольцевой АР. Представим к рассмотрению подробное описание радиальной структуры расположения излучающих элементов в АР с необходимыми геометрическими параметрами для дальнейшей оптимизации.

Радиальная структура антенной решетки

Радиальная структура – это структура расположения элементов в АР, при котором излучатели равномерно размещены на окружностях определенного радиуса. Приращение радиусов окружностей Δr назовем шагом по радиальной координате d_r . Излучатели равномерно распределены на окружности с шагом по угловой координате d_φ . Величины d_r и d_φ не зависят от номера окружности и являются константой. Данное представление антенной решетки можно характеризовать как радиальную эквидистантную структуру [6–9]. В общем же случае величины d_r и d_φ могут быть варьируемыми. Геометрическое представление радиальной структуры и пояснение к определению координат приведены на рис. 2.

Здесь d_n – расстояние по хорде n -ой окружности, d_φ – расстояние по дуге окружности, d_r – шаг по радиальной координате, r_n – радиус n -й окружности, φ_{nm} – угловая координата элемента, n – номер окружности, m – номер отдельно рассматриваемого излучателя на заданной окружности.

На рис. 2 показана симметричная структура, где начальное смещение по φ равно $d_\varphi/2$. Возможны различные варианты величины смещения по угловой координате для эквидистантной структуры.

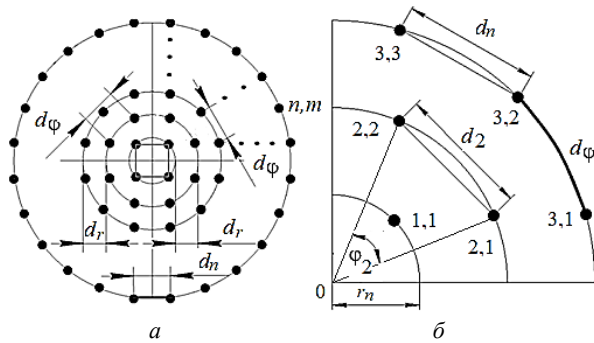


Рис. 2. Геометрическое представление радиальной структуры – а; определение координат для радиальной структуры – б

Геометрические параметры антенны с радиальной структурой

Приведем основные геометрические соотношения для определения линейных (по хорде окружности d_n) и нелинейных расстояний (по дуге окружности d_ϕ) между элементами для данной структуры, которые позволят точно задать параметры АР [10–12].

Определим расстояния между излучателями для заданной структуры, которые будут влиять на физическую реализуемость, на сектор сканирования и другие параметры ФАР [13–14]. Приращение радиусов Δr , а значит, и шаг по радиальной координате d_r , примем равным радиусу первой окружности

$$d_r = \Delta r = r_1 = \text{const}, \quad (1)$$

где r_1 – радиус первой окружности.

Радиус n -й окружности вычисляется как

$$r_n = nr_1. \quad (2)$$

Так как длина n -й окружности увеличивается в n раз, то для сохранения равных расстояний по дуге d_ϕ число излучателей на окружностях должно прирастать по аналогичному закону. Следовательно, число излучателей на n -й окружности (N_n) определяется по формуле

$$N_n = 4n. \quad (3)$$

Для рассмотренной ранее структуры АР найдем шаг по угловой координате ϕ . В общем случае расстояние по координате ϕ между элементами находится из следующего выражения:

$$d_\phi = \frac{2\pi r_n}{N_n}. \quad (4)$$

Тогда расстояние между элементами по дуге любой окружности составляет

$$d_\phi = \frac{2\pi nr_1}{4n} = \frac{\pi r_1}{2}. \quad (5)$$

Отсюда следует, что шаг по угловой координате d_ϕ не зависит от номера окружности и является величиной постоянной.

$$d_\phi = d_{\phi 1} = d_{\phi 2} = \dots = \text{const}.$$

Поскольку шаг по радиальной d_r и по угловой d_ϕ координатам не зависит от номера окружностей n , то данная структура является эквидистантной.

Расстояние по хорде d_n на n -й окружности между соседними излучателями находится по следующей формуле:

$$d_n = r_n \sin(\phi_n / 2), \quad (6)$$

где $\phi_n = \frac{360^\circ}{4n} = \frac{90^\circ}{n}$ – это угол между отрезками, которые соединяют соседние излучатели на n -й окружности с центром координат (см. рис. 2).

Тогда выражение (6) может быть представлено в следующем виде:

$$d_n = 2r_n \sin(360^\circ / 2N_n). \quad (7)$$

Преобразовав (7), получаем

$$d_n = 2nr_1 \sin(45^\circ / n). \quad (8)$$

Из выражения (8) следует, что минимально возможное расстояние по хорде между соседними излучателями наблюдается при наименьшем количестве элементов, т.е. на первой окружности, и составляет

$$d_1 = 2r_1 n \sin(45^\circ) = \sqrt{2}r_1. \quad (9)$$

При постепенном увеличении радиусов окружностей расстояние между элементами по хорде d_n становится соизмеримо с расстоянием между элементами по дуге окружности d_ϕ

$$\lim_{n \rightarrow \infty} d_n = \lim_{n \rightarrow \infty} 2nr_1 \sin\left(\frac{\pi}{4n}\right) = \frac{\pi r_1}{2}. \quad (10)$$

Определим расстояния между излучающими элементами в радиальном направлении (расстояния между ближайшими излучателями на соседних окружностях). Обозначим данное расстояние как $d_{n,n+1}$. Геометрическое изображение такого рода структуры, а также пояснения к определению расстояния $d_{n,n+1}$ приведены на рис. 3.

Как следует из рис. 3, б, минимально возможное расстояние между излучателями на соседних окружностях равно $d_r = r_1$.

Максимальное расстояние между соседними элементами, расположенными на окружностях под номерами n и $n+1$ (см. рис. 3, в), определяется исходя из теоремы косинусов. Выражение принимает следующий вид:

$$d_{n,n+1} = \sqrt{(2r_1^2 n^2 - 2r_1^2 n)(1 - \cos(90^\circ / 2n)) + r_1^2}. \quad (11)$$

Упростим данное выражение, используя разложение функции косинуса в ряд Тейлора:

$$\cos(x) = 1 - \frac{x^2}{2!} + \frac{x^4}{4!} - \dots = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^m x^{2m}}{(2m)!}. \quad (12)$$

При малых значениях аргумента функции ограничимся первыми двумя членами ряда. Тогда приближенная формула определения расстояния между элементами, расположенными на соседних окружностях, примет вид

$$d_{n,n+1} = r_1 \sqrt{\frac{\pi^2}{16} \left(1 - \frac{1}{n}\right) + 1} = r_1 \sqrt{1,62 - \frac{0,62}{n}}. \quad (13)$$

При большом числе окружностей ($n > 10$), приведенное выше выражение принимает упрощенный вид

$$d_{n,n+1} = 1,27r_1 \quad (14)$$

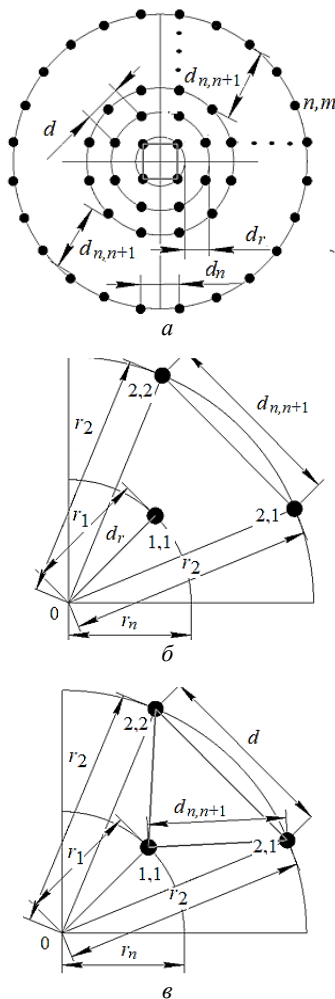


Рис. 3. Геометрическое представление радиальной структуры (расстояние между элементами на соседних окружностях) – а; определение координат для радиальной структуры при расстоянии: минимальном – б; максимальном – в

Расчет характеристик направленности антенной решетки

Проведем оценку точности полученных выражений. В качестве примера примем шаг по радиальной координате $d_r = 1\lambda$. Расчет приведем в длинах волн (табл. 1).

Таблица 1

Значения расстояния между излучателями на соседних окружностях

$d_{n,n+1}/\lambda$	Полная формула (11)	Приближенная формула (13) (ошибка в %)	Упрощенная формула (14) (ошибка в %)
$d_{1,2}/\lambda$	0,15	0,15 (0,0%)	0,191 (4,1%)
$d_{2,3}/\lambda$	0,171	0,172 (0,1%)	0,191 (2,0%)
$d_{3,4}/\lambda$	0,178	0,178 (0,0%)	0,191 (1,3%)
$d_{4,5}/\lambda$	0,181	0,182 (0,1%)	0,191 (1,0%)
$d_{5,6}/\lambda$	0,183	0,183 (0,0%)	0,191 (0,8%)

Тогда с точностью до 0,1% возможно использование приближенной формулы (13) для расчета расстояния между ближайшими излучателями на соседних окружностях. При увеличении же порядка окружности (свыше 3-й) упрощенная формула (14) дает ошибку менее 1%.

Также следует уточнить, по какому принципу необходимо выбирать геометрические параметры плоской АР с радиальной сеткой, если заданы электрические параметры антенны. Геометрические размеры (максимальный радиус раскрыва АР) определяются исходя из заданного коэффициента усиления (КУ) и коэффициента использования поверхности раскрыва (КИПР) антенны, который зависит от УБЛ. Исходя из сектора сканирования и условия отсутствия паразитных дифракционных максимумов, определяется шаг между излучателями по радиальной координате.

Рассмотрим пример реализации АР с радиальной структурой. Минимально возможное число излучателей представлено в табл. 2.

Таблица 2

Распределение излучателей на окружностях

Номер окружности n	Радиус n -й окружности	Длина n -й окружности	Количество излучателей на n -й окружности N_n в первом квадранте ($N_n/4$)	Общее количество излучателей на n -й окружности N_n ($N_n/4$)
1	$1r_1$	$2\pi r_1$	4 (1)	4 (1)
2	$2r_1$	$4\pi r_1$	8 (2)	12 (3)
3	$3r_1$	$6\pi r_1$	12 (3)	24 (6)
4	$4r_1$	$8\pi r_1$	16 (4)	40 (10)
5	$5r_1$	$10\pi r_1$	20 (5)	60 (15)
...
n	nr_1	$2\pi nr_1$	$4n$	$2n(1+n)$

Так как структура симметрична, то в скобках в крайней колонке указано количество излучателей в одном квадранте – $N_n/4$.

Структура данной АР приведена на рис. 4.

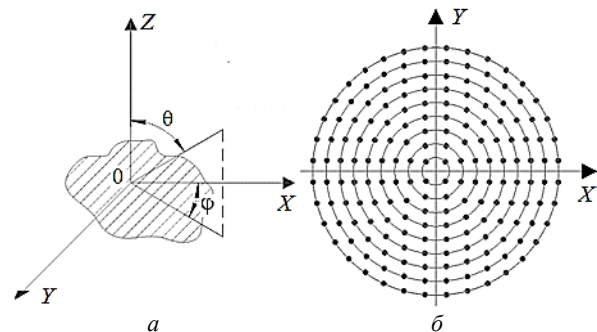


Рис. 4. Определение параметров в сферической системе координат – а; апертура плоской АР с радиальной структурой для круглого раскрыва – б

Данная АР содержит 180 излучающих элементов, расположенных на девяти равномерно удаленных друг от друга окружностях. Диаграмма направленности (ДН) АР в разных плоскостях обзора ϕ представлена на рис. 5.

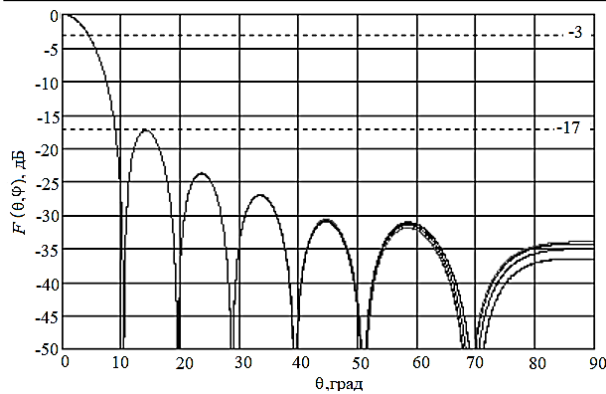


Рис. 5. ДН АР в плоскостях $\varphi = 0, 15, 30, 45, 90^\circ$, где $F(\theta, \varphi)$ – ДН АР; θ, φ – текущие угловые координаты

Из рис. 5 следует, что ДН в различных плоскостях обзора с высокой точностью совпадают, разница наблюдается лишь на уровне порядка -35 дБ. Данный факт указывает на наличие одинакового влияния геометрии и структуры АР на характеристику излучения. Следовательно, по известному методу эквивалентного линейного излучателя для двумерных структур [15] линейное амплитудное распределение идентично во всех плоскостях, что позволяет снизить неравномерность ДН для различных углов обзора φ по сравнению с другими структурами АР [16]. Тем самым можно утверждать, что описанные закономерности ДН АР, отмеченные по результатам расчета конкретного примера, будут сохраняться и при любых количествах окружностей в то время как снижение неравномерности ДН для различных углов обзора φ невозможно при использовании известных структур АР, таких как прямоугольная и гексагональная.

Заключение

В работе рассмотрена эквидистантная радиальная структура плоской АР, получены основные соотношения для расчета шага по радиальной и угловой координатам, рассчитаны минимальные и максимальные линейные расстояния для соседних излучателей, что необходимо при физической реализации антенны. Отмечены преимущества данной структуры (идентичность формы ДН АР во всех плоскостях обзора φ) в сравнении с известными: прямоугольной и гексагональной сетками. Также данная структура, в отличие от известных, предполагает дальнейший синтез геометрических параметров путем синхронного перемещения излучателей по произвольной n -й окружности и по их комбинациям.

Литература

1. Воскресенский Д.И. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток / Д.И. Воскресенский, В.И. Степаненко. – М.: Радиотехника, 2003. – 632 с.
2. Марков Г.Т. Антенны: учеб. для студентов радиотехнических специальностей вузов / Г.Т. Марков, Д.М. Сазонов. – М.: Энергия, 1975. – 528 с.

3. Abdelmadjid R. Concentric Ring Arrays Optimization Using the Spiral Inspired Technique // Algerian Journal of Signals and Systems. – 2018. – Vol. 3. – P. 10–21.

4. Kleiman A. Constant-Beamwidth Beamforming with Concentric Ring Arrays / A. Kleiman, I. Cohen, B. Berdugo // MDPI. – 2021. – Vol. 4. – P. 1–19.

5. Chatterjee A. Differential Evolution and Genetic Algorithm for Sidelobe Reduction of a Concentric Ring Arrays Antenna by Radial Variation of Amplitudes with Fixed and Variable First Null Beamwidth / A. Chatterjee, G.K. Mahanti // International Journal on Electrical Engineering and Informatics. – 2012. – Vol. 4, No. 1. – P. 1–14.

6. Бененсон Л.С. Антенные решетки. Методы расчета и проектирования. Обзор зарубежных работ / Л.С. Бененсон, В.А. Журавлев, С.В. Попов, Г.А. Постнов. – М.: Сов. радио, 1966. – 368 с.

7. Хансен Р.К. Сканирующие антенные системы СВЧ. – Т. 1. – М.: Сов. радио, 1966. – 536 с.

8. Хансен Р.К. Сканирующие антенные системы СВЧ. – Т. 2. – М.: Сов. радио, 1969. – 496 с.

9. Хансен Р.К. Сканирующие антенные системы СВЧ. – Т. 3. – М.: Сов. радио, 1971. – 464 с.

10. Balanis C. Antenna theory: Analysis and Design. – John Wiley & Sons, INC., 1997. – 959 p.

11. Андрусевич Л.К. Антенны и распространение радиоволн / Л.К. Андрусевич, А.А. Ищук, К.А. Лайко. – Новосибирск: НГТУ, 2006. – 396 с.

12. Верещагин Е.М. Антенны и распространение радиоволн. – М.: Воениздат, 1964. – 240 с.

13. Зелкин Е.Г. Методы синтеза антенн / Е.Г. Зелкин, В.Г. Соколов. – М.: Сов. радио, 1980. – 296 с.

14. Зелкин Е.Г. Задачи синтеза антенн и новые методы их решения. – Кн. 1 / Е.Г. Зелкин, В.Ф. Кравченко. – М.: ИПРЖР, 2002. – 72 с.

15. Филимонова Ю.О. Синтез амплитудных распределений антенных решеток с повышенным коэффициентом использования поверхности раскрытия: дис. ... канд. техн. наук. Спец. 05.12.07 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии. – Томск, 2015. – 162 с.

16. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ: учеб. для радиотехнических специальностей вузов. – М.: Высшая школа, 1988. – 432 с.

Базанова Анастасия Дмитриевна

Магистрант каф. конструирования и технологии радиоэлектронных средств (КТРС) Новосибирского государственного технического университета (НГТУ) Карла Маркса пр., 20, г. Новосибирск, Россия, 630073
Тел.: +7 (913-9) 21-51-40
Эл. почта: adbazanova@yandex.ru

Лайко Константин Алексеевич

Канд. техн. наук, доцент каф. КТРС НГТУ Карла Маркса пр., 20, г. Новосибирск, Россия, 630073
Тел.: +7 (383-3) 46-06-33
Эл. почта: play-byte@mail.ru

Филимонова Юлия Олеговна

Канд. техн. наук, доцент каф. КТРС НГТУ Карла Маркса пр., 20, г. Новосибирск, Россия, 630073
Тел.: +7 (383-3) 46-06-33
Эл. почта: jul7788@mail.ru

Bazanova A.D., Laiko K.A., Filimonova Yu.O..

Structure of a flat equidistant antenna array with a radial grid

The article proposes to consider the radial structure of the placement of radiating elements in the nodes of a flat equidistant antenna array. The known variants of rectangular and hexagonal structures of elements placement in flat antenna arrays are considered. The main calculated ratios of parameters for the radial structure of the pitch are given as well as the linear distances between the emitters in various orthogonal directions, along the radial and angular components. For the proposed structure, using a specific example of an antenna array consisting of nine circles, with a total number of 180 emitters and a uniform amplitude distribution, the radiation patterns in three-dimensional space are calculated, that are represented on the drawing plane by various sections along the angular coordinate φ with a step of 15° . The proposed radial structure, unlike the known ones, ensures the identity of the DN with minimal discrepancies from each other in different planes φ at the level of -35 dB.

Keywords: antenna array, antenna array aperture, radiation pattern, radiating elements, side lobe level, antenna array pitch, radial structure.

DOI: 10.21293/1818-0442-2022-25-2-13-17

References

1. Voskresenskij D.I., V.I. Stepanenko. *Ustrojstva SVCH i anteny. Proektirovanie fazirovannykh antennykh reshetok* [Microwave devices and antennas. Design of phased antenna arrays]. Moscow, Radiotekhnika, 2003, 632 p.
2. Markov G.T., Sazonov D.M. *Anteny. Uchebnik dlya studentov radiotekhnicheskikh special'nostej vuzov* [Textbook for students of radio engineering specialties of universities]. Moscow, Energiya, 1975, 528 p.
3. Abdelmadjid R. Concentric Ring Arrays Optimization Using the Spiral Inspired Technique. *Algerian Journal of Signals and Systems*, 2018, vol. 3, no. 1, pp. 10–21.
4. Kleiman A., Cohen I., Berdugo B. Constant-Beamwidth Beamforming with Concentric Ring Arrays. *MDPI*, 2021. vol. 4, no. 1, pp. 1–19.
5. Chatterjee A., Mahanti G.K. Differential Evolution and Genetic Algorithm for Sidelobe Reduction of a Concentric Ring Arrays Antenna by Radial Variation of Amplitudes with Fixed and Variable First Null Beamwidth. *International Journal on Electrical Engineering and Informatics*, 2012, vol. 4, no. 1, pp. 1–14.
6. Benenson L.S., Zhuravlev V.A., Popov S.V., Postnov G.A. *Antennye reshetki. Metody rascheta i proektirovaniya. Obzor zarubezhnykh rabot* [Antenna arrays. Methods of calculation and design. Overview of foreign works]. Moscow, Soviet Radio, 1966. 368 p.
7. Hansen R.K. *Skanirovuyushchie antennye sistemy SVCH. T. 1* [Scanning microwave antenna systems. Vol. 1]. Moscow, Soviet Radio, 1966. 536 p.
8. Hansen R.K. *Skanirovuyushchie antennye sistemy SVCH. T. 2* [Scanning microwave antenna systems. Vol. 2]. Moscow, Soviet Radio, 1969. 496 p.
9. Hansen R.K. *Skanirovuyushchie antennye sistemy SVCH. T. 3* [Scanning microwave antenna systems. Vol. 3]. Moscow, Soviet Radio, 1971. 464 p.
10. Balanis C. *Antenna theory: Analysis and Design*. John Wiley & Sons, INC, 1997, 959 p.
11. Andrusevich L.K., Ishchuk A.A., Lajko K.A. *Antenny i rasprostraneniye radiovoln* [Antennas and radio wave propagation]. Novosibirsk, NSTU, 2006, 396 p.
12. Vereshchagin E.M. *Antenny i rasprostraneniye radiovoln* [Antennas and radio wave propagation]. Moscow, Voenizdat, 1964, 240 p.
13. Zelkin E.G., Sokolov V.G. *Metody sinteza antenn* [Methods of antenna synthesis]. Moscow, Soviet Radio, 1980, 296 p.
14. Zelkin E.G., Kravchenko V.F. *Zadachi sinteza antenn i novye metody ih resheniya. Kn. 1* [Problems of antenna synthesis and new methods of their solution. Book 1]. Moscow, IPRZHR, 2002, 72 p.
15. Filimonova YU.O. *Sintez amplitudnykh raspredeleniy antennykh reshetok s povyshennym koefitsientom ispol'zovaniya poverhnosti raskryva. Dissertatsiya na soiskanie uchenoj stepeni kandidata tekhnicheskikh nauk. Spec. 05.12.07-Antenny, SVCH-ustrojstva i ih tekhnologii*. [Synthesis of amplitude distributions of antenna arrays with increased utilization of the opening surface. Dissertation for the degree of Candidate of Technical Sciences. Spec. 05.12.07-Antennas, microwave devices and their technologies.]. Tomsk, 2015, 162 p. (in Russ.).
16. Sazonov D.M. *Antenny i ustrojstva SVCH: Uchebnik dlya radiotekhnicheskikh special'nostej vuzov* [Antennas and microwave devices: Textbook for radio engineering majors of universities]. Moscow, Vysshaya Shkola, 1988, 432 p.

Anastasia D. Bazanova

Master student

Department of Design and Technology of Radio-electronic Means Novosibirsk State Technical University (NSTU)

20, Karl Marx pr., Novosibirsk, Russia, 630073

Phone: +7 913-921-51-40

Email: adbazanova@yandex.ru

Konstantin A. Laiko

Doctor of Science in Engineering, Assistant Professor

Department of Design and Technology of Radio-electronic Means NSTU

20, Karl Marx pr., Novosibirsk, Russia, 630073

Phone: +7 (383-3) 46-06-33

Email: play-byte@mail.ru

Yulia O. Filimonova

Doctor of Science in Engineering, Assistant Professor

Department of Design and Technology of Radio-electronic Means NSTU

20, Karl Marx pr., Novosibirsk, Russia, 630073

Phone: +7 (383-3) 46-06-33

Email: jul7788@mail.ru

УДК 621.372.88

Т.С. Осипенко, Ю.В. Крылов

Исследование широкополосного компактного излучателя этажерочного типа

Выполнен расчет излучателя этажерочного типа, приведены результаты его моделирования и экспериментального исследования параметров физического макета в виде зависимостей КУ, КСВ, ДН и КЭ в диапазоне частот. Конструктивно излучатель состоит из 2 металлических дисков, установленных на опоры, один из которых расположен на диэлектрической подложке. Исследован макет разработанного излучателя. Проведены измерения КУ, КСВ, ДН и КЭ изготовленного макета. Разработанный излучатель не уступает известным аналогам излучателей, используемым в составе многолучевых антенн в части РТХ, а также имеет преимущество над ними, а именно наименьший вертикальный габаритный размер, что является одним из важнейших критериев при выборе типа излучателя.

Ключевые слова: микрополосковый излучатель, излучатель этажерочного типа, компактный излучатель, излучатель многолучевой антенны.

DOI: 10.21293/1818-0442-2022-25-2-18-21

В настоящее время проявляется большой интерес к радиолокационным системам, которые работают в широких полосах частот с сигналами различных поляризаций. Излучатели, входящие в состав облучающих систем гибридных зеркальных антенн (ГЗА) и фазированных антенных решёток (ФАР), должны отвечать требованию по широкополосности их работы, а именно ширина полосы частот должна быть не менее 20% [1–3].

В большинстве случаев к излучателям кроме требований к их РТХ, а именно широкополосности их работы, низким вносимым потерям и широконаправленной ДН, также предъявляются требования по низкопрофильности собственной конструкции (малые значения вертикального габарита, не более одной длины волны). Данные требования следуют из непосредственного применения в составе облучающей системы (ОС). В случае применения излучателей в качестве элементов ОС ГЗА в составе космического аппарата (КА) важно, чтобы конструкция ОС имела возможность к трансформации. В связи с этим возникают ограничения вертикальных размеров излучателей ввиду необходимости их компоновки в трансформируемой конструкции ОС, находящейся в транспортировочном положении в составе КА [4–6].

Описание конструкции разработанного излучателя

Для перспективного КА был разработан излучатель этажерочного типа. Моделирование такого излучателя, применение которого возможно в составе ОС ГЗА, проводилось на основе ПО CST Microwave Studio. Для обеспечения требуемых характеристик антенны одиночный излучатель ОС должен обеспечивать работу в широком рабочем диапазоне частот 1900–2400 МГц и формировать широконаправленную ДН в пределах углов облучения рефлектора.

Излучатель состоит из двух круглых проводящих пластин на диэлектрической подложке.

Разработанный излучатель показан на рис. 1 и представляет собой оригинальную конструкцию, состоящую из верхнего металлического диска 1, установленного на опоры 8. С обратной стороны опоры 8 устанавливаются на диэлектрическую подложку 4. К подложке 4 прикрепляется нижний металлический диск 2. На диске 2 вырезаны две металлические площадки 7 квадратной формы для запитки излучателя таким образом, чтобы между ними и диском 2 был воздушный зазор [7, 8].

Диэлектрическая подложка 4 с помощью опор 9 крепится к экрану 3. При электродинамическом моделировании излучателя использовалась диэлектрическая подложка с диэлектрической проницаемостью материала, равной 4,4. Излучатель при транспортировке крепится при помощи опор 10. Опоры 8, 9 изготовлены из стеклотекстолита, опоры 10 – из металла.

Излучатель запитывается с помощью металлических стержней 5, проходящих насквозь через экран 3 и подложку 4 и запаивающихся по центру площадок 7. Металлические стержни на другом конце соединены с ВЧ-разъемами 6. На рис. 1 показан внешний вид излучателя. Использование двух излучающих поверхностей в форме диска (см. рис. 1, 1 и 2), связанных друг с другом посредством электромагнитной связи, позволяет обеспечивать двухдиапазонный или широкополосный режим работы в случае сближения их резонансных частот [9].

Моделирование излучателя

Для обеспечения широкополосных характеристик связь между излучающими дисками является критичным параметром: если она слишком слабая (значительное расстояние между излучающими дисками), то резонанс, вносимый верхним диском, будет незаметен на входной характеристике антенны S11, а в случае если связь будет слишком сильная (минимальное расстояние между дисками), то будут ярко выражены две резонансные частоты, отстоящие друг от друга тем дальше, чем сильнее эта связь [10–13].

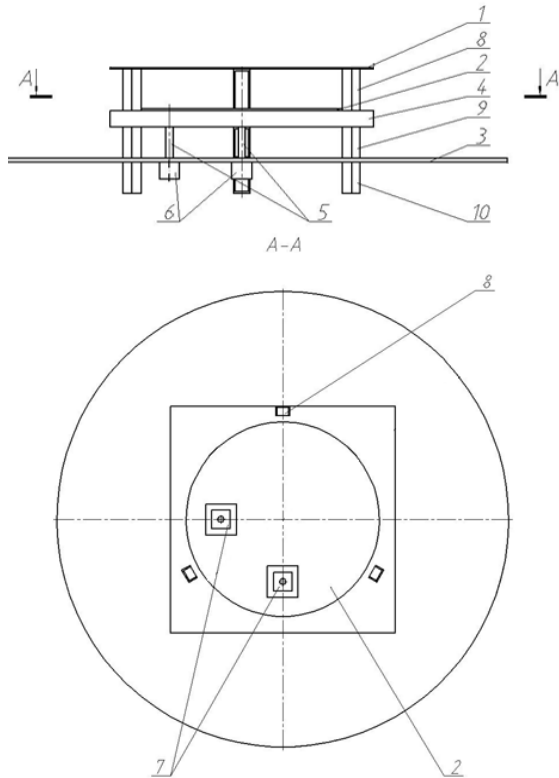


Рис. 1. Излучатель этажерочного типа: 1 – верхний диск; 2 – нижний диск; 3 – экран; 4 – подложка; 5 – питающие стержни; 6 – ВЧ-соединитель; 7 – контактные площадки; 8 – диэлектрические опоры

Известно, что снижение добротности микрополоскового или полоскового излучателя приводит к расширению полосы его рабочих частот. Подложка среднего диска, по сути, является композитной и состоит из воздушного и диэлектрического слоев достаточно большой высоты для обеспечения широкополосного режима работы. С другой стороны, использование таких подложек и, как следствие, запитывающих стержней (5, см. рис. 1) большей длины приводит к увеличению индуктивной составляющей входного импеданса антенны. Для компенсации данного эффекта стержни присоединяются гальванически не напрямую к диску (2, см. рис. 1), а к квадратным площадкам (7, см. рис. 1) в его составе, соединенным через небольшой зазор с этим диском электромагнитной, преимущественно емкостной связью [14, 15].

Частотная зависимость КСВ излучателя, полученная по результатам моделирования, представлена на рис. 2.

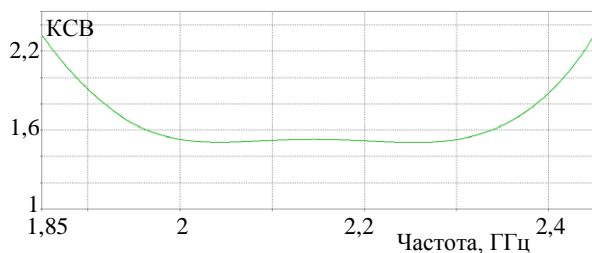


Рис. 2. Частотная зависимость КСВ излучателя

Экспериментальные исследования

Измерение КСВ макета излучателя (рис. 3) проводилось с каждого выхода в рабочем диапазоне частот, а также с выхода делителя мощности, подключенного к двум его входам.

Измерение КЭ по оси, ДН и ширины ДН по уровню -3 дБ макета излучателя проводилось с выхода делителя мощности на центральной и крайних частотах рабочего диапазона [16].

Результаты измерения КСВ макета излучателя с диэлектрической подложкой из СТЭФ-У с номинальными размерами опор (соответствующим расчетным размерам) представлены на рис. 4.

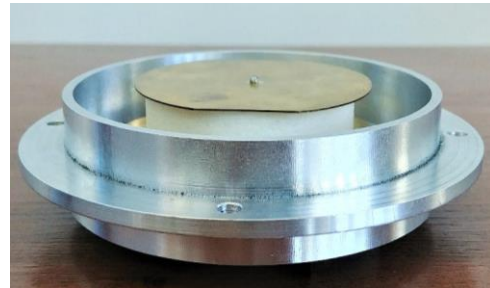


Рис. 3. Внешний вид макета излучателя

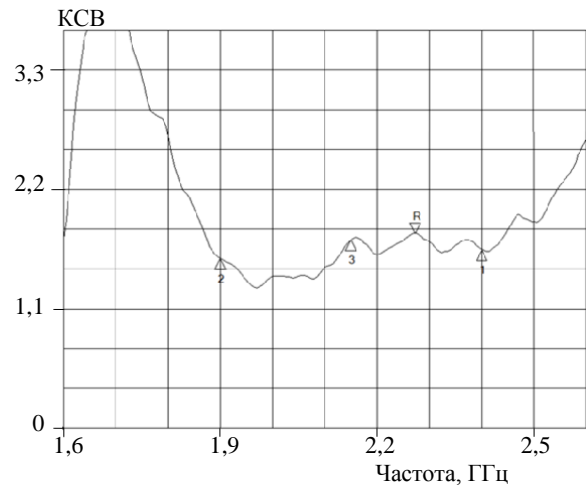


Рис. 4. КСВ настроенного макета излучателя

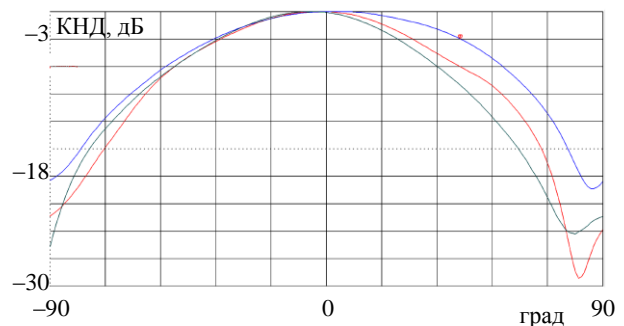


Рис. 5. ДН макета излучателя

По рис. 5 можно сделать вывод – излучатель формирует ДН шириной не более $\pm 50^\circ$ по уровню -3 дБ.

На рис. 6 приведена частотная зависимость КУ по оси макета излучателя в рабочем диапазоне частот.

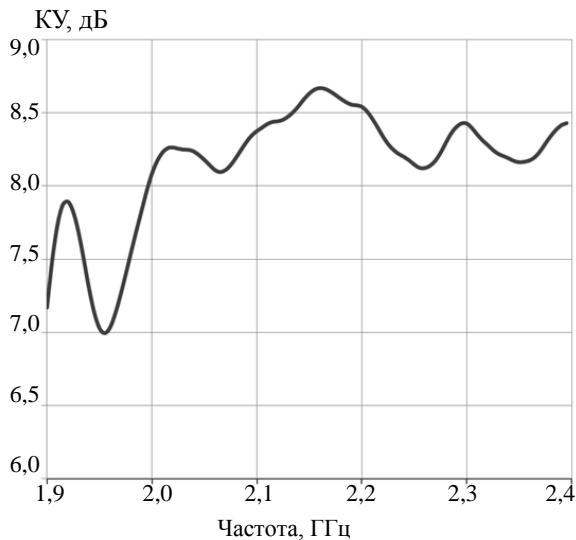


Рис. 5. Частотная зависимость КУ макета излучателя

В таблице приведены значения КЭ макета излучателя для центральной и крайних частот рабочего диапазона по оси и под углами $\pm 30^\circ$.

Значения КЭ макет излучателя

Частота, МГц	Угол		
	-30°	0°	30°
1900	0,81	0,74	0,76
2150	0,77	0,74	0,78
2400	0,69	0,60	0,63

Заключение

Рассмотрен разработанный излучатель этажерочного типа, предназначенный для использования в составе многолучевых антенн (ГЗА и ФАР). В ходе экспериментальных исследований были получены частотная зависимость КУ, частотная зависимость КСВ и ДН макета излучателя. Максимальное значение КСВ в диапазоне рабочих частот составило 1,81 (см. рис. 4). КСВ макета излучателя, полученный при моделировании, не более 1,8. Минимальное значение КУ макета излучателя в диапазоне рабочих частот составило не менее 7 дБ (см. рис. 5).

Разработанный излучатель не уступает известным аналогам излучателей, используемым в составе многолучевых антенн (ГЗА и ФАР) в части РТХ, а также имеет преимущество над ними, а именно наименьший вертикальный габаритный размер, что является одним из важнейших критериев при выборе типа излучателя.

Литература

1. Girlish K. Broadband Microstrip Antennas / K. Girlish, K.P. Kumar. – Boston; London, 2003. – 135 p.
2. Юрцев О.А. Спиральные антенны / О.А. Юрцев, А.Н. Казарин, А.В. Рунов. – М.: Сов. радио, 1974. – С. 239–257.
3. Панченко Б.А. Микрополосковые антенны / Б.А. Панченко, Е.И. Нефёдов. – М.: Радио и связь, 1986. – С. 27–29.
4. Драбкин А.Л., Антенно-фидерные устройства / А.Л. Драбкин, В.Л. Зузенко. – М.: Сов. радио, 1977. – С. 688–694.

5. Miligan T.A. Modern antenna design. – 2nd ed. – USA, Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2005. – P. 535–538.

6. Фельдштейн А.Л. Справочник по элементам волноводной техники / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич, В.П. Смирнов. – М.: Связь, 1967. – С. 135–140.

7. Воскресенский Д.И. Антенны / Д.И. Воскресенский, В.С. Филиппов. – М.: Радио и связь, 1985. – Вып. 32. – С. 4–17.

8. Pozar D.M. Radiation on scattering from a microstrip patch on a uniaxial substrate // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1987. – Vol. 35. – P. 613–621.

9. Zhi Ning Chen // Broadband Planar Antennas. Design and Applications. – John Wiley & Sons, 2006. – 242 p.

10. Lo Y.T. Theory and experiment on microstrip antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1979. – Vol. 27. – P. 137–145.

11. Кисель Н.Н. Оптимизация параметров комбинированной микрополосковой антенны / Н.Н. Кисель, С.Г. Грищенко, Д.А. Кардос // Изв. ЮФУ. Технические науки (Ростов н/Д). – 2012. – Вып. 11. – С. 25–31.

12. Панченко Б.А. Характеристики излучения полосковых антенн на подложках ограниченных размеров / Б.А. Панченко, Ю.Б. Нечаев. – Воронеж: ВГУ, 1992. – 91 с.

13. Pues M. Accurate transmission line model for the rectangular microstrip antenna // IEE Proceeding. – 1984. – Vol. 131. – P. 334–340.

14. Munson R.E. Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1974. – Vol. 22. – P. 84–88.

15. Нечаев Ю.Б. Электродинамические характеристики одно- и многослойных микрополосковых антенн на плоском экране / Ю.Б. Нечаев, Д.Н. Борисов, М.А. Панкова // Теория и техника радиосвязи. Спец. выпуск. – 2009. – Вып. 5. – С. 45–54.

16. March S.L. Phase velocity compensation in parallel-coupled microstrip // Microwave Symposium Digest. – 1982. – P. 410–412.

Осипенко Тихон Сергеевич

Инженер-конструктор АО «Информационные спутниковые системы» им. акад. М.Ф. Решетнева»
Ленина ул., 52, г. Железнодорожск, Россия, 662970
Тел.: +7-950-978-05-42
Эл. почта: osipenko987@gmail.com

Крылов Юрий Валерьевич

Вед. инженер-конструктор, АО «Информационные спутниковые системы» им. акад. М.Ф. Решетнева»
Ленина ул., 52, г. Железнодорожск, Россия, 662970
Тел.: +7-923-305-05-56
Эл. почта: unker007@mail.ru

Osipenko T.S., Krylov Y.V.

Broadband compact transducer of shelf type

Simulation has been carried out and its results of calculation of the “shelf” type emitter have been presented. The design of this emitter consists of two metal disks mounted on supports, one of which is located on a dielectric substrate. The layout of the developed emitter is investigated. Measurements of KU, SWR, DN and CE of the manufactured model were carried out. The developed radiator is not inferior to the well-known analogues of emitter used as part of multibeam antennas in

terms of REC, and also has advantages over them, namely a smaller vertical overall dimension, which is one of the most important criteria when choosing the type of radiator.

Keywords: microstrip radiator, shelf type radiator, compact radiator, multibeam antenna radiator.

DOI: 10.21293/1818-0442-2022-25-2-18-21

References

1. Girlish K., Kumar K.P. *Broadband Microstrip Antennas*. Boston, London, 2003. 135 p.
2. Yurtsev O.A., Kazarin A.N., Runes A.V. *Spiral Antennas*. Moscow, Soviet radio, 1974, pp. 239 – 257.
3. Panchenko B.A., Nefyodov E.I. *Microstrip antennas*. Moscow, *Radio and Communication*, 1986, pp. 27–29.
4. Drabkin A.L., Zuzenko V.L. *Antenna-feeder devices*. Soviet Radio, 1977, pp. 688–694.
5. Miligan T.A. *Modern antenna design*. 2nd edition. USA, Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2005, pp. 535–538.
6. Feldstein A.L., Yavich L.R., Smirnov V.P. Handbook on the elements of waveguide technology. *Communication*, 1967, pp. 135–140.
7. Voskresensky D.I., Filippov V.S. *Antennas*. *Radio and Communication*, 1985, vol. 32, pp. 4–17.
8. Pozar D.M. Radiation on scattering from a microstrip patch on a uniaxial substrate. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1987, vol. 35, pp. 613–621.
9. Zhi Ning Chen. *Broadband Planar Antennas. Design and Applications*. John Wiley & Sons, 2006, 242 p.
10. Lo Y.T. Theory and experiment on microstrip antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1979, vol. 27, pp. 137–145.
11. Kisel N.N., Grishenko S.G., Cardos D.A. Optimization of the parameters of the combined microstrip antenna. *Izvestiya SFedU. Engineering Sciences (Rostov-on/D)*, 2012, iss. 11, pp. 25–31.

12. Panchenko B.A., Nechaev Yu.B. *Radiation characteristics of strip antennas on substrates of limited sizes*. Voronezh, VGU, 1992. 91 p.

13. Pues M. Accurate transmission line model for the rectangular microstrip antenna. *IEE Proceeding*, 1984, Vol. 131, pp. 334–340.

14. Munson R.E. Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1974, vol. 22, pp. 84–88.

15. Nechaev Yu.B., Borisov D.N., Pankov M.A. Electrodynamic characteristics of single and multilayer microstrip antennas on a flat screen. *Theory and Technology of Radio Communication. Special issue*, 2009, vol. 5, pp. 45–54.

16. March S.L. Phase velocity compensation in parallel-coupled microstrip. *Microwave Symposium Digest*, 1982, pp. 410–412.

Tikhon S. Osipenko

Design Engineer, JSC «Information Satellite Systems» named after academician M.F. Reshetnev
52, Lenin st., Zheleznogorsk, Russia, 662970
Phone: +7-950-978-05-42
Email: osipeenko987@gmail.ru

Yuriy V. Krylov

Leading Design Engineer, JSC «Information Satellite Systems» named after academician M.F. Reshetnev
52, Lenin st., Zheleznogorsk, Russia, 662970
Phone: +7-923-305-05-56
Email: unker007@mail.ru

УДК 621.396.41

М. Исса, Д.Я. Суханов

Разработка и анализ системы с множеством излучателей и множеством приёмников для исследовательских целей

Системы с множеством излучателей и множеством приёмников (Multiple Input Multiple Output – MIMO) играют ключевую роль в современных устройствах беспроводной связи. MIMO применяется в беспроводных сетях для повышения пропускной способности канала и надежности передачи. Разработка модулей для системы MIMO позволит ускорить исследования в области совершенствования систем связи. В статье представлен анализ приёмной аналоговой радиочастотной цепи на уровне блоков в системе MIMO в соответствии с требованиями стандарта Long-Term Evolution 3GPP. Проведено аналитическое и численное исследование аналоговой приёмной части. Результаты показывают, что предлагаемая конфигурация системы с хорошим запасом отвечает заданным требованиям. Проведено численное моделирование работы системы 4×4 MIMO в условиях прямой видимости. С учетом влияния только шума приемника получена кривая, определяющая зависимость вероятности ошибки от расстояния между передатчиком и приемником в условиях прямой видимости. Используя эту кривую, можно определить расстояние, соответствующее заданной вероятности ошибки для заданных размеров апертур передающей и приемной решёток.

Ключевые слова: MIMO, приёмник, передача данных, LTE, коэффициент шума, линейность.

DOI: 10.21293/1818-0442-2022-25-2-22-28

Системы связи на основе множества излучателей и множества приёмников (MIMO) применяются в беспроводных сетях для повышения пропускной способности канала и надежной передачи. MIMO может обеспечить разнообразие путей распространения волн, что повышает надежность связи [1]. Пространственное мультиплексирование также может использоваться в MIMO, позволяя использовать одну и ту же полосу частот одновременно для нескольких потоков/пользователей, значительно улучшая спектральную эффективность [2].

Развитие системы MIMO сопровождалось решением многих проблем и задач, таких как повышение пропускной способности [3] и манипуляция средой распространения [4, 5], в дополнение к другим проблемам в области кодирования и модуляции [6]. Практическая реализация системы MIMO необходима для проверки предлагаемых методов кодирования и обработки сигналов, в том числе для проведения научно-исследовательской и учебной работы.

Представлены проектирование, аналитическое и численное исследование приёмного тракта системы MIMO для исследовательской и академической работы с учетом требований к производительности, описанных в стандарте Long-Term Evolution 3GPP [7].

Представлена оценка вероятности ошибки передачи данных в зависимости от нормированного расстояния прямой видимости для системы MIMO 4×4. Расчёт параметров выполнен с учётом минимальных требований стандарта LTE на основе метода, описанного в [8].

Теоретические основы

Технология MIMO основана на применении множества антенн в передатчике и приемнике для улучшения характеристик пространственного мультиплексирования и спектральной эффективности. На рис. 1 изображена схема цифровой системы связи на основе MIMO, где РЦП обозначает радиочастотную цепь передачи, РЦР – радиочастотную цепь приемника.

Использование технологии MIMO внедрялось последовательно в различных выпусках стандартов Long-Term Evolution (LTE) [7]. Поскольку конструкция передающей части менее сложна, детально рассмотрим только конструкцию аналоговой приемной части. Стандарт LTE определяет несколько частотных диапазонов, в которых может работать система MIMO. Для работы выбрана полоса частот приема 2110–2170 МГц.

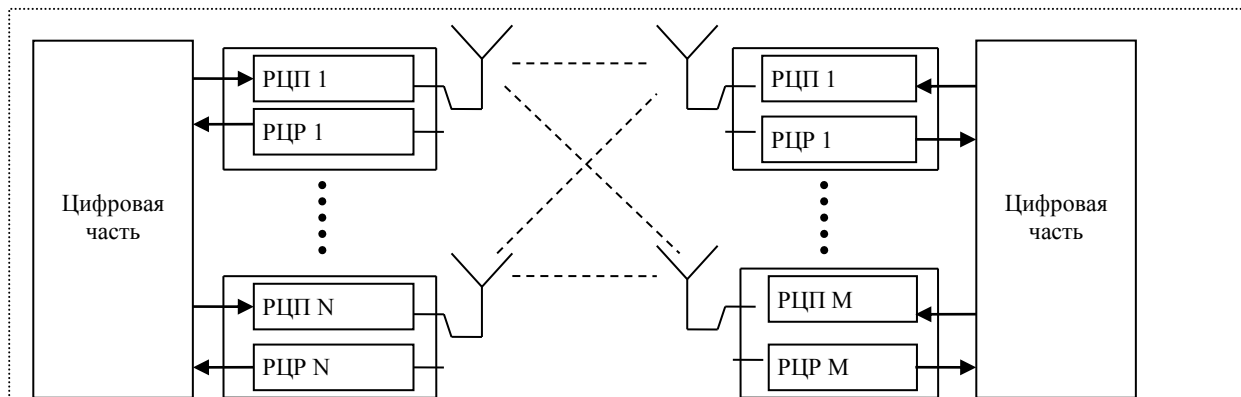


Рис. 1. Система передачи данных на основе технологии множества излучателей и множества приёмников (MIMO)

Таблица 1

Минимальные требования стандарта LTE			
Стандарт LTE – [2110–2170] МГц, ширина полосы сигнала 5 МГц			
Чувствительность, дБм	-101,5	Динамический диапазон	>77
Уровень соседних каналов, дБм	-52	Подавление помех	-56 @ ±7,5 МГц
Паразитное излучение, дБм/1 МГц	-47	Требования к интермодуляции с двумя помехами (на входе – I _{in})	-52 дБм @ ±7,5 МГц -52 дБм @ ±17,5 МГц

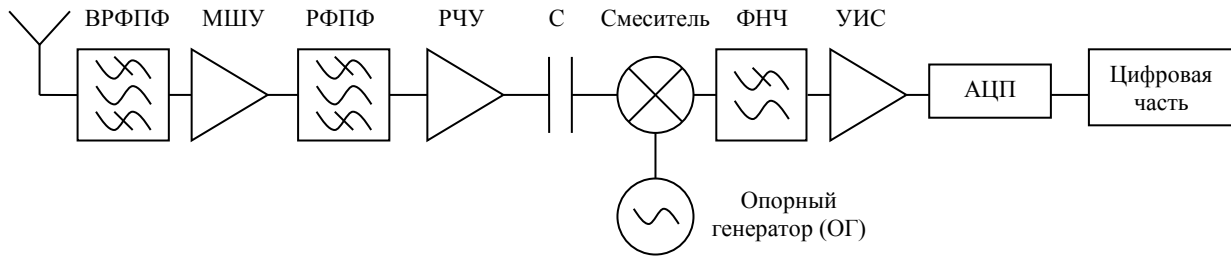


Рис. 2. Общая структура Zero-IF-приёмника

Минимальные требования, указанные в стандарте LTE для приемной части, приведены в табл. 1 с учетом полосы пропускания канала, равной 5 МГц. В дополнение к требованиям к производительности следует выбрать архитектуру приемника. При работе с системами с широкой полосой пропускания предпочтительно использовать архитектуру Zero-IF, т.е. принять промежуточную частоту равной нулю, поскольку удаление постоянного смещения с помощью режекторного фильтра или связи по переменному току не вызовет значительных потерь [9–11]. Структура Zero-IF показана на рис. 2.

На рис. 2 ВРФПФ обозначает входной радиочастотный полосовой фильтр; МШУ – малошумящий усилитель; РФПФ – радиочастотный полосовой фильтр; РЧУ – радиочастотный усилитель; С – конденсатор; ОГ – опорный генератор; ФНЧ – фильтр нижних частот; УИС – усилители в полосе исходного информационного сигнала; АЦП – аналого-цифровой преобразователь; РЧ – радиочастота.

В следующих параграфах используются сокращения: NF_{Rx} – коэффициент шума приемника; S_{min} – требуемая чувствительность; BW – ширина полосы сигнала; IMD_m – m -е интермодуляционное искажение; SNR – отношение сигнал к шуму; CL – связанные линии.

Вычисление параметров системы

Рассмотрим полосу пропускания сигнала 5 МГц, $SNR = -1,7$ дБ, модуляция QPSK с кодовой избыточностью (code rate) = 1/4. Можно рассчитать параметры приемника, используя аналитические соотношения [8]. Коэффициент шума всего приемника можно рассчитать по формуле

$$NF_{Rx} = 174 - 10 \lg(BW) + S_{min} - SNR = 174 - 10 \lg(5 \cdot 10^6) - 101,5 + 107 = 7,2 \text{ дБ.} \quad (1)$$

Для определения остальных параметров необходимо определить максимально допустимую деградацию полезного сигнала, вызванную шумом и/или помехой [8]:

$$D_{max} = S_d - SNR = -95,5 - (-1,7) = -93,8 \text{ дБм.} \quad (2)$$

Очевидно, D_{max} – это максимальный уровень шума и/или помех, который деградирует полезный сигнал до отношения сигнал/шум/помеха.

Фактически приемник имеет собственный шум, состоящий из теплового шума и шума, связанного с коэффициентом шума приемника. Собственный шум приемника, определяется как [8]

$$N_{nf} = -174 + NF_{Rx} + 10 \lg(BW) = -174 + 7,2 + 67 = -99,8 \text{ дБм.} \quad (3)$$

Поскольку приёмник имеет собственный шум N_{nf} , то допустимая деградация входного полезного сигнала определяется выражением [8]

$$D_a = 10 \lg \left(10^{\frac{D_{max}}{10}} - 10^{\frac{N_{nf}}{10}} \right) = 10 \lg \left(10^{\frac{-93,8}{10}} - 10^{\frac{-99,8}{10}} \right) = -95,1 \text{ дБм.} \quad (4)$$

В [7] указан желаемый уровень амплитуды полезного сигнала $S_d = S_{min} + 6 = -95,5$ дБм. Затем вычисляется входная точка пересечения интермодуляции третьего порядка по формуле [8]

$$IP_{3,min} = \frac{1}{2} [3I_{in} - D_a] = \frac{1}{2} [3(-52) - (-95,1)] = -30,5 \text{ дБм.} \quad (5)$$

Для приемника прямого преобразования обычно требуется очень высокая точка пересечения входного сигнала второго порядка (IP_2), чтобы избежать искажений сигнала второго порядка.

Низкочастотные продукты искажения второго порядка, генерируемые МШУ и/или РЧУ во входной части приемника, легко заблокировать с помощью радиочастотного полосового фильтра и небольшого конденсатора связи по переменному току, как показано на рис. 2.

Ключевым устройством, которое может доминировать в искажении второго порядка, является квадратурный смеситель понижения частоты в приемнике прямого преобразования.

После смесителя все цепи представляют собой низкочастотные цепи и не способны передавать высокочастотные помехи. Только продукты искажения второго порядка, создаваемые квадратурным преобразователем с понижением частоты, необходимо действительно учитывать в приемнике прямого преобразования.

Допустимый максимальный вклад шума/помехи на входе квадратурного понижающего преобразователя [8]

$$D_{\max} = S_d - CNR_{\min} + G_{bf}, \quad (6)$$

где G_{bf} – коэффициент усиления до смесителя. Если G_{bf} положить равным 31 дБ, тогда из (6) получим

$$D_{\max} = -95,5 - (-1,7) + 31 = -62,8 \text{ дБм}. \quad (7)$$

Уровень шума на входе смесителя $N_{\text{mrx_in}}$ может быть вычислен как

$$N_{\text{mrx_in}} = -174 + NF_{R\kappa} + 10\lg(BW) + G_{bf} = -174 + 7,2 + 10\lg(5 \cdot 10^6) + 31 = -68,8 \text{ дБм}. \quad (8)$$

Сравнивая (7) и (8), находим, что разница между допустимым максимальным уровнем вклада шума/помехи и реальным уровнем шума на входе понижающего преобразователя составляет 6 дБ.

Если положим уровень шума в сигнале, вызванного фазовым шумом опорного генератора и паразитного вклада, равным 2 дБ, то интермодуляционное искажение второго порядка после смесителя

$$IMD_{2_M\kappa\kappa} = N_{\text{mrx_in}} + 6 \text{ дБ} - 2 \text{ дБ} = -68,8 \text{ дБм} + 4 \text{ дБ} = -64,8 \text{ дБм}. \quad (9)$$

Тогда входная точка пересечения интермодуляции второго порядка для смесителя:

$$IP_{2_m\kappa\kappa} = 2I_{\text{mrx_in}} - IMD_{2_m\kappa\kappa} = 2(-52 + 31) - (-64,8) = 22,8 \text{ дБм}. \quad (10)$$

Избирательность по соседнему каналу и характеристика блокировки определяют способность приемника принимать полезный сигнал на присвоенной ему частоте канала в присутствии нежелательной помехи или соседних сигналов на заданных смещениях частоты от центральной частоты назначенного канала.

Избирательность по соседнему каналу и характеристики блокировки приемника определяются главным образом ослаблением фильтра канала, а также фазовым шумом и паразитными искажениями опорного генератора в полосе частот соседнего канала или вокруг источника нежелательных помех.

Полосовой фильтр и фильтр нижних частот

Для высокочастотного диапазона возможно разработать полосовой фильтр на основе технологии микрополосковых связанных линий [12], как показано на рис. 3. Полосовой фильтр выполнен на подложке FR4 ($\epsilon_r = 4,59 - H = 0,71 - \text{tg} \delta = 0,018$). Характеристики каждой связанной линии представлены в табл. 2.

Важно, чтобы полосовой фильтр имел резкую отсечку (рис. 4), чтобы гасить помехи вне полосы

приема. Вносимые потери можно компенсировать с помощью усилителей.

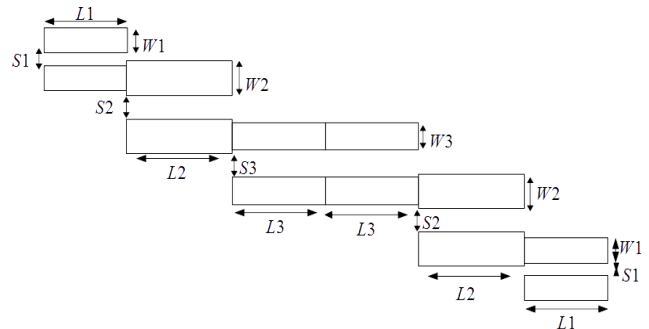


Рис. 3. Полосовой фильтр на связанных линиях

Таблица 2
Характеристики полосового фильтра на связанных линиях

	CL1	CL2	CL3	CL4	CL5	CL6
W_i , мм	1,11	1,22	1,10	1,10	1,22	1,11
S_i , мм	0,18	1,30	1,95	1,95	1,30	0,18
L_i , мм	19,11	18,94	18,95	18,95	18,94	19,11

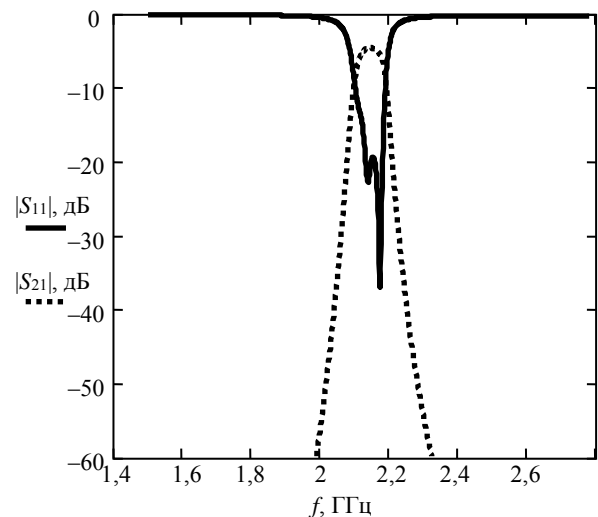


Рис. 4. Параметры S_{11} и S_{21} полосового фильтра

Канальный фильтр в Zero-IF – это фильтр нижних частот после понижающего преобразователя. Полоса пропускания ФНЧ должна соответствовать желаемой полосе пропускания сигнала (5 МГц). Это означает, что частота среза должна быть 2,5 МГц. Фильтр нижних частот можно спроектировать с помощью сосредоточенных элементов, как показано на рис. 5. Параметры фильтров показаны на рис. 6.

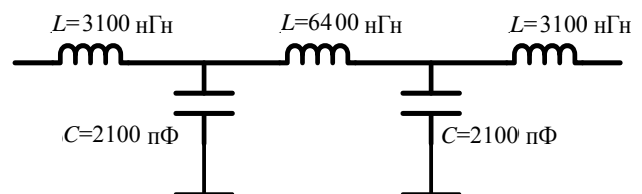


Рис. 5. Фильтр нижних частот на сосредоточенных элементах

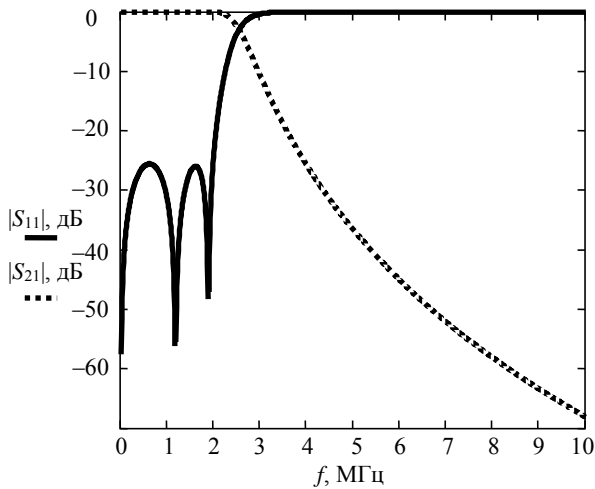


Рис. 6. Параметры S_{11} и S_{12} фильтра нижних частот

Распределение сигнала опорного генератора

Для распределения сигнала опорного генератора между приёмными цепями в системе ММО могут использоваться различные структуры [13]. В данной работе рассматривается схема генерации центральной несущей (рис. 7), которая предполагает применение одного генератора с фазовой автоподстройкой частоты (ФАПЧ), сигнал которого распределяется между смесителями с помощью делителя мощности.

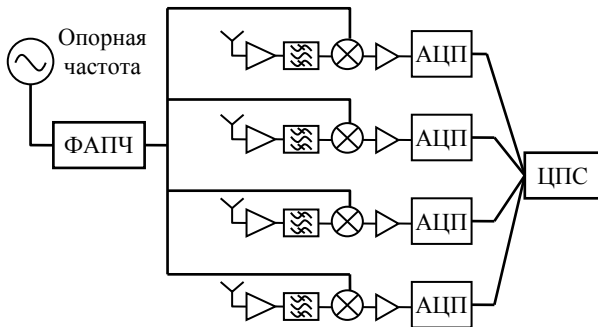


Рис. 7. Схема генерации центральной несущей

На рис. 7 ЦПС обозначает цифровой процессор обработки сигналов.

Предлагается применить делитель мощности Уилкинсона с 1 на 4 канала для распределения сигнала опорного генератора между 4 приёмными цепями в системе ММО 4×4 (рис. 8).

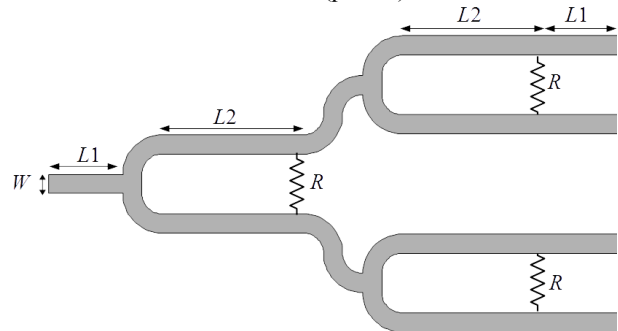


Рис. 8. Делитель мощности Уилкинсона с 1 на 4 канала

Для $W = 1,30$; $L1 = 5$; $L2 = 9,5$ мм, $R = 100$ Ом и подложки ($\epsilon_r = 4,59 - H = 0,71 - \text{tg} d = 0,018$) получается равное деление мощности на каждый канал (≈ -6 дБ).

Характеристики приёмных блоков

Для достижения заданных характеристик приемника необходимы надлежащее усиление, коэффициент шума и распределение входных точек пересечения третьего порядка по всей цепи приемника. Этого можно добиться с помощью различных компонентов. В табл. 3 представлено возможное решение с использованием существующих компонентов.

Валидация предложенной конфигурации

Предложенная конфигурация проверяется аналитически. Коэффициент шума, чувствительность, IP_3 , IP_2 , IMD рассчитываются и сравниваются с минимальными требованиями, рассчитанными в разделе «Вычисление параметров системы».

Коэффициент шума и чувствительность

Радиочастотный приемник состоит из множества каскадов (см. табл. 3). Каскадный коэффициент шума можно рассчитать по следующей каскадной формуле Харальда Фрииса [8, 12]:

$$NF_{Rx} = 10 \lg \left[10^{\frac{NF_1}{10}} + \sum_{i=2}^n \left(10^{\frac{NF_i}{10}} - 1 \right) / \prod_{j=1}^{i-1} 10^{\frac{G_j}{10}} \right]. \quad (11)$$

Таблица 3

Характеристики блоков

	ВРФПФ	МШУ	РФПФ	РЧУ	Смеситель	ФНЧ	УИС
	ПАВ фильтр	НМС374Е	CL	НМС639ST89	LTC5585	Сосредоточенные элементы	Операционный усилитель
Усиление, дБ	-2,5	17	-4,6	21,8	2,5	-0,5	36
IP_3 , дБм	-	18,5	-	13,9	25,7	-	20
NF, дБ	2,5	0,85	4,6	3,5	12,7	0,5	28
IP_2 смеситель, дБм	-	-	-	-	60	-	-
РФ/ОГ изоляция, дБ	-	-	-	-	58	-	-

Применяя (11), вычислим $NF_{Rx} = 4,4$ дБ. Это означает, что предложенная конфигурация даёт коэффициент шума лучше требуемого (1) на 2,8 дБ. Запас по коэффициенту шума также даёт запас по чувствительности 2,8 дБ.

Линейность

Величина IP_3 может быть вычислена по каскадной формуле [8, 12]

$$IP_3 = -10 \lg \left(\sum_{k=1}^n \left[\prod_{j=0}^{k-1} 10^{\frac{g_j}{10}} / 10^{\frac{IP_{m,k}}{10}} \right] \right). \quad (12)$$

Согласно (12), величина $IP_3 = -13,8$ дБм. Это означает, что предложенная конфигурация даёт лучший IP_3 с запасом 16,7 дБ. Согласно полученному значению, допустимый уровень помех на входе (5) равен $-40,9$ дБм, что означает наличие запаса в 11,1 дБ. Величина IP_2 для смесителя 60 дБм, что обеспечивает запас 37,2 дБ.

Полученные оценки показывают, что предложенная конфигурация с хорошим запасом соответствует минимальным требованиям стандарта LTE.

Численное моделирование MIMO

Было проведено численное моделирование рассмотренной системы для проверки правильности оценки коэффициента шума приёмника. Формировался сигнал с модуляцией QAM, который затем пропусклся через все каскады приемника. В каждом каскаде добавляется шум, пропорциональный коэффициенту шума каскада. Добавленный шум определяется по формуле [14]

$$\sigma^2 = K(\tau = 0), \quad (13)$$

где K – автокорреляционная функция стационарного случайного процесса, определяемая согласно теореме Винера–Хинчина:

$$K(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} W(\omega) \exp(-i\omega\tau) d\omega, \quad (14)$$

где $W(\omega)$ – энергетический спектр теплового шума, который примем постоянным в диапазоне частот $\omega \in [\omega_1, \omega_2]$:

$$W(\omega) = \frac{1}{\pi} kTR, \quad (15)$$

где k – постоянная Больцмана; T – эквивалентная температура $T = T_0 \cdot (10^{0,1 \cdot NF} - 1)$; $T_0 = 290$ К; R – сопротивление цепи, которое примем равным 50 Ом. За пределами диапазона частот $\omega \notin [\omega_1, \omega_2]$ будем считать $W(\omega) = 0$. Следовательно, из (13) и (14) получим

$$\sigma^2 = \frac{kTR}{\pi} (f_2 - f_1), \quad (16)$$

где $f_1 = \omega_1 / 2\pi$, $f_2 = \omega_2 / 2\pi$.

Численно смоделировано N реализаций сигналов, проходящих через приёмный тракт. Для каждой реализации вычислен скалярный коэффициент шума, вносимый приёмным трактом на основе дисперсии шума на выходе цепи согласно формуле

$$F = \sigma^2 \frac{\pi}{2 kT_0 R (f_2 - f_1)} + 1. \quad (17)$$

Для всех измерений средний коэффициент шума определяется по формуле [15]

$$L_{\bar{F}} = 10 \lg(\bar{F}), \quad (18)$$

где \bar{F} – среднее значение скалярного коэффициента шума, которое определяется как

$$\bar{F} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N F_n.$$

Из (18) для 1280 реализаций сигналов получено значение $L_{\bar{F}} = 4,608$ дБ. Неопределенность полученного значения вычисляется по формуле [15]

$$u_F(L_{\bar{F}}) = 10 \lg(1 + u(\bar{F})/\bar{F}), \quad (19)$$

где $u(\bar{F}) = \frac{S_W}{\sqrt{N}}$, и $S_W = \sqrt{\sum_{n=1}^N (F_n - \bar{F})^2 / (N-1)}$.

Расширенная неопределенность [15] определяется выражением

$$U(L_{\bar{F}}) = \gamma u_F(L_{\bar{F}}), \quad (20)$$

где коэффициент охвата γ определяется в зависимости от уровня достоверности. Для уровня достоверности равного 95%, $\gamma = 1,960$ [15] и $U(L_{\bar{F}}) = 0,209$ дБ. Окончательная численная оценка коэффициента шума: $NF = 4,608 \pm 0,209$ дБ.

Видно, что результат, полученный с использованием (11), находится в пределах доверительного интервала.

Проведено численное моделирование работы системы MIMO из 4 передающих антенн и 4 приёмных антенн в линейных решётках в прямой видимости. Рассматривалась QPSK-модуляция для 4 кодов. Оценивалась вероятность ошибки передачи в зависимости от расстояния между передающей и приёмной решёткой с учётом влияния только шума приёмника (11). Расстояние между передающей и приёмной решётками задавалось по формуле

$$Z = \frac{D}{\lambda} d_S d_R, \quad (21)$$

где d_S – расстояние между антеннами в передающей решётке, d_R – расстояние между антеннами в приёмной решётке, λ – длина волны, D – нормированное расстояние, являющееся безразмерным коэффициентом.

Формула (21) позволяет строить зависимость вероятности ошибки передачи от расстояния для различных апертур и длин волн. На рис. 9 представлены результаты численного моделирования.

Результаты численного моделирования (см. рис. 9) показывают, что связь в режиме прямой видимости с вероятностью ошибки менее 2% возможна на нормированных дальностях D менее 200 (расстояние $Z < 28$ м, при шаге размещения антенн 0,14 м – длина волны) при условии выполнения требований LTE к уровню шума приёмного тракта.

Заключение

В статье представлено аналитическое и проектное исследование радиочастотного приемника, совместимого со стандартом LTE.

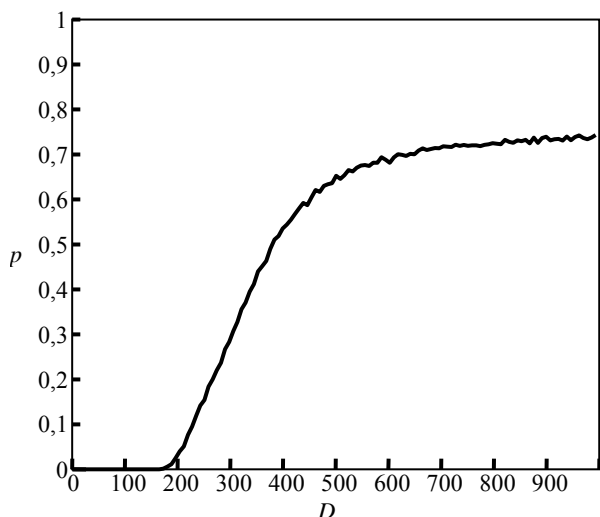


Рис. 9. Зависимость вероятности ошибки (p) от нормированного расстояния (D) при QPSK для 4 кодов

Сначала указаны минимальные требования к характеристикам, связанные с селективностью, линейностью, чувствительностью. Затем на основе минимальных требований стандарта получены необходимые характеристики приёмника с использованием аналитических соотношений. Эти характеристики применяются к приёмнику, для которого выбрана архитектура с нулевой промежуточной частотой (Zero-IF). Определено подходящее распределение между компонентами приёмника для усиления; ИРЗ; коэффициента шума. Представлена конфигурация реальных элементов на основе этого распределения. Результаты аналитических оценок показывают, что предложенная конфигурация с запасом соответствует требованиям к производительности.

Кроме того, зависимость между вероятностью ошибки и расстоянием между передатчиком и приёмником в условиях прямой видимости была определена только с учетом шума, создаваемого приёмником. Например, для рабочей частоты 2140 МГц и шага размещения антенн в передающей и приемной решётках в одну длину волны расстояние прямой видимости составляет 28 м при вероятности ошибки менее 2%.

Результаты были получены в рамках выполнения государственного задания Минобрнауки России, проект № FSWM-2020-0038.

Литература

1. Hampton J.R. Introduction to MIMO Communications. – New York: Cambridge University Press, 2014. – 288 p.
2. Massive MIMO for next generation wireless systems / E.G. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson, T.L. Marzetta // IEEE Communications Magazine. – 2014. – Vol. 52, No. 2. – P. 186–195.
3. Zhang S. Capacity characterization for intelligent reflecting surface aided MIMO communication / S. Zhang, R. Zhang // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 2020. – Vol. 38, No. 8. – P. 1823–1838.
4. Sukhanov D.Y. Manipulating LOS and NLOS MIMO Propagation Environments Using Passive Repeaters / D.Y. Su-

khanov, M. Eissa // Progress In Electromagnetics Research M. – 2021. – Vol. 105. – P. 195–204.

5. Eissa M. Enhancing performance in a LOS MIMO communication using a passive repeater / M. Eissa, D. Sukhanov // Journal of Physics: Conference Series. – 2021. – Vol. 2140. – P. 012013.

6. Space shift keying modulation for MIMO channels / J. Jeganathan, A. Ghayeb, L. Szczecinski, A. Ceron // IEEE Transactions on Wireless Communications. – 2009. – Vol. 8, No. 7. – P. 3692–3703.

7. ETSI TS 136 104 V14.3.0 LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/136100_136199/136104/14.03.00_60/ts_136104v140300p.pdf, свободный (дата обращения: 01.05.2022).

8. Gu Q. RF System Design of Transceivers for Wireless Communications. – New York: Springer, 2006. – 487 p.

9. Savla A. reconfigurable low if-zero if receiver architecture for multi-standard wide area wireless networks / A. Savla, A. Ravindran, M. Ismail // 10th IEEE ICECS 2003. – 2003. – Vol. 2. – P. 934–937.

10. Kirei B.S. Reconfigurable Zero/Low-IF Receiver / B.S. Kirei, M.D. Topa, M. Neag // ISSCS 2009. – 2009. – P. 1–4.

11. Djournessi E.E. Reconfigurable RF Front-End for Frequency-Agile Direct Conversion Receivers and Cognitive Radio System Applications / E.E. Djournessi, K. Wu // IEEE RWS 2010. – 2010. – P. 272–275.

12. Pozar D.M. Microwave Engineering. – New York: John Wiley & Sons, Inc., 2012. – 756 p.

13. Optimizing the LO distribution architecture of mm-wave massive MIMO receivers / G. LaCaille, A. Puglielli, E. Alon, B. Nikolic, A. Niknejad // .arXiv. – 2009. – ArXiv:1911.01339.

14. Рытов С.М. Введение в статистическую радиофизику. Ч. 1: Случайные процессы. – М.: Наука. – 1976. – 496 с.

15. Uncertainty of decibel levels / G. Taraldsen, T. Berge, F. Haukland, B.H. Lindqvist, H. Jonasson // Journal of the Acoustical Society of America 138. – 2015. – No. 3. – P. 264–269.

Исса Махмуд

Аспирант каф. радиофизики радиофизического фак-та (РФФ) Национального исследовательского Томского государственного университета (НИ ТГУ) Ленина пр-т, 36, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0003-1647-9688
Тел.: +7-913-115-0986
Эл. почта: mahmoud.eissa@stud.tsu.ru

Суханов Дмитрий Яковлевич

Д-р физ.-мат. наук каф. РФФ НИ ТГУ
Ленина пр-т, 36, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0002-0805-4543
Тел.: +7 (382-2) 41-25-83
Эл. почта: sdy@mail.tsu.ru

Eissa M., Sukhanov D.Y.

Design and analysis of multiple-input multiple output (MIMO) system for research purposes

Systems with multiple input and multiple output (MIMO) play a key role in modern wireless communication devices. MIMO

are used in wireless networks to increase channel throughput and transmission reliability. The implementation of the MIMO system will speed up research in the field of improving communication systems. In this article, we present a system-level analysis of a block-level analog RF receiver in a MIMO system in accordance with the performance requirements described in the 3GPP Long-Term Evolution standard. An analytical study of the analog receiving part was carried out. The results show that the proposed system architecture satisfies the given requirements with a good margin. Numerical simulation of the operation of the 4×4 MIMO system in the line-of-sight environments was performed. Taking into account the influence of only the noise of the receiver, a curve is obtained that determines the dependence of the error probability on the distance between the transmitter and receiver. Using this curve, it is possible to determine the distance corresponding to a given error probability for given aperture sizes of the transmitting and receiving arrays.

Keywords: MIMO, receiver, data transfer, LTE, noise figure, linearity.

DOI: 10.21293/1818-0442-2022-25-2-22-28

References

1. Hampton J.R. *Introduction to MIMO communications*. New York, Cambridge University Press, 2014, 288 p.
2. Larsson E.G., Edfors O., Tufvesson F., Marzetta T.L. Massive MIMO for next generation wireless systems. *IEEE Communications Magazine*, 2014, vol. 52, no. 2, pp. 186–195.
3. Zhang S., Zhang R. Capacity characterization for intelligent reflecting surface aided MIMO communication. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2020, vol. 38, no. 8, pp. 1823–1838.
4. Sukhanov D.Y., Eissa M. Manipulating LOS and NLOS MIMO Propagation Environments Using Passive Repeaters. *Progress in Electromagnetics Research M.*, 2021, vol. 105, pp. 195–204.
5. Eissa M., Sukhanov D. Enhancing performance in a LOS MIMO communication using a passive repeater. *Journal of Physics: Conference Series*, 2021, vol. 2140, pp. 012013.
6. Jeganathan J., Ghayeb A., Szczecinski L., Ceron A. Space shift keying modulation for MIMO channels. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2009, vol. 8, no. 7, pp. 3692–3703.
7. ETSI TS 136 104 V14.3.0 LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E- UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception. ETSI, 2017. available at: https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/136100_136199/136104/14.03.00_60/ts_136104v140300p.pdf, free (Accessed: 01.05.2022).
8. Gu Q. *RF System Design of Transceivers for Wireless Communications*. New York, Springer, 2006, 487 p.
9. Savla A., Ravindran A., Ismail M. A reconfigurable low if-zero if receiver architecture for multi-standard wide area wireless networks. *10th IEEE ICECS 2003*, 2003, vol. 2, pp. 934–937.
10. Kirei B.S., Topa M.D., Neag M. Reconfigurable Zero/Low-IF Receiver. *ISSCS 2009*, 2009, pp. 1–4.
11. Djourmessi E.E., Wu K. Reconfigurable RF Front-End for Frequency-Agile Direct Conversion Receivers and Cognitive Radio System Applications. *IEEE RWS 2010*, 2010, pp. 272–275.
12. Pozar D.M. *Microwave Engineering*. New York, John Wiley & Sons, Inc., 2012, 756 p.
13. LaCaille G., Puglielli A., Alon E., Nikolic B., Niknejad A. Optimizing the LO distribution architecture of mm-wave massive MIMO receivers. *arXiv*, 2019, arXiv:1911.01339.
14. Rytov S.M. [Introduction to statistical radiophysics. Part 1. Stochastic processes]. Moscow, Nauka, 1976. 496 p. (in Russ.).
15. Taraldsen G., Berge T., Haukland F., Lindqvist B.H., Jonasson H. Uncertainty of decibel levels. *Journal of the Acoustical Society of America* 138, 2015, no. 3, pp. 264–269.

Mahmoud Eissa

Postgraduate student, Department of Radiophysics
Faculty of Radiophysics, Tomsk State University (TSU)
36, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0003-1647-9688
Phone.: +7-913-115-09-86
Email: mahmoud.eissa@stud.tsu.ru

Dmitry Y. Sukhanov

Doctor of Science in Physics and Mathematics, Department
of Radiophysics, Faculty of Radiophysics, TSU
36, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0002-0805-4543
Phone.: +7 (382-2) 41-25-83
Email: sdy@mail.tsu.ru

**УПРАВЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА
И ИНФОРМАТИКА**

УДК 004.89

Р.О. Остапенко, И.А. Ходашинский

Формирование базы правил нечеткого классификатора с помощью метаэвристического алгоритма «саранчи»

Приведено описание гибридного алгоритма формирования нечетких правил нечеткого классификатора с использованием метаэвристического алгоритма «саранчи» и алгоритма кластеризации данных К-средние. Качество кластеризации оценивалось тремя функциями пригодности: суммарная дисперсия, индекс Дэвиса-Боулдина и индекс Калински-Харабаса. Были исследованы треугольные и гауссовы функции принадлежности. Эффективность сгенерированных баз нечетких правил проверена на реальных наборах данных. Лучшей комбинацией является использование суммарной дисперсии в качестве функции пригодности и гауссовой функции в качестве функции принадлежности.

Ключевые слова: кластеризация, нечеткий классификатор, К-средние, алгоритм «саранчи».

DOI: 10.21293/1818-0442-2022-25-2-31-36

Классификация и кластеризация

Классификация – важная составляющая научно-го направления, получившего название «машинное обучение». Однако само понятие «классификация» неоднозначно, оно содержит несколько толкований:

1) процесс «построение классификатора – разделение множества объектов (наблюдений) на группы (классы), на основе анализа их признакового описания»;

2) процесс «применение классификатора»;

3) результат выделения классов.

Признаки характеризуют какой-либо наблюдаемый феномен, признаки можно измерить, используя различные шкалы.

В статье классификация – это обучение с учителем, обучение на помеченных данных (\mathbf{x}_i, c_j) .

Ниже приведена постановка задачи классификации по первому толкованию.

Пусть $\langle \mathbf{X}, \mathbf{A}, \mathbf{C} \rangle$ – набор данных; $\mathbf{X} = \{\mathbf{x}_1, \dots, \mathbf{x}_n\}$ – непустое конечное множество объектов (наблюдений); $\mathbf{A} = \{a_1, \dots, a_n\}$ – непустое конечное множество признаков (атрибутов); $\mathbf{C} = \{c_1, c_2, \dots, c_m\}$ – непустое конечное множество меток классов; $c_j \in \mathbf{C}$ – значение метки класса для j -го наблюдения.

На множестве объектов \mathbf{X} и множестве меток классов \mathbf{C} построить алгоритм (функцию или классификатор) $c: \mathbf{X} \rightarrow \mathbf{C}$, способный указать метку класса для произвольного объекта из исходного множества; $c = c(\mathbf{a}; \boldsymbol{\theta})$ – метка, соответствующая вектору признаков \mathbf{a} ; $\boldsymbol{\theta}$ – вектор параметров классификатора.

Среди множества различных типов классификаторов нечеткий классификатор (НК) выделяется возможностью интерпретации как собственно полученного результата, так и процесса его получения [1, 2]. Процесс построения НК включает три этапа: отбор признаков [3, 4], формирование базы нечетких правил [5, 6], оптимизация параметров НК [7, 8].

Наиболее часто используемым подходом к формированию базы нечетких правил является кластеризация исходных данных. Центроидные методы кластеризации, такие как К-средние [9], связаны с поиском групп данных на основе их сходства путем определения центров кластеров и их радиусов. Ко-

личество найденных кластеров в наборе данных определяет количество возможных нечетких «ЕС-ЛИ-ТО» правил. Из каждого кластера формируется нечеткое правило вида

$$R_j: \text{ЕСЛИ } \mathbf{x} \text{ равно } \mathbf{A}_j, \text{ ТО класс } c_j,$$

где R_j – метка j -го правила, $j = 1, 2, \dots, K$; \mathbf{x} – n -мерный вектор входных признаков, т.е. $\mathbf{x} = (x_1, \dots, x_n)$; \mathbf{A}_j – вектор имен функций принадлежности, в нашем случае треугольного либо гауссового типа.

Задачей кластеризации является группировка множества объектов таким образом, чтобы объекты внутри одного кластера были подобны по заданной метрике. Функция расстояния между объектами $\rho(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j)$ задана на множестве \mathbf{X} . Необходимо сопоставить метку $c_i \in \mathbf{C}$ объекту $\mathbf{x}_i \in \mathbf{X}$ таким образом, чтобы объекты внутри каждого кластера были близки относительно метрики ρ , но при этом объекты разных кластеров значительно различались. В отличие от классификации данные в наборе не размечены, т.е. метки c_i изначально не заданы.

Невозможно получить однозначное решение задачи кластеризации: заранее неизвестно число кластеров, не существует однозначного критерия качества (функции пригодности) кластеризации, присутствует существенная зависимость от метрики ρ [10].

Так как кластеризация данных может быть сведена к задаче оптимизации, для ее решения часто применяют метаэвристические алгоритмы с последующим построением базы нечетких правил [11–15]. Согласно теореме об «отсутствии бесплатных завтраков» [16], не существует универсального алгоритма, пригодного для решения любых задач оптимизации. Указанный факт заставляет исследователей искать новые методы решения задач оптимизации.

В [17] предложен популяционный алгоритм оптимизации, имитирующий поведение роя саранчи, и описано его применение для решения задач поиска оптимума сложных математических функций, а также для проектирования оптимальных форм консольной балки и ферм различной конфигурации. Алгоритм «саранчи» в [18] применен для решения определения места повреждения конструкции и степени его тяжести. В [19] описано эффективное применение

ние алгоритма «саранчи» для решения задачи визуального отслеживания нескольких объектов в видеопотоке со сложным фоном. В [20] описано применение алгоритма «саранчи» для построения контроллера интегрированной фотоэлектрической системы выработки электроэнергии, а в [21] – для вспомогательного контроллера системы возбуждения синхронного генератора при подавлении низкочастотных колебаний в энергосистеме. Кроме того, этот алгоритм успешно применялся в решении задач обработки изображений [22, 23], анализа вибрационных сигналов [24] и сигналов ЭКГ [25], а также отбора информативных признаков [26, 27]. Результаты применения алгоритма показали его высокую эффективность в решении реальных задач с аналитически незадаанными пространствами поиска.

Целью статьи является исследование возможности применения метаэвристического алгоритма «саранчи» и различных функций пригодности для формирования базы правил нечеткого классификатора.

Алгоритм «саранчи»

Миллионы личинок саранчи передвигаются как катящиеся цилиндры. На своем пути они едят почти всю растительность. Когда они становятся взрослыми, то образуют рой в воздухе. Так саранча мигрирует на большие расстояния. Основная характеристика роя в личиночной фазе – медлительность, короткие движения. С другой стороны, резкие, дальние движения – важнейшая особенность роя во взрослом возрасте. Алгоритм учитывает фазу личинок и фазу миграции роя. Рой пытается найти зону комфорта, к которой стремятся все особи (этап интенсификации). Кроме силы стремления попасть в зону комфорта, есть сила отталкивания, что позволяет каждой отдельной особи искать лучшее решение (этап диверсификации). Следующая позиция особи определяется на основе её текущего положения, лучшего решения на данный момент и положения всех других особей [17].

Ниже представлен собственно алгоритм «саранчи»:

Алгоритм «саранчи»

Вход: N – размер популяции, $itermax$ – максимальное количество итераций;

Выход: \mathbf{T} – лучшее решение.

- 1: Случайным образом сгенерировать N решений.
- 2: Найти лучшее решение \mathbf{T} среди сгенерированных N решений.
- 3: **while** $k < itermax$ **do**
- 4: Расчёт коэффициента c по формуле 1;
- 5: **while** $i < N$ **do**
- 6: Поиск i -го решения по формуле 2;
- 7: **end while**;
- 8: Найти лучшее решение \mathbf{T} в новой популяции.
- 9: $k = k + 1$;
- 10: **end while**

Коэффициент c , отвечающий за соблюдение баланса диверсификация-интенсификация, определяется следующим образом:

$$c = c_{\max} - k \cdot \frac{c_{\max} - c_{\min}}{itermax}, \quad (1)$$

где c_{\max} , c_{\min} – максимальное и минимальное значение коэффициента c , $itermax$ – максимальное количество итераций, k – текущая итерация.

$$\mathbf{x}_i(k) = c \cdot \left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N c \cdot \frac{ub-lb}{2} \cdot s(\rho_{ij}) \cdot \frac{\mathbf{x}_j(k-1) - \mathbf{x}_i(k-1)}{\rho_{ij}} \right) + \mathbf{T}, \quad (2)$$

где ub , lb – верхняя и нижняя границы поиска; $\rho_{ij} = |\mathbf{x}_i - \mathbf{x}_j|$ – расстояние между i -м и j -м решением; $s(\rho) = f \cdot \exp(-\rho/v)$ – сила притяжения; f , v – константы; k – текущая итерация.

Гибрид алгоритмов «саранчи» и K-средние

Первоначальные координаты кластеров в гибридном алгоритме формируются с помощью алгоритма K-средние. Далее в цикле выполняется одна итерация алгоритма «саранчи», использующего заранее заданную функцию пригодности, и одна итерация алгоритма K-средние; определяется лучшее решение. Полученные в итоге координаты центроидов кластеров используются для формирования базы правил НК.

Популяция состоит из единственного решения, которое представлено в виде матрицы $\mathbf{T} = (\mathbf{q}_1, \dots, \mathbf{q}_K)$, где $\mathbf{q}_i = (q_{i1}, \dots, q_{in})$, q_{il} – l -я координата i -го центроида в n -мерном пространстве признаков.

Гибридный алгоритм приведен ниже:

Алгоритм кластеризации

Вход: K – количество кластеров, $itermax$ – максимальное количество итераций, $f(\mathbf{X})$ – функция пригодности, \mathbf{X} – текущее решение;

Выход: \mathbf{T} – координаты центроидов кластеров.

1: Сгенерировать \mathbf{T} с помощью алгоритма K-средние.

2: $fit_T = f(\mathbf{T})$.

3: **while** $k < itermax$ **do**

4: Формирование \mathbf{X}_k с помощью последовательного выполнения одной итерации алгоритма «саранчи» и одной итерации алгоритма K-средние;

5: $fit_k = f(\mathbf{X}_k)$.

6: **if** $fit_T > fit_k$ **then** $fit_T = fit_k$, $\mathbf{T} = \mathbf{X}_k$.

7: $k = k + 1$;

8: **end while**

В качестве первой исследуемой функции пригодности выбрана суммарная дисперсия F_1 :

$$F_1 = \sum_{k=1}^K \sum_{\mathbf{x}_i \in C_k} \|\mathbf{x}_i - \mathbf{c}_k\|^2 \rightarrow \min, \quad i = \overline{1, N}, \quad k = \overline{1, K}, \quad (3)$$

где \mathbf{x}_i – i -й экземпляр таблицы наблюдений; \mathbf{c}_k – координаты центроида k -го кластера; N – количество экземпляров в наборе данных; K – количество кластеров.

Недостаток данной функции в том, что в ней не учитывается межкластерное расстояние.

В качестве второй функции пригодности выбран индекс Дэвиса–Боулдина (DB) [28]:

$$DB = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \max_{j \neq i} \left(\frac{\sigma_i + \sigma_j}{\rho(\mathbf{c}_i, \mathbf{c}_j)} \right), \quad (4)$$

где \mathbf{c}_k – координаты центроида k -го кластера; σ_i – среднее расстояние всех элементов в i -м кластере до i -го центроида; K – количество кластеров.

В качестве третьей исследуемой функции пригодности использован индекс Калински–Харабаса (CH) [29]:

$$CH = \frac{\sum_{k=1}^K n_k \cdot \|\mathbf{c}_k - \mathbf{c}\|}{K-1} \bigg/ \frac{\sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{n_k} \|\mathbf{c}_i - \mathbf{c}_k\|}{N-K}, \quad (5)$$

где n_k – объем k -го кластера; \mathbf{c} – координаты центра всего набора данных.

Индексы CH и DB учитывают как внутрикластерное расстояние между точками, так и межкластерное расстояние.

Эксперимент

Проведён эксперимент по исследованию влияния функций пригодности на формирование базы правил нечёткого классификатора. Эксперимент проводился на наборах данных из репозитория KEEL [30]. Были использованы треугольные и гауссовы функции принадлежности.

Таблица 1

Значения точности классификации. Обучение

Набор данных	CHS		DBS		Экст		F1	
	Трг	Гсс	Трг	Гсс	Трг	Гсс	Трг	Гсс
iris	94,67	96,15	93,63	96	94,44	95,19	94,44	95,56
newthyroid	93,44	94,57	91,99	93,39	95,81	96,49	91,53	95,61
magic	77,69	77,28	77,61	77,4	56,95	59,68	79,23	77,44
page-blocks	91,87	92,1	91,63	91,78	50,4	5,28	92,53	92,11
wine-red	54,74	53,92	54,05	54,81	19,86	17,83	55,14	54,53
wine-white	49,53	49,19	49,33	49,58	26,45	26,04	49,89	49,02
marketing	22,48	25,24	22,55	26,22	9,57	9,62	25,33	26,82
wine	92,26	94,01	93,7	94,82	88,26	90,82	91,7	95,69
cleveland	54,39	56,79	55,18	57,91	44,67	47,03	53,8	57,24
heart	73,54	81,03	73,58	76,58	67,33	68,64	75,64	80,16
penbased	77,69	79,34	74,8	81,07	56,83	61,46	85,92	79,58
vehicle	54,81	55,71	54,32	56,79	29,87	24,6	59,81	57,18
hepatitis	84,57	85,13	86,11	86,79	27,01	69,63	84,89	85,97
bands	64,12	65,35	63,23	68,62	52,84	56,47	64,02	67,89
ring	76,19	70,06	70,36	71,32	49,55	49,52	68,57	73,51
twonorm	95,84	96,64	95,78	96,52	96,04	96,98	95,94	96,37
thyroid	92,58	92,58	92,58	92,58	7,05	22,77	92,74	92,58
wdbc	93,07	93,38	93,46	94,57	92,58	91,17	93,63	93,89
ionosphere	80,78	83,73	82,97	85,53	79,61	90,66	78,79	85,95
dermatology	78,83	95,06	79,52	92,83	75,45	93,95	81,4	94,88
satimage	82,13	82,07	82,02	81,55	60,26	59,02	82,85	82,27
texture	71,08	71,25	70,78	73,16	69,78	68,14	91,64	72,01
spectfheart	78,86	79,24	79,65	79,61	80,44	68,75	79,82	79,94
sonar	64,31	70,67	63,35	68,91	57,37	58,92	68,69	70,46
optdigits	21,59	56,71	21,84	54,9	10	27,33	47,52	56,75
movement	41,23	50,68	40,4	50,74	47,62	49,97	41,64	52,87
Среднее	71,63	74,92	71,32	75,15	55,62	57,92	74,12	75,63

В табл. 1 приведены значения средней точности классификации, полученные на обучающей выборке

после генерации базы правил. Здесь приняты следующие обозначения: CH – результаты, полученные с помощью гибридного алгоритма «саранчи» с индексом CH , DB – с индексом DB , F_1 – с суммарной дисперсией в качестве функции пригодности, Экст – результаты, полученные с помощью алгоритма экстремальных значений признака в классе [31], Трг – треугольная функция принадлежности, Гсс – гауссовы функции принадлежности. Жирным шрифтом выделены наибольшие значения. Наибольшая средняя точность классификации получена при использовании гауссовых функций в качестве функции принадлежности и суммарной дисперсии в качестве функции пригодности.

В табл. 2 приведены значения средней точности классификации, полученные на тестовой выборке после генерации базы правил.

Таблица 2

Значения точности классификации. Тест

Набор данных	CH		DB		Экст		F1	
	Трг	Гсс	Трг	Гсс	Трг	Гсс	Трг	Гсс
iris	94,67	97,33	93,63	97,33	94,67	94,67	98	97,33
newthyroid	93,05	94,46	92,1	94,96	95,41	96,3	93,98	94,44
magic	77,61	77,11	77,44	77,11	56,88	59,7	79,24	77,56
page-blocks	91,79	91,94	91,63	91,94	51,17	4,99	92,11	91,94
wine-red	54,65	54,79	54,91	54,79	19,7	17,51	56,16	54,66
wine-white	49,12	49,06	49,53	49,06	26,42	25,89	50,41	49,53
marketing	22,12	24,7	23,19	24,7	9,52	9,65	24,61	26,75
wine	94,41	95,46	92,61	95,46	87,55	89,31	93,79	96,01
cleveland	56,61	55,51	55,23	55,51	42,83	43,92	56,24	55,53
heart	76,3	75,93	73,7	75,93	67,04	67,41	76,3	75,93
penbased	77,57	79	74,68	79	56,69	61,43	85,72	79,68
vehicle	54,01	53,32	53,68	53,32	29,9	24,11	57,93	54,96
hepatitis	88,5	90,69	85,23	90,69	28,9	65,22	88,91	89,5
bands	63,15	65,36	64,06	65,36	52,13	55,59	65,02	66,39
ring	76,39	69,8	70,97	69,8	49,53	49,51	68,77	72,53
twonorm	95,86	96,69	95,91	96,69	96,09	96,97	95,86	96,41
thyroid	92,58	92,58	92,58	92,58	7,11	22,79	92,78	92,58
wdbc	94,55	94,37	94,72	94,37	91,91	90,67	94,37	96,14
ionosphere	82,05	84,62	82,9	84,62	79,76	90,03	79,76	86,61
dermatology	78,52	92,73	81,79	92,73	75,72	89,38	82,98	93,52
satimage	81,9	81,8	82,07	81,8	60,36	58,94	82,77	81,96
texture	70,98	71,78	70,31	71,78	69,96	68,16	91,4	71,49
spectfheart	79,79	80,56	79,8	80,56	80,88	66,71	76,44	80,16
sonar	63	66,4	65,38	66,4	57,24	55,81	65,43	65,93
optdigits	21,94	56,74	21,92	56,74	10,02	26,87	47,69	56,07
movement	38,61	44,17	36,67	42,22	48,06	42,78	36,67	43,89
Среднее	71,91	74,5	71,41	71,44	55,59	56,7	74,36	74,9

Наибольшая средняя точность классификации получена при использовании гауссовых функций в качестве функции принадлежности и суммарной дисперсии в качестве функции пригодности.

В табл. 3 приведены значения количества правил, сформированных гибридными алгоритмами с разными функциями пригодности, жирным шрифтом выделено наименьшее количество правил.

Сравнения результатов проводились с использованием статистического критерия Фридмана. Нулевая гипотеза (H_0) сформирована следующим об-

разом: результаты разных алгоритмов генерации базы правил имеют только случайные различия. Отрицание нулевой гипотезы (H1) – результаты имеют не случайные различия. Уровень значимости выбран равным 0,05.

Таблица 3

Набор данных	Количество правил							
	СН		DB		Экст		F1	
	Трг	Гсс	Трг	Гсс	Трг	Гсс	Трг	Гсс
iris	7	9	8	9	3	3	11	11
newthyroid	10	15	14	11	3	3	10	19
magic	20	19	19	19	2	2	20	20
page-blocks	16	20	15	20	5	5	20	20
wine-red	19	9	15	11	11	11	15	18
wine-white	20	17	20	17	11	11	18	19
marketing	16	20	14	20	9	9	19	9
wine	8	13	9	13	3	3	18	20
cleveland	4	7	5	7	5	5	6	9
heart	20	19	20	19	2	2	19	16
penbased	20	20	20	20	10	10	20	18
vehicle	18	18	14	18	4	4	20	19
hepatitis	4	6	14	6	2	2	15	7
bands	11	6	12	6	2	2	10	20
ring	4	7	7	7	2	2	12	7
twonorm	2	2	2	2	2	2	2	2
thyroid	3	3	3	3	3	3	3	3
wdbc	15	19	17	19	2	2	18	15
ionosphere	5	13	5	13	2	2	5	6
dermatology	13	17	18	17	6	6	18	18
satimage	19	20	18	20	7	7	20	19
texture	20	19	20	19	11	11	19	20
spectheart	16	20	13	20	2	2	14	14
sonar	16	16	8	16	2	2	11	16
optdigits	20	20	18	20	10	10	20	19
movement	19	18	17	18	15	15	20	20
Среднее	13,27	14,31	13,27	14,23	5,23	5,23	14,73	14,77

В табл. 4 указаны значения средних рангов по критерию Фридмана, полученных при использовании треугольных и гауссовых функций принадлежности. Для всех экспериментов p-value < 0,001, нулевая гипотеза отклоняется.

Таблица 4

	Средние ранги алгоритмов генерации правил							
	СН		DB		Экст		F1	
	Трг	Гсс	Трг	Гсс	Трг	Гсс	Трг	Гсс
Обучение, точность	4,04	5,46	3,73	6,08	2,13	2,81	5,25	6,50
Тест, точность	4,27	5,60	3,88	5,52	2,33	2,65	5,54	6,21
Количество правил	5,00	5,42	4,75	5,42	1,85	1,85	5,87	5,84

Заключение

В работе был исследован гибридный алгоритм кластеризации для формирования базы правил нечеткого классификатора с применением трех функций пригодности и двух типов функций принадлежности.

Использование гауссовых функций принадлежности позволяет достичь большей точности классификации на всех исследованных функциях пригодности.

Использование суммарной дисперсии в качестве функции пригодности позволяет достичь большей точности классификации как на треугольных, так и на гауссовых функциях принадлежности.

Общий вывод: лучшей комбинацией является использование суммарной дисперсии в качестве функции пригодности и гауссовой функции в качестве функции принадлежности.

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда (проект № 22-21-00021).

Литература

1. Explainable Fuzzy Systems: Paving the Way from Interpretable Fuzzy Systems to Explainable AI Systems / J.M.A. Moral, C. Castiello, L. Magdalena, C. Mencar. – Cham: Springer, 2021. – 253 p.
2. Ходашинский И.А. Параметрическая идентификация нечетких моделей на основе гибридного алгоритма муравьиной колонии / И.А. Ходашинский, П.А. Дудин // Автоматика. – 2008. – Т. 44, № 5. – С. 24–35.
3. Ходашинский И.А. Отбор классифицирующих признаков с помощью популяционного случайного поиска с памятью / И.А. Ходашинский, К.С. Сарин // Автоматика и телемеханика. – 2019. – № 2. – С. 161–172.
4. Ходашинский И.А. Отбор классифицирующих признаков: сравнительный анализ бинарных метаэвристик и популяционного алгоритма с адаптивной памятью / И.А. Ходашинский, К.С. Сарин // Программирование. – 2019. – № 5. – С. 3–9.
5. Коряшев Н.П. Алгоритм формирования базы правил нечеткого классификатора на основе алгоритма кластеризации k-средних и метаэвристического алгоритма «китов» / Н.П. Коряшев, И.А. Ходашинский // Доклады ТУСУР. – 2021. – Т. 24, № 1. – С. 42–47.
6. Бардамова М.Б. Формирование структуры нечеткого классификатора комбинацией алгоритма экстремумов классов и алгоритма «прыгающих лягушек» для несбалансированных данных с двумя классами / М.Б. Бардамова, И.А. Ходашинский // Автоматика. – 2021. – Т. 57, № 4. – С. 54–64.
7. Ходашинский И.А. Идентификация нечетких систем на базе алгоритма имитации отжига и методов, основанных на производных // Информационные технологии. – 2012. – № 3. – С. 14–20.
8. Ходашинский И.А. Оптимизация параметров нечетких систем на основе модифицированного алгоритма пчелиной колонии / И.А. Ходашинский, И.В. Горбунов // Мехатроника, автоматизация, управление. – 2012. – № 10. – С. 15–20.
9. Xu R. Clustering / R. Xu, D.C. Wunsch // New Jersey. – Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2009. – 357 p.
10. Abraham A. Swarm intelligence algorithms for data clustering / A. Abraham, S. Das, S. Roy // Soft Computing for Knowledge Discovery and Data Mining. – 2007. – P. 279–313.
11. Nanda S.J. A survey on nature inspired metaheuristic algorithms for partitional clustering / S.J. Nanda, G. Panda // Swarm and Evolutionary Computation. – 2014. – Vol. 16. – P. 1–18.
12. Accelerated Two-Stage Particle Swarm Optimization for Clustering Not-Well-Separated Data / X. Xu, J. Li, M.C. Zhou, J. Xu, J. Cao // IEEE Transactions on Systems,

Man, and Cybernetics: Systems. – 2020. – Vol. 50, No. 11. – P. 4212–4223.

13. Sharma M. An efficient hybrid PSO polygamous crossover based clustering algorithm / M. Sharma, J.K. Chhabra // *Evolutionary Intelligence*. – 2021. – Vol. 14. – P. 1213–1231.

14. Elephant search algorithm applied to data clustering / S. Deb, Z. Tian, S. Fong, R. Wong, R. Millham, K.K.L. Wong // *Soft Computing*. – 2018. – Vol. 22. – P. 6035–6046.

15. Воронин Д.А. Алгоритм «ворон» для оптимизации параметров нечеткого классификатора / Д.А. Воронин, И.А. Ходашинский // *Электронные средства и системы управления: матер. докл. междунар. науч.-практ. конф.* – 2021. – № 1-2. – С. 320–323.

16. Wolpert D. No Free Lunch Theorems for Optimization / D. Wolpert, W. Macready // *EEE Transactions on Evolutionary Computation*. – 1997. – Vol. 1, No. 1. – P. 67–82.

17. Saremi S. Grasshopper Optimisation Algorithm: Theory and application / S. Saremi, S. Mirjalilia, A. Lewis, S. Saremi // *Advances in Engineering Software*. – 2017. – Vol. 105. – P. 30–47.

18. Nabavi S. Damage detection in frame elements using Grasshopper Optimization Algorithm (GOA) and time-domain responses of the structure / S. Nabavi, S. Gholampour, M.S. Haji // *Evolving Systems*. – 2022. – Vol. 13. – P. 307–318.

19. Reddy K.N. A novel method to solve visual tracking problem: hybrid algorithm of grasshopper optimization algorithm and differential evolution / K.N. Reddy, P. Bojja // *Evolutionary Intelligence*. – 2022. – Vol. 15. – P. 785–822.

20. Ram B.V.K. Grasshopper optimization algorithm utilized Xilinx controller for maximum power generation in photovoltaic system / B.V.K. Ram, N. Chidambararaj // *Evolving Systems*. – 2021. – Vol. 12. – P. 885–898.

21. Falehi A.D. Optimal robust disturbance observer based sliding mode controller using multi-objective grasshopper optimization algorithm to enhance power system stability // *Journal of Ambient Intelligence and Humanized Computing*. – 2020. – Vol. 11. – P. 5045–5063.

22. Dinh P.-H. A novel approach based on Grasshopper optimization algorithm for medical image fusion // *Expert Systems with Applications*. – 2021. – Vol. 171. – P. 114576.

23. Bhandari A.K. A novel local contrast fusion-based fuzzy model for color image multilevel thresholding using grasshopper optimization / A.K. Bhandari, K. Rahul // *Applied Soft Computing*. – 2019. – Vol. 81. – P. 105515.

24. Zhang X. A parameter-adaptive VMD method based on grasshopper optimization algorithm to analyze vibration signals from rotating machinery / X. Zhang, Q. Miao, H. Zhang, L. Wang // *Mechanical Systems and Signal Processing*. – 2018. – Vol. 108. – P. 58–72.

25. Malghan P.G. Grasshopper optimization algorithm based improved variational mode decomposition technique for muscle artifact removal in ECG using dynamic time warping / P.G. Malghan, M.K. Hota // *Biomedical Signal Processing and Control*. – 2022. – Vol. 73. – P. 103437.

26. Zakeri A. Efficient feature selection method using real-valued grasshopper optimization algorithm / A. Zakeri, A. Hokmabadi // *Expert Systems with Applications*. – 2019. – Vol. 119. – P. 61–72.

27. Kamel S.R. Feature selection using grasshopper optimization algorithm in diagnosis of diabetes disease / S.R. Kamel, R. Yaghoubzadeh // *Informatics in Medicine Unlocked*. – 2021. – Vol. 26. – P. 100707.

28. Davies D.L. A Cluster Separation Measure / D.L. Davies, D.W. Bouldin // *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*. – 1979. – Vol. PAMI-1(2). – P. 224–227.

29. Calinski T. A Dendrite method for cluster analysis / T. Calinski, J. Harabasz // *Communications in Statistics*. – 1974. – Vol. 3. – P. 1–27.

30. KEEL – Knowledge Extraction based on Evolutionary Learning. – Access mode: <http://www.keel.es> (accessed: 29.04.2022).

31. Мех М.А. Сравнительный анализ применения методов дифференциальной эволюции для оптимизации параметров нечетких классификаторов / М.А. Мех, И.А. Ходашинский // *Изв. Российской академии наук. Теория и системы управления*. – 2017. – № 4. – С. 65–75.

Остапенко Роман Олегович

Студент каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем (КИБЭВС) ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-923-408-34-21
Эл. почта: romanOstpub@mail.ru

Ходашинский Илья Александрович

Д-р техн. наук, профессор каф. КИБЭВС ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0002-9355-7638
Тел.: +7 (382-2) 70-15-29
Эл. почта: hodashn@gmail.com

Ostapenko R.O., Hodashinsky I.A.

Setting a rule base for a fuzzy classifier using the grasshopper optimization algorithm and the clustering algorithm

The article presents a description of a hybrid algorithm for generating fuzzy rules for a fuzzy classifier using grasshopper optimization algorithm and the K-means data clustering algorithm. The performance of clustering was evaluated by three fitness functions: total variance, Davis–Bouldin index, and Calinski–Harabasz index. Triangular and Gaussian membership functions have been investigated. The efficiency of the generated fuzzy rule bases has been tested on real datasets. The best combination is to use the total variance as the fitness function and the Gaussian function as the membership function.

Keywords: fuzzy classifier, clustering, K-means, grasshopper optimization algorithm.

DOI: 10.21293/1818-0442-2022-25-2-31-36

References

1. Moral J.M.A., Castiello C., Magdalena L., Mencar C. *Explainable Fuzzy Systems: Paving the Way from Interpretable Fuzzy Systems to Explainable AI Systems*. Cham, Springer, 2021, 253 p.

2. Khodashinsky I.A., Dudin P.A. Parametric fuzzy model identification based on a hybrid ant colony algorithm. *Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing*, 2008, vol. 44, no. 5, pp. 402–411.

3. Hodashinsky I.A., Sarin K.S. Feature selection for classification through population random search with memory. *Automation and Remote Control*, 2019, vol. 80, no. 2, pp. 324–333.

4. Hodashinsky I.A., Sarin K.S. Feature selection: comparative analysis of binary metaheuristics and population based algorithm with adaptive memory. *Programming and Computer Software*, 2019, vol. 45, no. 5, pp. 221–227.

5. Koryshev N.P., Hodashinsky I.A. [Algorithm to forming a rule base for a fuzzy classifier designed on the basis of the K-means clustering algorithm and the whale optimization algorithm]. *Proceedings of TUSUR University*, 2021, vol. 24, no. 1, pp. 42–47 (in Russ.).
6. Bardamova M.B., Hodashinsky I.A. Algorithm and the shuffled frog leaping algorithm for imbalanced data with two classes. *Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing*, 2021, vol. 57, no. 4, pp. 378–387.
7. Hodashinsky I.A. [Identification of fuzzy systems based on the annealing simulation algorithm and methods based on derivatives]. *Information Technologies*, 2012, no. 3, pp. 14–20 (in Russ.).
8. Hodashinsky I.A., Gorbunov I.V. [Optimization of parameters of fuzzy systems based on the modified bee colony algorithm]. *Mechatronics, Automation, Control*, 2012, no. 10, pp. 15–20 (in Russ.).
9. Xu R., Wunsch D.C. *Clustering*. Hoboken, John Wiley & Sons, Inc., 2009, 357 p.
10. Abraham A., Das S., Roy S. *Swarm intelligence algorithms for data clustering*. Soft Computing for Knowledge Discovery and Data Mining. 2007, pp. 279–313.
11. Nanda S.J., Panda G. A survey on nature inspired metaheuristic algorithms for partitioning clustering. *Swarm and Evolutionary Computation*, 2014, vol. 16, pp. 1–18.
12. Xu X., Li J., Zhou M.C., Xu J., Cao J. Accelerated Two-Stage Particle Swarm Optimization for Clustering Not-Well-Separated Data. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 2020, vol. 50, no. 11, pp. 4212–4223.
13. Sharma M., Chhabra J.K. An efficient hybrid PSO polygamous crossover based clustering algorithm. *Evolutionary Intelligence*, 2021, vol. 14, pp. 1213–1231.
14. Deb S., Tian Z., Fong S., Wong R., Millham R., Wong K.K.L. Elephant search algorithm applied to data clustering. *Soft Computing*, 2018, vol. 22, pp. 6035–6046.
15. Voronin D.A., Hodashinsky I.A. [The Crow Algorithm for Optimizing the Parameters of a Fuzzy Classifier. Electronic means and control systems. Materials of reports of the International scientific-practical conference], 2021. no 1-2, pp. 320–323.
16. Wolpert D., Macready W. No Free Lunch Theorems for Optimization. *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, 1997, vol. 1, no. 1, pp. 67–82.
17. Saremi S., Mirjalilia S., Lewis A., Saremieta S. Grasshopper Optimisation Algorithm: Theory and application. *Advances in Engineering Software*, 2017, vol. 105, pp. 30–47.
18. Nabavi S., Gholampour S., Haji M.S. Damage detection in frame elements using Grasshopper Optimization Algorithm (GOA) and time-domain responses of the structure. *Evolving Systems*, 2022, vol. 13, pp. 307–318.
19. Reddy K.N., Bojja P. A novel method to solve visual tracking problem: hybrid algorithm of grasshopper optimization algorithm and differential evolution. *Evolutionary Intelligence*, 2022, vol. 15, pp. 785–822.
20. Ram B.V.K., Chidambararaj N. Grasshopper optimization algorithm utilized Xilinx controller for maximum power generation in photovoltaic system. *Evolving Systems*, 2021, vol. 12, pp. 885–898.
21. Falehi A.D. Optimal robust disturbance observer-based sliding mode controller using multi-objective grasshopper optimization algorithm to enhance power system stability. *Journal of Ambient Intelligence and Humanized Computing*, 2020, vol. 11, pp. 5045–5063.
22. Dinh P.-H. A novel approach based on Grasshopper optimization algorithm for medical image fusion. *Expert Systems with Applications*, 2021, vol. 171, p. 114576.
23. Bhandari A.K., Rahul K. A novel local contrast fusion-based fuzzy model for color image multilevel thresholding using grasshopper optimization. *Applied Soft Computing*, 2019, vol. 81, p. 105515.
24. Zhang X., Miao Q., Zhang H., Wang L. A parameter-adaptive VMD method based on grasshopper optimization algorithm to analyze vibration signals from rotating machinery. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2018, vol. 108, pp. 58–72.
25. Malghan P.G., Hota M.K. Grasshopper optimization algorithm based improved variational mode decomposition technique for muscle artifact removal in ECG using dynamic time warping. *Biomedical Signal Processing and Control*, 2022, vol. 73, p. 103437.
26. Zakeri A., Hokmabadi A. Efficient feature selection method using real-valued grasshopper optimization algorithm. *Expert Systems with Applications*, 2019, vol. 119, pp. 61–72.
27. Kamel S.R., Yaghouzadeh R. Feature selection using grasshopper optimization algorithm in diagnosis of diabetes disease. *Informatics in Medicine Unlocked*, 2021, vol. 26, p. 100707.
28. Davies D.L., Bouldin D.W. A Cluster Separation Measure. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 1979, vol. PAMI-1(2), pp. 224–227.
29. Calinski T. A., Harabasz J. Dendrite method for cluster analysis. *Communications in Statistics*, 1974, vol. 3, pp. 1–27.
30. KEEL – Knowledge Extraction based on Evolutionary Learning. – Access mode: <http://www.keel.es>. (Accessed: 29.04.2022).
31. Mekh M.A., Hodashinsky I.A. Comparative analysis of differential evolution methods to optimize parameters of fuzzy classifiers. *Journal of Computer and Systems Sciences International*, 2017, vol. 56, no 4, pp. 616–626.

Roman O. Ostapenko

Student, Department of Complex Information Security of Computer Systems Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR) 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-923-408-34-21
Email: romanOstpub@mail.ru

Ilya A. Hodashinsky

Doctor of Science in Engineering, Professor, Department of Complex Information Security of Computer Systems, TUSUR 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-9355-7638>
Phone: +7 (382-2) 70-15-29
Email: hodashn@gmail.com

УДК 629.7.062

В.Т. Тран, А.М. Кориков

Синтез адаптивного скользящего режима управления полетом квадрокоптера в условиях переменной нагрузки и помех

Адаптивный скользящий режим управления беспилотным летательным аппаратом (БПЛА) синтезирован с использованием нейронных сетей для идентификации неизвестных факторов, действующих на БПЛА. Для моделирования работы системы управления БПЛА использовано программное обеспечение MATLAB SIMULINK. Выполнено моделирование работы системы отслеживания местоположения БПЛА и движения БПЛА при воздействии неизвестных внешних сил как постоянной величины, так и внешних сил, изменяющихся по линейному закону. Дана оценка работоспособности системы управления БПЛА, находящегося под влиянием случайных помех.

Ключевые слова: синтез, адаптивное скользящее управление, беспилотный летательный аппарат, нейронная сеть, моделирование, simulink, внешние силы, переменная нагрузка, помехи.

DOI: 10.21293/1818-0442-2022-25-2-37-44

В настоящее время существует большое разнообразие беспилотных летательных аппаратов (БПЛА), среди них широкое применение получили квадрокоптеры. Квадрокоптер – это БПЛА, в котором используются 4 бесщеточных электродвигателя и 4 несущих винта [1]. Управление движением данного типа БПЛА осуществляется с помощью компьютера. При управлении изменяются скорости четырех несущих винтов (пропеллеров, роторов) и тем самым создаются управляющие силы в направлениях x , y и z пространства полета квадрокоптера [2].

Квадрокоптеры обладают известными достоинствами: компактная конструкция, высокая мобильность и устойчивость, низкая взлетная масса, надежная работа, возможность полета над сложной местностью. Они широко используются в сельском хозяйстве, промышленности, разведке, развлечениях, контроле пожароопасных зон, наблюдении за состоянием линий электропередач, логистике и т.д. [1–4].

Рабочая среда БПЛА сложна, в ней всегда присутствуют различные возмущения: ветер, изменение веса нагрузки, изменение плотности воздуха и т.п. Эти факторы влияют на точность управления БПЛА [3, 5].

Обычные регуляторы в БПЛА работают эффективно только тогда, когда все его параметры определены точно. Однако влияние случайных параметров рабочей среды БПЛА невозможно измерить. Для повышения качества управления БПЛА в условиях действия неизвестных факторов можно использовать скользящие регуляторы высокого порядка [6], нечеткие адаптивные регуляторы [7] и другие интеллектуальные регуляторы [8].

Из изложенного выше следует актуальность решения задачи синтеза адаптивного скользящего режима управления (АСРУ) для управления БПЛА в условиях переменной нагрузки и помех. Наличие переменной нагрузки на БПЛА обуславливает необходимость управления его полетом не только по декартовым координатам, но и по угловым координатам для обеспечения ориентации БПЛА и его оборудования в пространстве. Поэтому вектор состояния БПЛА содержит шесть переменных состояния:

3 декартовые координаты и 3 угловые координаты. АСРУ предлагается синтезировать с помощью нейронных RBF-сетей [9, с. 459] для идентификации неизвестных факторов.

Модель движения квадрокоптера

Геометрическая модель исследуемого БПЛА – квадрокоптера разработана с использованием [1, 2] и представлена на рис. 1.

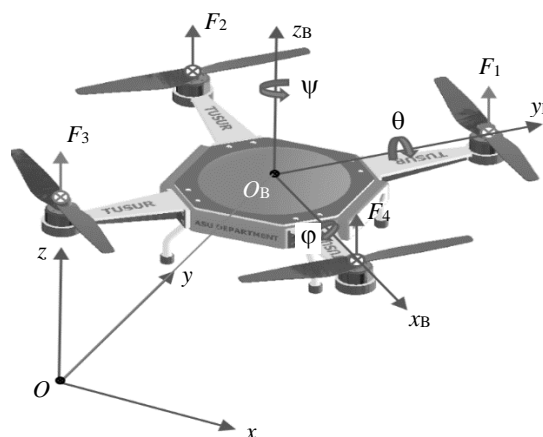


Рис. 1. Геометрическая модель квадрокоптера

На рис. 1 через $Oxyz$ обозначена неподвижная система координат, связанная с земной поверхностью, $O_{в}x_{в}y_{в}z_{в}$ – подвижная система координат, связанная с БПЛА.

Примеры математических моделей движения для квадрокоптера имеются в [5, 10]. При описании математической модели пространственного полета квадрокоптера используется второй закон Ньютона. Далее при записи уравнений движения для квадрокоптера используются обозначения, введенные в нашей статье [11]. Итак, модель движения для квадрокоптера описывается следующей системой уравнений:

$$\begin{cases} m\ddot{x} = (\cos\phi\sin\theta\cos\psi + \sin\phi\sin\psi)U_1 - K_x\dot{x}, \\ m\ddot{y} = (\cos\phi\sin\theta\sin\psi + \sin\phi\cos\psi)U_1 - K_y\dot{y}, \\ m\ddot{z} = (\cos\phi\cos\theta)U_1 - mg - K_z\dot{z}; \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} I_x \ddot{\phi} = \dot{\theta} \dot{\psi} (I_y - I_z) - J_r \dot{\theta} \Omega_{md} - K_\phi \dot{\phi}^2 + U_2, \\ I_y \ddot{\theta} = \dot{\phi} \dot{\psi} (I_x - I_z) - J_r \dot{\psi} \Omega_{md} - K_\theta \dot{\theta}^2 + U_3, \\ I_z \ddot{\psi} = \dot{\phi} \dot{\theta} (I_x - I_y) - K_\psi \dot{\psi}^2 + U_4. \end{cases} \quad (2)$$

Перепишем систему уравнений (1) в следующем виде:

$$\begin{cases} m\ddot{x} = F_x - K_x \dot{x}, \\ m\ddot{y} = F_y - K_y \dot{y}, \\ m\ddot{z} = F_z - K_z \dot{z}, \end{cases} \quad (3)$$

где

$$\begin{cases} F_x = (\cos \phi \sin \theta \cos \psi + \sin \phi \sin \psi) U_1, \\ F_y = (\cos \phi \sin \theta \sin \psi + \sin \phi \cos \psi) U_1, \\ F_z = (\cos \phi \cos \theta) U_1 - mg. \end{cases} \quad (4)$$

Параметры модели приведены в табл. 1.

Таблица 1

Параметры модели

Символ	Описание
m	Масса квадрокоптера
U_1	Суммарная управляющая сила, создаваемая четырьмя электродвигателями
U_2	Управляющий момент для поворота БПЛА вокруг оси Ox
U_3	Управляющий момент для поворота БПЛА вокруг оси Oy
U_4	Управляющий момент для поворота БПЛА вокруг оси Oz
ϕ	Угол крена – угол поворота БПЛА вокруг оси Ox
θ	Угол тангажа – угол поворота БПЛА вокруг оси Oy
ψ	Угол рыскания – угол поворота БПЛА вокруг оси Oz
J_r	Момент инерции ротора
K_x	Коэффициент аэродинамического трения по оси Ox
K_y	Коэффициент аэродинамического трения по оси Oy
K_z	Коэффициент аэродинамического трения по оси Oz
K_ϕ	Коэффициент сопротивления моменту, возникающему при аэродинамическом трении по оси Ox
K_θ	Коэффициент сопротивления моменту, возникающему при аэродинамическом трении по оси Oy
K_ψ	Коэффициент сопротивления моменту, возникающему при аэродинамическом трении по оси Oz
I_x	Момент инерции БПЛА по оси Ox
I_y	Момент инерции БПЛА по оси Oy
I_z	Момент инерции БПЛА по оси Oz

Система уравнений (3) содержит 6 переменных состояния $x, y, z, \phi, \theta, \psi$. Здесь переменные состояния x, y, z определяют положение БПЛА в системе координат $Oxyz$ (см. рис. 1), переменные состояния ϕ, θ, ψ определяют углы поворота БПЛА вокруг осей Ox, Oy, Oz .

К управляющим сигналам системы управления БПЛА относятся F_x, F_y, F_z – управляющие силы в направлениях Ox, Oy, Oz для изменения положения БПЛА в пространстве. Они определяются по системе уравнений (4). Через U_1 обозначена суммарная управляющая сила, создаваемая 4 электродвигателями, через U_2, U_3, U_4 обозначены управляющие сигналы для поворота БПЛА вокруг осей Ox, Oy, Oz :

$$\begin{cases} U_1 = F_1 + F_2 + F_3 + F_4, \\ U_2 = F_1 - F_3, \\ U_3 = F_2 - F_4, \\ U_4 = d(\Omega_1^2 - \Omega_2^2 + \Omega_3^2 - \Omega_4^2), \end{cases}$$

где F_1, F_2, F_3, F_4 – силы, создаваемые четырьмя бесщеточными двигателями работающего БПЛА, $\Omega_1, \Omega_2, \Omega_3, \Omega_4$ – угловые скорости четырех бесщеточных двигателей.

Синтез АСРУ проведем с использованием известного в теории автоматического управления метода разделения движений [12–15]: вначале выполним синтез АСРУ с использованием нейронной сети RBF для управления движением БПЛА по декартовым координатам, а затем – синтез АСРУ по угловым координатам. В результате процедура синтеза АСРУ упрощается: вместо сложной системы высокого порядка рассматриваются две более простые подсистемы меньшего порядка.

Синтез адаптивного скользящего режима управления с использованием нейронной сети RBF для управления движением БПЛА по декартовым координатам

Из системы уравнений (3) зададим переменные состояния:

$$\dot{x}_1 = x, \quad \dot{x}_2 = \dot{x}, \quad \dot{x}_3 = y, \quad \dot{x}_4 = \dot{y}, \quad \dot{x}_5 = z, \quad \dot{x}_6 = \dot{z}.$$

Пусть D_x, D_y, D_z – неизвестные факторы возмущения, влияющие на БПЛА (изменение веса БПЛА, влияние ветра, влияние изменений плотности воздуха и т.п.), тогда система уравнений (3) переписывается следующим образом:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2; & \dot{x}_2 = \frac{1}{m} F_x - \frac{1}{m} K_x x_2 + D_x, \\ \dot{x}_3 = x_4; & \dot{x}_4 = \frac{1}{m} F_y - \frac{1}{m} K_y x_4 + D_y, \\ \dot{x}_5 = x_6; & \dot{x}_6 = \frac{1}{m} F_z - \frac{1}{m} K_z x_6 + D_z. \end{cases} \quad (5)$$

Задача состоит в определении таких управляющих сигналов F_x, F_y, F_z , чтобы выходной сигнал x, y, z соответствовал начальному набору сигналов x_d, y_d, z_d .

Выберем поверхность скольжения в виде

$$\begin{cases} S_x = x_2 - \dot{x}_d + k_1(x_1 - x_d), \\ S_y = x_4 - \dot{y}_d + k_2(x_3 - y_d), \\ S_z = x_6 - \dot{z}_d + k_3(x_5 - z_d), \end{cases} \quad (6)$$

где k_1, k_2, k_3 – константы, выбранные таким образом, что характеристический многочлен уравнения $S = 0$ удовлетворяет критерию устойчивости Гурвица [12, 13].

Из системы уравнений (6) имеем

$$\begin{cases} \dot{S}_x = \dot{x}_2 - \ddot{x}_d + k_1(\dot{x}_1 - \dot{x}_d), \\ \dot{S}_y = \dot{x}_4 - \ddot{y}_d + k_2(\dot{x}_3 - \dot{y}_d), \\ \dot{S}_z = \dot{x}_6 - \ddot{z}_d + k_3(\dot{x}_5 - \dot{z}_d). \end{cases} \quad (7)$$

Ошибка системы $e = (x - x_d)$ по координате x приближается к нулю, если $\dot{S} < 0$ или

$$\dot{S} = -K \text{sign}(S). \quad (8)$$

Комбинируя системы уравнений (5)–(8), мы получаем следующую систему уравнений для определения управляющих сигналов:

$$\begin{cases} F_x = K_x x_2 - m\ddot{D}_x + m\ddot{x}_d - k_1 \dot{e}_1 - K_1 m |S_x| \text{sign}(S_x), \\ F_y = K_y x_4 - m\ddot{D}_y + m\ddot{y}_d - k_2 \dot{e}_2 - K_2 m |S_y| \text{sign}(S_y), \\ F_z = K_z x_6 - m\ddot{D}_z + m\ddot{z}_d - k_3 \dot{e}_3 - K_3 m |S_z| \text{sign}(S_z), \end{cases} \quad (9)$$

где $\dot{e}_1 = (\dot{x}_1 - \dot{x}_d)$; $\dot{e}_2 = (\dot{x}_3 - \dot{y}_d)$; $\dot{e}_3 = (\dot{x}_5 - \dot{z}_d)$.

Пусть

$$\begin{cases} f_1(x) = K_x x_2 - m\ddot{D}_x, \\ f_2(x) = K_y x_4 - m\ddot{D}_y, \\ f_3(x) = K_z x_6 - m\ddot{D}_z. \end{cases} \quad (10)$$

Комбинируя систему уравнений (9) и (10), получаем

$$\begin{cases} F_x = f_1(x) - k_1 \dot{e}_1 + m\ddot{x}_d - K_1 m |S_x| \text{sign}(S_x), \\ F_y = f_2(x) - k_2 \dot{e}_2 + m\ddot{y}_d - K_2 m |S_y| \text{sign}(S_y), \\ F_z = f_3(x) - k_3 \dot{e}_3 + m\ddot{z}_d - K_3 m |S_z| \text{sign}(S_z). \end{cases} \quad (11)$$

В (11) функции $f_1(x)$, $f_2(x)$, $f_3(x)$ являются функциями, содержащими неизвестные параметры, включая факторы изменения веса нагрузки, воздействие ветра, изменение плотности воздуха и т.п.

Для аппроксимации функций $f_1(x)$, $f_2(x)$, $f_3(x)$ в скользящем законе управления используется нейронная сеть RBF. Адаптивный закон определяется на основе теории устойчивости Ляпунова [14]. Структура регулятора, реализующего АСРУ по координате x , представлена на рис. 2, где БПЛА – объект управления; RBF NN – нейронная RBF-сеть; регулятор – скользящий регулятор (контроллер).

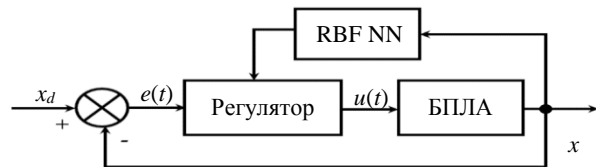


Рис. 2. Структурная схема адаптивного ползункового регулятора с использованием нейронной сети RBF

В нашем исследовании используются 3 нейронные сети RBF для аппроксимации функции: $f_1(x)$, $f_2(x)$, $f_3(x)$. Каждая нейронная сеть RBF содержит 2 нейрона входного слоя, 5 нейронов скрытого слоя и 1 нейрон выходного слоя. Входы нейронных сетей – это сигналы $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6$. Выходные данные нейронных сетей RBF – это функции $\hat{f}_1(x), \hat{f}_2(x), \hat{f}_3(x)$, которые передаются в контрол-

лер SMC для расчета управляющего сигнала в соответствии с системой уравнений (11). Радиальная базисная функция (гауссоида) RBF-сети в скрытых узлах, обозначенная далее через h_j , является нелинейной функцией активации (ФА) и определяется формулой

$$h_j = \exp\left(-\|x_j - c_j\|^2 / 2b_j^2\right).$$

Выходной сигнал RBF-сети определяется по формуле

$$f = \mathbf{W}^{*T} \mathbf{h}(\mathbf{x}) + \varepsilon, \quad (12)$$

где \mathbf{x} – входной сигнал нейронной сети RBF; $\mathbf{h}(\mathbf{x})$ – вектор ФА; \mathbf{W}^* – вектор идеальных значений весов сети, погрешность сети $\varepsilon \leq \varepsilon_N$.

Структурная схема нейронной сети RBF для аппроксимации функции $f(\mathbf{x})$ представлена на рис. 3.

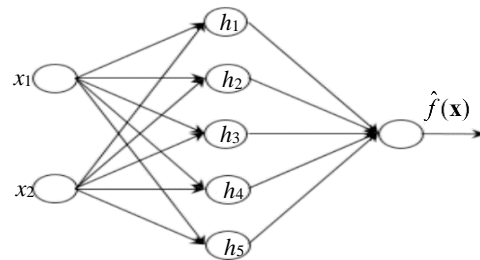


Рис. 3. Структурная схема нейронной сети RBF

Параметры нейронной сети RBF следующие: вектор входных сигналов $\mathbf{x} = [x_1, x_2]^T$, вектор ФА в узлах скрытого слоя $\mathbf{h} = [h_1, h_2, h_3, h_4, h_5]^T$, вектор радиусов сети $\mathbf{b} = [b_1, b_2, b_3, b_4, b_5]^T$, вектор весов сети $\mathbf{W} = [w_1, w_2, w_3, w_4, w_5]^T$, матрица центров ФА сети:

$$\mathbf{c} = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} & c_{14} & c_{15} \\ c_{21} & c_{22} & c_{23} & c_{24} & c_{25} \end{bmatrix}.$$

Выход нейронной сети RBF при аппроксимации функций определяется по формуле

$$\hat{f}(\mathbf{x}) = \hat{\mathbf{W}}^T \mathbf{h}(\mathbf{x}), \quad (13)$$

где $\hat{\mathbf{W}}$ – матрица оценочных весов нейронной сети.

После аппроксимации функций $f_1(x)$, $f_2(x)$, $f_3(x)$ нейронную сеть RBF по формуле (13) управляющие сигналы формируются в соответствии со следующей системой уравнений:

$$\begin{cases} F_x = \hat{f}_1(x) - k_1 \dot{e}_1 + m\ddot{x}_d - K_1 m |S_x| \text{sign}(S_x), \\ F_y = \hat{f}_2(x) - k_2 \dot{e}_2 + m\ddot{y}_d - K_2 m |S_y| \text{sign}(S_y), \\ F_z = \hat{f}_3(x) - k_3 \dot{e}_3 + m\ddot{z}_d - K_3 m |S_z| \text{sign}(S_z). \end{cases} \quad (14)$$

Таким образом, построен адаптивный скользящий контроллер с использованием нейронной сети RBF, АСРУ которого определяется по критерию устойчивости Ляпунова. Для доказательства устойчивости системы определим функцию Ляпунова следующим образом:

$$\mathbf{V} = \frac{1}{2} \mathbf{S}^2 + \frac{1}{2\gamma} \hat{\mathbf{W}}^T \hat{\mathbf{W}}, \quad (15)$$

где $\gamma > 0$, $\tilde{\mathbf{W}} = \hat{\mathbf{W}} - \mathbf{W}^*$.

Из уравнения (15) имеем

$$\dot{\mathbf{V}} = \mathbf{S}\dot{\mathbf{S}} + \frac{1}{\gamma} \tilde{\mathbf{W}}^T \dot{\hat{\mathbf{W}}}. \quad (16)$$

Комбинируя системы уравнений (5), (7), (11), (14) и (16), получаем

$$\dot{\mathbf{V}} = \mathbf{S}(\mathbf{f}(\mathbf{x}) - \hat{\mathbf{f}}(\mathbf{x}) - \mathbf{K} \text{sign}(\mathbf{S})) + \frac{1}{\gamma} \tilde{\mathbf{W}}^T \dot{\hat{\mathbf{W}}}, \quad (17)$$

где

$$\mathbf{S} = [S_x \ S_y \ S_z]^T; \quad \mathbf{f}(\mathbf{x}) = [f_1(x) \ f_2(x) \ f_3(x)]^T;$$

$$\mathbf{K} = [K_1 \ K_2 \ K_3]^T; \quad \hat{\mathbf{f}}(\mathbf{x}) = [\hat{f}_1(x) \ \hat{f}_2(x) \ \hat{f}_3(x)]^T.$$

Комбинируя уравнения (12), (13) и (17), получаем

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{V}} &= \mathbf{S}(-\tilde{\mathbf{W}}^T \mathbf{h}(\mathbf{x}) + \varepsilon - \mathbf{K} \text{sign}(\mathbf{S})) + \frac{1}{\gamma} \tilde{\mathbf{W}}^T \dot{\hat{\mathbf{W}}} = \\ &= \varepsilon \mathbf{S} - \mathbf{K} |\mathbf{S}| + \tilde{\mathbf{W}}^T \left(\frac{1}{\gamma} \dot{\hat{\mathbf{W}}} - \mathbf{S} \mathbf{h}(\mathbf{x}) \right). \end{aligned} \quad (18)$$

Система будет устойчивой, если при $t \rightarrow \infty$ $\frac{1}{\gamma} \dot{\hat{\mathbf{W}}} - \mathbf{S} \mathbf{h}(\mathbf{x}) = 0$, $\varepsilon \mathbf{S} - \mathbf{K} |\mathbf{S}| < 0$ или $\mathbf{K} > 0$. Из этих соотношений определяется закон обновления весов нейронной сети RBF

$$\dot{\hat{\mathbf{W}}} = \gamma \mathbf{S} \mathbf{h}(\mathbf{x}). \quad (19)$$

Уравнение (19) – это уравнение для определения правила \mathbf{W} обновления весов для нейронной сети RBF. Этим же уравнением определяется закон для адаптивного скользящего контроллера с использованием нейронной сети RBF. Значения F_x , F_y , определяемые системой уравнений (14), представляют собой значения управляющего сигнала, вычисленные в желаемых направлениях Ox , Oy , которые являются основой для вычисления углов Эйлера ϕ , θ [15].

Синтез адаптивного скользящего режима управления с использованием нейронной сети RBF для управления БПЛА по угловым координатам (углам Эйлера)

Из системы уравнений (2) зададим переменные состояния:

$$x_7 = \phi, \dot{x}_7 = x_8, \quad x_9 = \theta, \dot{x}_9 = x_{10}, \quad x_{11} = \psi, \dot{x}_{11} = x_{12}.$$

Пусть D_ϕ , D_θ , D_ψ – это неизвестные факторы возмущения (дисбаланс масс, изменение центра тяжести БПЛА, влияние ветра, влияние работы камеры и другого оборудования БПЛА), тогда система уравнений (2) переписывается следующим образом:

$$\begin{cases} \dot{x}_7 = x_8; \\ \dot{x}_8 = \frac{1}{I_x} [(I_y - I_z) x_{10} x_{12} - x_{10} J_r O_{md} - K_\phi x_8^2 + U_2] + D_\phi, \\ \dot{x}_9 = x_{10}; \\ \dot{x}_{10} = \frac{1}{I_y} [(I_z - I_x) x_8 x_{12} - x_8 J_r O_{md} - K_\theta x_{10}^2 + U_3] + D_\theta, \\ \dot{x}_{11} = x_{12}; \\ \dot{x}_{12} = \frac{1}{I_z} [(I_x - I_y) x_8 x_{10} - K_\psi x_{12}^2 + U_4] + D_\psi. \end{cases} \quad (20)$$

Задача состоит в том, чтобы определить управляющие сигналы U_2 , U_3 , U_4 так, чтобы выходные сигналы ϕ , θ , ψ соответствовали сигналам начальной установки ϕ_d , θ_d , ψ_d .

Выберем поверхность скольжения в виде

$$\begin{cases} S_\phi = x_8 - \dot{\phi}_d + k_4(x_7 - \phi_d), \\ S_\theta = x_{10} - \dot{\theta}_d + k_5(x_9 - \theta_d), \\ S_\psi = x_{12} - \dot{\psi}_d + k_6(x_{11} - \psi_d), \end{cases} \quad (21)$$

где: k_4 , k_5 , k_6 – константы, выбранные таким образом, что характеристический многочлен уравнения $S = 0$ удовлетворяет критерию устойчивости Гурвица [12, 13].

Из системы уравнений (12) имеем

$$\begin{cases} \dot{S}_\phi = \dot{x}_8 - \ddot{\phi}_d + k_4(\dot{x}_7 - \dot{\phi}_d), \\ \dot{S}_\theta = \dot{x}_{10} - \ddot{\theta}_d + k_5(\dot{x}_9 - \dot{\theta}_d), \\ \dot{S}_\psi = \dot{x}_{12} - \ddot{\psi}_d + k_6(\dot{x}_{11} - \dot{\psi}_d). \end{cases} \quad (22)$$

Ошибка системы $e = x - x_d$ приближается к нулю, если $S \dot{S} < 0$ или:

$$\dot{S} = -K \text{sign}(S). \quad (23)$$

Комбинируя системы уравнений (20)–(23), получим следующую систему уравнений для определения управляющих сигналов:

$$\begin{cases} U_2 = -(I_y - I_z) x_{10} x_{12} + x_{10} J_r O_{md} + K_\phi x_8^2 - \\ - D_\phi I_x + I_x \ddot{\phi}_d - I_x k_4 \dot{e}_4 - K_4 I_x |S_\phi| \text{sign}(S_\phi); \\ U_3 = -I_z - I_x) x_8 x_{12} + J_r O_{md} x_8 + K_\theta x_{10}^2 - \\ - D_\theta I_y + I_y \ddot{\theta}_d - I_y k_5 \dot{e}_5 - K_5 I_y |S_\theta| \text{sign}(S_\theta); \\ U_4 = -(I_x - I_y) x_8 x_{10} + K_\psi x_{12}^2 - D_\psi I_z + \\ + I_z \ddot{\psi}_d - I_z k_6 \dot{e}_6 - K_6 I_z |S_\psi| \text{sign}(S_\psi), \end{cases} \quad (24)$$

где $\dot{e}_4 = (\dot{x}_7 - \dot{\phi}_d)$; $\dot{e}_5 = (\dot{x}_9 - \dot{\theta}_d)$; $\dot{e}_6 = (\dot{x}_{11} - \dot{\psi}_d)$.

Пусть

$$\begin{cases} f_4(x) = -(I_y - I_z) x_{10} x_{12} + x_{10} J_r O_{md} + K_\phi x_8^2 - D_\phi I_x, \\ f_5(x) = -(I_z - I_x) x_8 x_{12} + J_r O_{md} x_8 + K_\theta x_{10}^2 - D_\theta I_y, \\ f_6(x) = -(I_x - I_y) x_8 x_{10} + K_\psi x_{12}^2 - D_\psi I_z. \end{cases} \quad (25)$$

Тогда система уравнений (24) переписывается следующим образом:

$$\begin{cases} U_2 = f_4(x) + I_x \ddot{\phi}_d - I_x k_4 \dot{e}_4 - K_4 I_x |S_\phi| \text{sign}(S_\phi), \\ U_3 = f_5(x) + I_y \ddot{\theta}_d - I_y k_5 \dot{e}_5 - K_5 I_y |S_\theta| \text{sign}(S_\theta), \\ U_4 = f_6(x) + I_z \ddot{\psi}_d - I_z k_6 \dot{e}_6 - K_6 I_z |S_\psi| \text{sign}(S_\psi). \end{cases} \quad (26)$$

В (26) функции $f_4(x)$, $f_5(x)$, $f_6(x)$ являются функциями, содержащими неизвестные параметры, включая факторы изменения центра тяжести БПЛА, внешние моменты из-за влияния ветра, влияние работы камеры и другого оборудования БПЛА.

Для аппроксимации функций $f_4(x)$, $f_5(x)$, $f_6(x)$, содержащих неизвестные параметры, также используются три нейронные сети RBF. Каждая нейронная

сеть RBF также содержит 2 нейрона входного слоя, 5 нейронов скрытого слоя и 1 нейрон выходного слоя. Входы нейронных сетей – это сигналы $x_6, x_7, x_8, x_9, x_{10}, x_{11}$. Выходы нейронных сетей RBF – это функции, которые передаются контроллеру SMC для вычисления управляющего сигнала в соответствии с системой уравнений (26).

Правило обновления RBF-сети определяется по-прежнему уравнением вида (19). После аппроксимации функций $f_4(x), f_5(x), f_6(x)$ по формулам вида (13) система уравнений для управления БПЛА по углам Эйлера переписывается следующим образом:

$$\begin{cases} U_2 = \hat{f}_4(x) + I_x \ddot{\phi}_d - I_x k_4 \dot{e}_4 - K_4 I_x |S_\phi| \text{sign}(S_\phi), \\ U_3 = \hat{f}_5(x) + I_y \ddot{\theta}_d - I_y k_5 \dot{e}_5 - K_5 I_y |S_\theta| \text{sign}(S_\theta), \\ U_4 = \hat{f}_6(x) + I_z \ddot{\psi}_d - I_z k_6 \dot{e}_6 - K_6 I_z |S_\psi| \text{sign}(S_\psi). \end{cases} \quad (27)$$

Из уравнений (1) и (2) видно, что эти уравнения имеют 6 управляющих переменных $x, y, z, \phi, \theta, \psi$, но вход в систему управления БПЛА имеет только 4 управляющие переменные (x, y, z, ψ), а две переменные ϕ, θ вычисляются в процессе управления.

Значения F_x, F_y, F_z из системы уравнений (14) в сочетании с системой уравнений (4) позволяют вычислить переменные ϕ, θ, U_1 следующим образом:

$$\begin{cases} \theta = \arctan\left(\frac{x_1}{F_z + mg}\right), \\ \phi = \arctan\left(\frac{x_2}{\sqrt{m^2 g^2 + 2mgF_z + F_z^2 + x_1^2}}\right), \\ U_1 = \frac{mg + F_z}{\cos\theta \cos\phi}, \end{cases} \quad (28)$$

где $x_1 = \frac{\cos\psi F_x + \sin\psi F_y}{(\cos\psi)^2 + (\sin\psi)^2}$; $x_2 = \frac{\sin\psi F_x - \cos\psi F_y}{(\cos\psi)^2 + (\sin\psi)^2}$.

Моделирование и оценка результатов

Моделирование в программной среде MATLAB SIMULINK выполнено на основе уравнений (5), (6), (13), (14), (19)–(21) и (27). Значения параметров модели приведены в табл. 2.

Таблица 2

Значения параметров модели		
Символ	Значение	Единица
m	0,5	кг
g	9,81	м/с ²
J_x	0,005	кгм ²
J_y	0,005	кгм ²
J_z	0,01	кгм ²
d	3,30e-07	Ns ² /rad ²
k_1, k_2, k_3	3	–
k_4, k_5, k_6	3	–
K_1, K_2, K_3	20	–
K_4, K_5, K_6	20	–
K_x, K_y, K_z	0,1	–
K_ϕ, K_θ, K_ψ	0,1	–

Параметры нейронной сети RBF: матрица радиусов сети $\mathbf{b} = 5$, коэффициент адаптации $\gamma = 23$, матрица центров ФА сети

$$\mathbf{c} = \begin{bmatrix} -1 & -0,5 & 0 & 0,5 & 1 \\ -1 & -0,5 & 0 & 0,5 & 1 \end{bmatrix}.$$

Результаты моделирования работы БПЛА при изменении его положения в пространстве представлены на рис. 4–7. Моделировался полет БПЛА из положения с координатами [0 0 0] в положение с координатами [0 0 1].

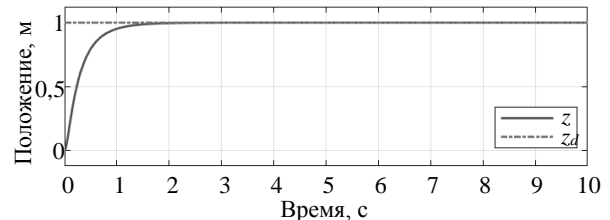


Рис. 4. Реакция БПЛА на изменение положения по координате Oz при использовании адаптивного скользящего регулятора

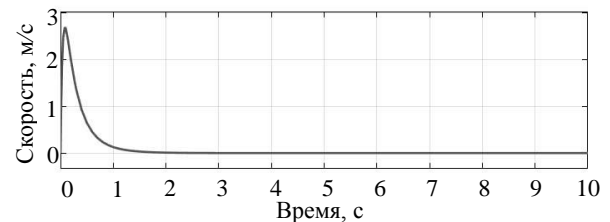


Рис. 5. Реакция БПЛА на скорость Vz при использовании адаптивного скользящего регулятора

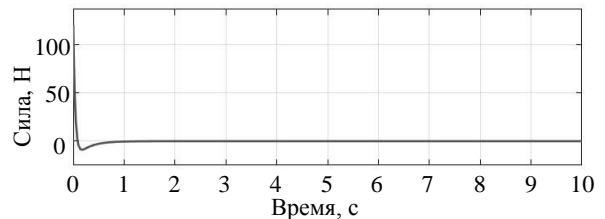


Рис. 6. Реакция БПЛА на управляющий сигнал Fz при использовании адаптивного скользящего регулятора

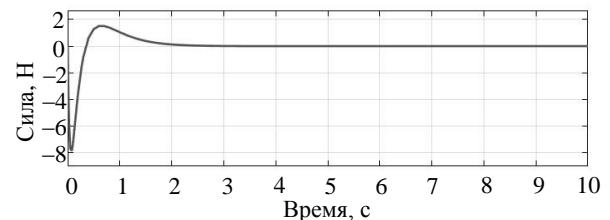


Рис. 7. Реакция БПЛА на ошибку оценки $\hat{f}_3(x)$ при использовании адаптивного скользящего регулятора

Из рис. 4–7 следует, что система с адаптивным скользящим регулятором имеет устойчивое (стабильное) рабочее состояние, время стабилизации системы находится в пределах 1,5–2 с, время перехода в стабильное состояние незначительное, ошибка настройки (ошибка между z и z_d) мала (не значи-

ма), система устойчива и стабильно работает в рабочем состоянии.

Результаты моделирования работы БПЛА при длительном воздействии на систему неизвестной внешней силы постоянной величины представлены на рис. 8–10.

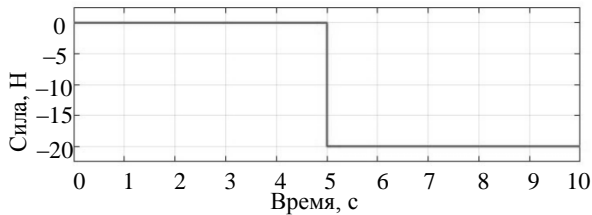


Рис. 8. Внешняя сила постоянной величины, действующая по координате Oz

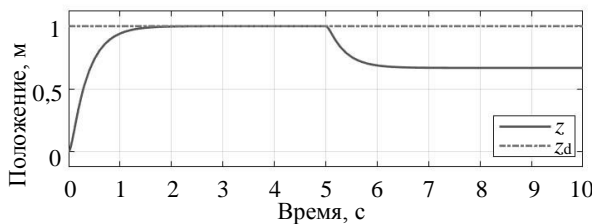


Рис. 9. Реакция БПЛА на возмущение по координате Oz при использовании обычного скользящего регулятора

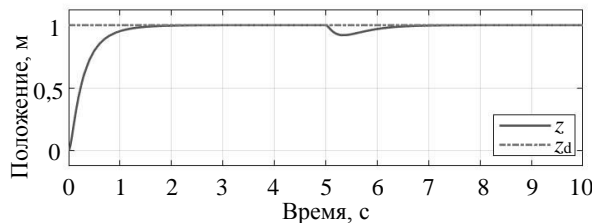


Рис. 10. Реакция БПЛА на возмущение по координате Oz при использовании адаптивного скользящего регулятора

На рис. 8 показано, что в момент времени $t = 5$ с прикладывается внешняя сила 20 Н в направлении Oz (подвешивание груза 20 Н на фюзеляже). Из рис. 9 следует, что классический скользящий регулятор не распознает действующую внешнюю силу, изменяющую параметры системы. Объект управления (БПЛА) под действием внешней силы изменил своё положение: координаты БПЛА изменились и БПЛА стабилизировался на новом положении. Из рис. 10 видно, что адаптивный скользящий регулятор, использующий нейронную сеть RBF, идентифицировал фактор изменчивости (внешнюю силу) и соответствующим образом скорректировал управляющий сигнал. Система управления БПЛА была скорректирована и БПЛА стабилизируется в исходном положении. Этот факт имеет важное значение для управления БПЛА при перемещении грузов с разным, заранее не известным весом. Очевидно, что это существенно повышает качество работы БПЛА при транспортировке грузов.

Результаты моделирования работы БПЛА при воздействии на систему неизвестной внешней силы, изменяющейся по линейному закону представлены на рис. 11–13.

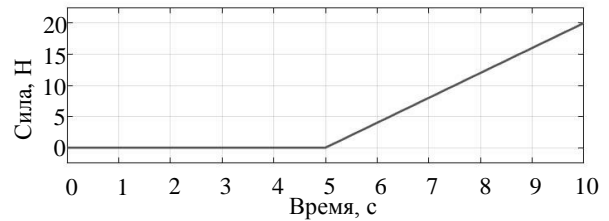


Рис. 11. Линейно изменяющаяся внешняя сила, действующая по направлению Oz

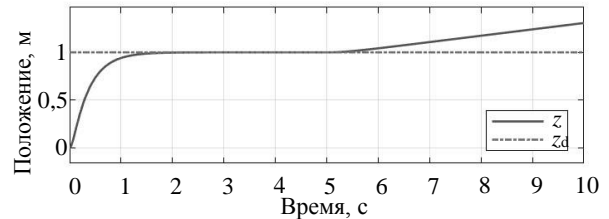


Рис. 12. Реакция БПЛА на линейное возмущение по координате Oz при использовании обычного скользящего регулятора

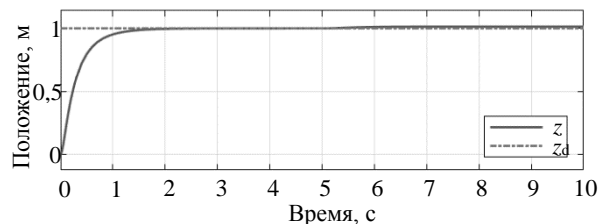


Рис. 13. Реакция БПЛА на линейное возмущение по координате Oz при использовании адаптивного скользящего регулятора

На рис. 11 показано, что в момент времени $t = 5$ с на систему действует внешняя сила, линейно изменяющаяся в направлении Oz и неизвестная по величине. Из рис. 12 следует вывод о том, что при классическом скользящем регуляторе изменения параметров системы и внешних сил не распознаны, система подверглась воздействию внешних сил и её координаты изменились. Из рис. 13 следует, что адаптивный скользящий регулятор, использующий нейронную сеть RBF, идентифицировал изменившиеся параметры системы и управляющий сигнал был соответствующим образом изменен. В итоге система осталась стабильной в исходном положении. Это имеет важное значение при управлении БПЛА, выполняющего сельскохозяйственные работы по распылению жидких растворов на больших площадях.

Результаты моделирования работы БПЛА при воздействии на него случайной помехи с большими амплитудами представлены на рис. 14. Эксперимент был проведен на модели БПЛА с адаптивным скользящим контроллером, использующим нейронную сеть RBF для распознавания неизвестных факторов. Для сравнения был проведен такой же эксперимент с обычным скользящим контроллером. Сравнение выполнено по отклонению от исходного состояния БПЛА.

Из рис. 14 следует вывод о том, что адаптивный скользящий регулятор с использованием нейронной

сети RBF работает стабильнее и эффективнее классического скользящего регулятора.

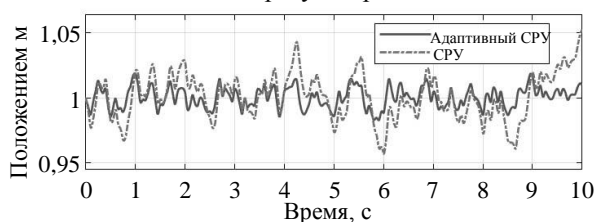


Рис. 14. Изменение положения БПЛА при воздействии на него случайной помехи с большими амплитудами

Заключение

Синтезирован адаптивный скользящий режим управления БПЛА в условиях воздействия ветра и изменения нагрузки. Алгоритм управления использует нейронную RBF-сеть для аппроксимации неизвестных параметров системы. Результаты моделирования полета БПЛА показывают, что при изменении нагрузки и при наличии внешних помех система управления БПЛА сохраняет устойчивость. Адаптивный контроллер можно применять для управления БПЛА в автоматизированных грузовых операциях, в операциях по опрыскиванию сельскохозяйственных полей жидкостями в сложных условиях при наличии помех (ветер, переменная плотность воздуха, изменение давления воздуха и т.п.).

Литература

1. Квадрокоптеры: обзоры, производители, видео и фото [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://quadrocoptery.ru>, свободный (дата обращения: 06.06.2022).
2. Квадрокоптеры и дроны в онлайн-журнале – Дромомания.ру [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://dromomania.ru>, свободный (дата обращения: 06.06.2022).
3. Багинова В.В. Беспилотные летающие аппараты и логистика / В.В. Багинова, Д.К. Калмурзаева // Мир транспорта. – 2017. – № 15(6). – С. 120–124.
4. Zulu A. A review of control algorithms for autonomous quadrotors / A. Zulu, S. John // Open Journal of Applied Sciences. – 2014. – No. 4. – P. 547–556.
5. Калягин М.Ю. Моделирование системы управления полетом квадрокоптера в среде Simulink и Simscape Multibody / М.Ю. Калягин, Д.А. Волошин, А.С. Мазаев // Труды МАИ. – Вып. 112 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://trudymai.ru/published.php?ID=116308>, свободный (дата обращения: 06.06.2022).
6. Дегтярев Г.Л. Методы управления на скользящих режимах / Г.Л. Дегтярев, А.С. Мещанов. – Казань: Изд-во Казан. нац. иссл. техн. ун-та им. А.Н. Туполева (КАИ), 2014. – 104 с.
7. Демидова Г.Л. Регуляторы на основе нечеткой логики в системах управления техническими объектами / Г.Л. Демидова, Д.В. Лукичев. – СПб.: Университет ИТМО, 2017. – 81 с.
8. Кориков А.М. Интеллектуальное управление в технических системах // Научный вестник НГТУ. – 2014. – № 1(54). – С. 18–26.
9. Прикладная информатика: справочник / Под ред. В.Н. Волковой и В.Н. Юрьева. – М.: Финансы и статистика; ИНФРА-М, 2008. – 76 с.

10. Огольцов И.И. Разработка математической модели пространственного полета квадрокоптера / И.И. Огольцов, Н.Б. Рожнин, В.В. Шеваль // Труды МАИ. – Вып. № 83 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://trudymai.ru/published.php?ID=62031> свободный (дата обращения: 06.06.2022).

11. Тран В.Т. Выбор регулятора, работающего в скользящем режиме, для автоматизированной транспортной системы / В.Т. Тран, А.М. Кориков, Т.Т. Нгуен // Доклады ТУСУР. – 2021. – Т. 24, № 4. – С. 79–84.

12. Теория систем с переменной структурой / под ред. С.В. Емельянова. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит. 1970. – 592 с.

13. Дорф Р. Современные системы управления / Р. Дорф, Р. Бишоп. – М.: Лаборатория базовых знаний, 2004. – 832 с.

14. Кориков А.М. Основы теории управления: учеб. пособие. – 2-е изд. – Томск: Изд-во НТЛ, 2002. – 392 с.

15. Справочник по теории автоматического управления / под ред. А.А. Красовского. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1987. – 712 с.

Тран Ван Трук

Аспирант каф. автоматизированных системы управления (АСУ) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-923-428-02-82
Эл. почта: att82glass@gmail.com

Кориков Анатолий Михайлович

Доктор техн. наук, профессор каф. АСУ ТУСУРА Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-913-869-96-37
Эл. почта: korikov@asu.tusur.ru

Tran V.T., Korikov A.M.

Synthesis of adaptive sliding flight control mode of a quadcopter under conditions of variable load and interference

Adaptive sliding control mode of an unmanned aerial vehicle (UAV) has been synthesized using neural networks to identify unknown factors acting on UAV. The MATLAB SIMULINK software was used to simulate the operation of the UAV control system. The simulation of the operation of the UAV location tracking system and UAV movement under the influence of unknown external forces of both constant magnitude and external forces varying according to a linear law is performed. An assessment of the performance of the UAV control system under the influence of random interference is given.

Keywords: synthesis, adaptive sliding control, unmanned aerial vehicle, neural network, simulation, SIMULINK, external forces, variable load, interference.

DOI: 10.21293/1818-0442-2022-25-2-37-44

References

1. *Kvadrokoptyery: obzory, proizvoditeli, video i foto* [Quadcopters: reviews, manufacturers, videos and photos]. Available at: <https://quadrocoptery.ru>, free (Accessed: June 06, 2022) (in Russ.).

2. *Kvadrokoptery i drony v onlajn* [Quadcopters and drones in the online magazine]. Available at: <https://dromomania.ru>, free. (Accessed: June 06, 2022) (in Russ.).
3. Baginova V.V., Kalmurzaeva D.K. *Bespilotnye letayushchie apparaty i logistika* [Unmanned aerial vehicles and logistics]. *World of Transport and Transportation*, 2017, no. 15(6), pp. 120–124 (in Russ.).
4. Zulu A. A review of control algorithms for autonomous quadrotors / A. Zulu, S. John// *Open Journal of Applied Sciences*, 2014, no. 4, pp. 547–556 (in Russ.).
5. Kalyagin M.YU., Voloshin D.A., Mazaev A.S. *Modelirovanie sistemy upravleniya poletom kvadrokoptera v srede Simulink i Simscape Multibody* [Modeling of a quadcopter flight control system in Simulink and Simscape Multibody]. *Proceedings of the MAI*, iss. 112. Available at: <https://trudymai.ru/published.php?ID=116308>, free (Accessed: June 06, 2022) (in Russ.).
6. Degtyarev G.L., Degtyarev G.L., Meshchanov A.S. *Metody upravleniya na skol'zyashchih rezhimakh: monografiya* [Control methods on sliding modes: monograph]. Kazan, Publishing House of the Kazan National Research Technical University. A.N. Tupolev-KAI, 2014, 104 p. (in Russ.).
7. Demidova G.L., Lukichev D.V. *Regulyatory na osnovе nechetkoj logiki v sistemah upravleniya tekhnicheskimi ob'ektami* [Regulators based on fuzzy logic in control systems for technical objects]. St. Petersburg, ITMO University, 2017. 81 p. (in Russ.).
8. Korikov A.M. *Intellektual'noe upravlenie v tekhnicheskix sistemax* [Intelligent control in technical systems]. *Scientific Bulletin of NSTU*, 2014, no. 1 (54), pp. 18–26 (in Russ.).
9. *Prikladnaya informatika: spravochnik* [Applied Informatics: Handbook]. Edited by V.N. Volkova and V.N. Yuriev. Moscow, Finance and Statistics; INFRA-M, 2008. 768 p. (in Russ.).
10. Ogol'cov I.I., Rozhnin N.B., Cheval V.V. *Razrabotka matematicheskoy modeli prostranstvennogo poleta kvadrokoptera* [Development of a mathematical model for the spatial flight of a quadcopter]. *Proceedings of the MAI*, issue no. 83. Available at: <https://trudymai.ru/published.php?ID=62031>, free (Accessed: June 06, 2022) (in Russ.).
11. Tran, V. T., Korikov, A. M., and Nguyen, T. T. *Vybor regulyatora, rabotayushchego v skol'zyashchem rezhime, dlya avtomatizirovannoj transportnoj sistemy* [Choice of a sliding mode controller for an automated transport system]. *Proceedings of TUSUR University*, 2021, vol. 24, No. 4, pp. 79–84 (in Russ.).
12. *Teoriya sistem s peremennoj strukturoj* [Systems theory with an established structure]. Edited by S.V. Emelyanov. Moscow, Science. Main edition of Physics and Mathematics Literature, 1970. 592 p. (in Russ.).
13. Dorf R., Bishop R. *Sovremennyye sistemy upravleniya* [Modern control systems]. Moscow, Basic Knowledge Laboratory, 2004. 832 p. (in Russ.).
14. Korikov A.M. *Osnovy teorii upravleniya: uchebnoye posobie* [Fundamentals of Control Theory: Study Guide]. 2nd edition. Tomsk, Publishing House of Scientific and Technical Literature, 2002. 392 p. (in Russ.).
15. *Spravochnik po teorii avtomaticheskogo upravleniya* [Handbook of Automatic Control Theory]. Edited by A.A. Krasovskogo. Moscow, Science. Editor-in-Chief of Physics and Mathematics Literature, 1987. 712 p. (in Russ.).

Van Truc Tran

Master student
Department of Automated Control Systems,
Tomsk State University of Control Systems
and Radioelectronics (TUSUR)
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-923-428-02-82
Email: att82glass@gmail.com

Anatoly M. Korikov

Doctor of Science in Engineering, Professor,
Department of Automated Control Systems, TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-913-869-96-37
Email: korikov@asu.tusur.ru

УДК 004.89

А.А. Соболев, А.М. Федотова, А.В. Куртукова, А.С. Романов, А.А. Шелупанов

Методика определения возраста автора текста на основе метрик удобочитаемости и лексического разнообразия

Описана методика определения возраста автора анонимного текста, написанного на русском языке. Рассмотрены основополагающие работы предметной области и методы классификации: метод опорных векторов, наивный байесовский классификатор, сверточные и рекуррентные нейронные сети, fastText и BERT. Для проведения исследования использовался собственный набор данных, содержащий 1,5 миллиона комментариев пользователей социальных сетей. Отдельные эксперименты посвящены оценке влияния различных методов векторизации текста и фильтрации фотографий пользователей социальных сетей при помощи компьютерного зрения на точность классификации. В результате серии экспериментов, направленных на оценку эффективности использованных методов и отбора информативных признаков, достигнута точность определения возраста автора анонимного текста 83,2%.

Ключевые слова: атрибуция, определение возраста, анализ текста, машинное обучение, нейронные сети, отбор признаков.

DOI: 10.21293/1818-0442-2022-25-2-45-52

В последние годы активно развивается такая область машинного обучения, как обработка естественного языка, ввиду потребности общества в решении прикладных задач, связанных с текстом. Одной из таких практических задач является атрибуция текста – определение пола, возраста, профессии автора текста и авторства в целом [1–3]. В данной статье рассматривается задача идентификации возраста автора текста.

Актуальность и практическая значимость исследования заключается в разработке алгоритмического и программного обеспечения, позволяющего проводить автоматическую фильтрацию контента с целью ограждения несовершеннолетних от запрещенного или шокирующего материала, который имеет возрастной рейтинг «18+». Подобные решения также могут применяться в криминалистике [4, 5]. Проведение автороведческой экспертизы требует привлечения специалистов в области лингвистики, которые, как правило, проводят исследование вручную. Автоматизированные решения позволят значительно ускорить процесс проведения автороведческих экспертиз и уменьшить в нем участие специалистов-филологов.

Целью исследования является оценка возможности использования методов, основанных на нейронных сетях (НС) и классических методах машинного обучения, для определения возраста автора анонимного русскоязычного текста. В качестве входных параметров принимаются количественные характеристики образцов текстов. При этом для части образцов авторство известно, и текстам сопоставлена метка возраста автора. Необходимо классифицировать анонимные тексты по возрастным категориям. Таким образом, множеством классов будут являться возрастные категории авторов, а тексты, возраст авторов которых известен, – конечной обучающей выборкой. Решение задачи сводится к получению классификатора, который максимально точно определяет возрастные категории.

Научная новизна исследования заключается в применении ранее не использовавшихся в решении данной задачи для русскоязычных текстов методов: fastText, BERT, а также проведении серии экспериментов, направленных на исследование различных методов векторизации текстов и фильтрации пользовательских фотографий.

Анализ предметной области

Проблеме определения возраста автора текста посвящено сравнительно небольшое количество работ [6–10].

Статья [6] направлена на определение возраста автора при помощи глубоких НС. Ключевая особенность исследования состоит в применении методов компьютерного зрения с целью фильтрации недостоверных данных пользователей о возрасте в социальных сетях. Данный метод позволил сформировать обучающий набор, содержащий публичные сообщения пользователей социальной сети «ВКонтакте» в паре с доподлинными возвратами их авторов. Классификация текстов выполнялась при помощи различных архитектур НС, однако наилучшая точность была достигнута моделью fastText и составила 82%.

В работе [7] использовались 15060 текстов 1260 авторов, публиковавших посты в LiveJournal. Для экспериментов были заданы возрастные группы: 20–30, 30–40 и 40–50 лет. Тексты были распределены по заданным группам в равных пропорциях. В качестве лингвистических признаков текста применялись униграммы и биграммы слов, а также распределение слов по частям речи. Классификация осуществлялась методом опорных векторов (SVM), для оценки использовалась кроссвалидация по 10 фолдам. Точность классификации составила 59,8%.

Авторы статьи [8] выполняли определение возраста и пола автора SMS-сообщений. Всего было использовано 38588 предварительно обработанных текстовых сообщений, написанных носителями английского языка и сингапурскими учащимися,

изучающими английский. В качестве классификаторов авторы применяли наивный байесовский классификатор, SVM и алгоритм J48. Последний позволил получить лучший результат для задачи определения возраста автора – 70,79%.

Авторы работы [9] выполняли определение возраста авторов коротких текстов (средняя длина – 100 слов). Подход основан на признаках читабельности текста. Обучающие наборы включали в себя две возрастные группы: дети до 16 лет и взрослые от 20 лет. Модель, созданная с помощью SVM с AdaBoost, позволила достигнуть f -меры, равной 94%.

Задача определения возраста автора текста рассматривалась в рамках соревнования PAN-2016. Участники работали с набором данных, состоящим из 686 текстов на английском и испанском языках. В рамках исследования рассматривались возрастные группы 18–24, 25–34, 35–49, 50–64, 65 лет и старше. Команда, занявшая первое место по итогам соревнования, в рамках предобработки текстов удаляла пустые строки, дубликаты текстов и лишние пробелы. Затем тексты преобразовывались в векторы в виде TF-IDF. Далее тексты классифицировали с помощью SVM. Точность метода для английского языка составила 51%, для испанского – 54% [10].

Авторы статьи [11] в качестве признаков использовали текст и его стиль, а также синтаксические и лексические особенности. Классификация происходила с использованием байесовской полиномиальной регрессии. Тексты разделялись на три возрастные категории: 13–17, 23–27 и 33–47 лет. Максимальная точность 77% достигнута при совместном использовании и синтаксических, и лексических признаков.

В работе [12] исследовалось определение демографических атрибутов пользователей социальной сети Twitter. Авторами был собран набор данных на английском, испанском, французском, немецком и итальянском языках. В качестве признаков для SVM были выбраны триграммы слов. Максимальная точность получена для английского языка – 84%.

Следует отметить, что атрибуция в социальных сетях особенно затруднена, так как текст, как правило, не структурирован, имеет небольшой объем, содержит сленг и шумы. Обучение модели будет недостаточно эффективным, если данные ненадежны, зашумлены или не сбалансированы.

Проблемой также является неграмотность пользователей, которая может быть как преднамеренной, так и непреднамеренной. Основная часть описанных недостатков может быть устранена на этапе предобработки текста.

Исследований, направленных на определение возраста автора русскоязычного текста количественными методами, насколько известно авторам статьи, нет. О недостаточной изученности данной темы также свидетельствует отсутствие размеченных общедоступных наборов данных для русского языка. Поэтому одним из этапов исследования был сбор данных, содержащих тексты и метку возраста автора.

Набор данных

В настоящее время большой популярностью пользуются социальные сети. Важными аргументами в пользу сбора данных из социальных сетей являются широкий доступ для людей различных возрастов и многообразие тем для обсуждения.

В связи с этим можно легко найти сообщения подростков, которые будут обсуждать школу, фильмы, музыку или множество других тем, и обсуждения взрослых людей о работе, быте, а также темы, которые будут пересекаться с теми, которые больше интересны пользователям младшего поколения. Для формирования набора данных выбрана социальная сеть «ВКонтакте», так как она является самой популярной для русскоязычного сообщества и охватывает все возрастные категории граждан, а также содержит множество сообщений различных тематик. В 2021 г. каждый месяц пользователями оставалось по 399 млн сообщений 23 млн авторов, однако всего у 45,2% авторов указан пол.

Всего для исследований было собрано 1,5 млн комментариев 393 тыс. авторов. В рамках исследования тексты были разделены на две возрастные категории: детскую – тексты, авторам которых до 18 лет включительно, и взрослую – тексты, авторам которых от 21 года до 55 лет.

Следует отметить, что тексты, написанные авторами в возрасте от 18 до 21 года, при обучении моделей не учитывались, так как разделяющая способность моделей на этом интервале неудовлетворительна. Кроме того, это оказывает негативное влияние на конечный результат. Ситуация аналогична интервалу от 27 до 30 лет.

Методика определения автора анонимного текста

Методика определения возраста автора анонимного текста представлена на рис. 1. Рассмотрим этапы более подробно.

Предварительная обработка текстов. Для обучения моделей необходимо преобразовать тексты в векторный вид. Прежде всего, привести все символы в нижний регистр, очистить данные от некоторого «шума», такого как стоп-слова и знаки препинания, произвести замену эмодзи специальным тегом, поскольку удалять их не имеет смысла – эмодзи являются неотъемлемой частью общения в сети Интернет. Одним из этапов предварительной обработки данных являются лемматизация и стемминг, которые приводят слова к нормальной форме.

Фильтрация данных с использованием компьютерного зрения. Процесс фильтрации заключался в отсеивании пользователей, у которых возраст на фотографиях не совпадал с возрастом, указанным в профиле.

При фильтрации текстов для каждого пользователя было собрано до 10 фотографий. Если возраст больше чем на половине фотографий совпадает с возрастом, указанным в профиле (± 2 года), то возраст пользователя считается достоверным.

Существует множество решений для определения возраста по фото. В данной работе использовалась архитектура VGG-Face, предложенная в исследовании [13]. Данная операция очень затратна, так как НС имеет более 145 млн параметров, поэтому обработка одной фотографии занимает в среднем от 5 до 10 с.

В табл. 1 представлены результаты перекрестной проверки с количеством блоков k , равным 5, для данных до и после фильтрации. В качестве метода для преобразования текстов в векторный вид был использован Tokenizer. При использовании данного метода каждое целое число является индексом слова в словаре.

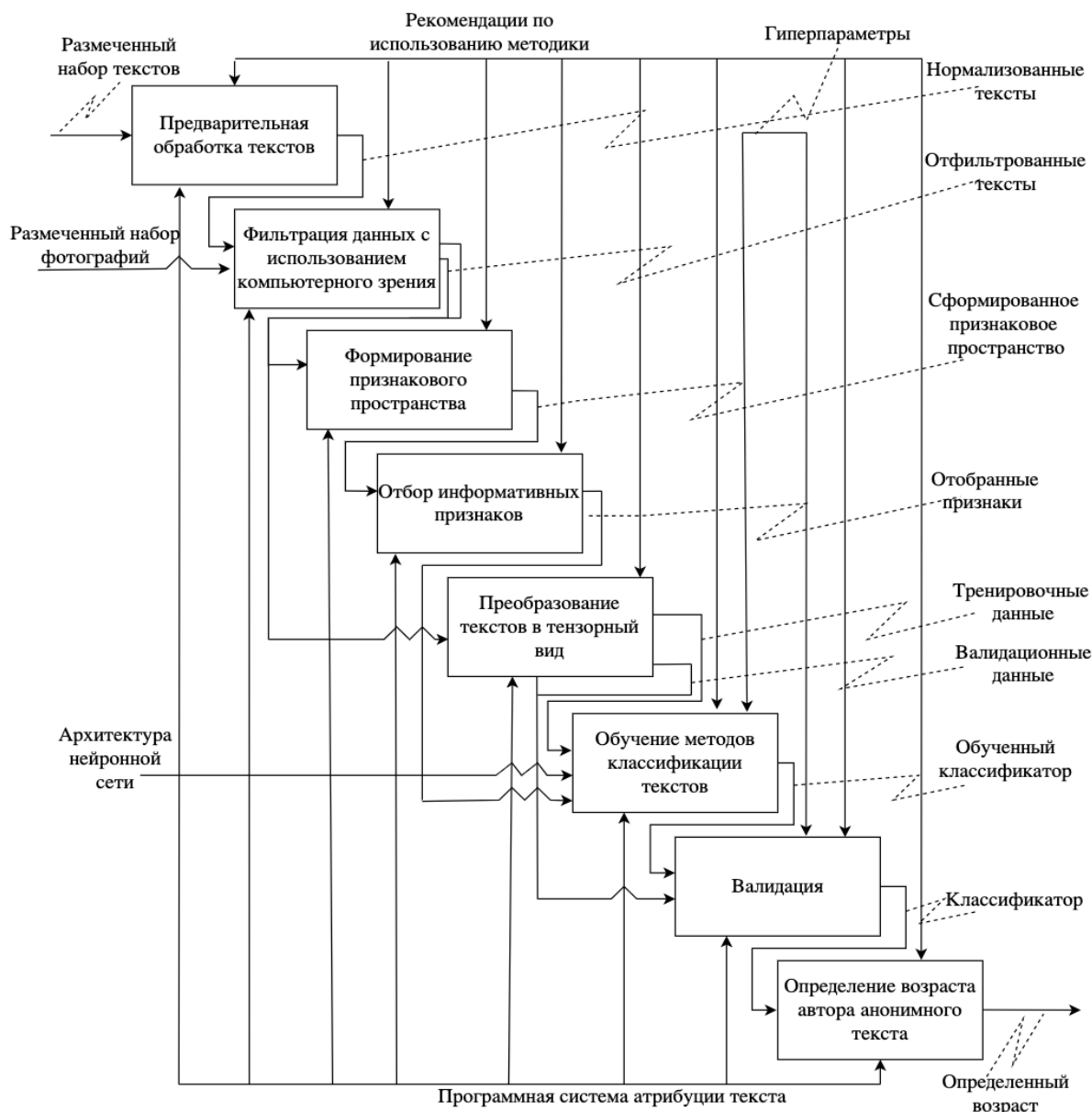


Рис. 1. Методика определения возраста автора анонимного текста

Таблица 1

Результаты с использованием прошедших и не прошедших фильтрацию данных

Метод классификации	До фильтрации		После фильтрации	
	Точность, %	F-мера, %	Точность, %	F-мера, %
SVM	51,7	66,7	56,2	69,4
Naive Bayes	50,1	66,4	52,7	67,5
Text CNN	65,1	65,1	76,9	76,9
Text RNN	65,2	64,8	74,8	74,3
Text RCNN	64,7	64,6	74,9	74,9

Фильтрация положительно влияет на точность работы моделей, причем точность повышается

больше чем на 10%. Лучшая модель по результатам перекрестной проверки – Text CNN, итоговая точность которой составила 76,9%. Из таблицы также видно, что модели с рекуррентными слоями хорошо справляются с поставленной задачей.

Формирование признакового пространства.

Было выделено три группы признаков текстов: базовые статистики, метрики удобочитаемости, метрики лексического разнообразия. Базовые статистики содержат следующие статистические данные: количество предложений, слов, уникальных слов, сложных слов, односложных и многосложных слов и др. В

табл. 2 представлены данные признаки для двух возрастных категорий – детской (до 18 лет) и взрослой (18 лет и старше), количественные значения соответствуют характеристикам одного пользовательского сообщения.

Таблица 2

Признак	Аудитория	
	детская	взрослая
Кол-во слов	10,9	13,7
Кол-во уникальных слов	9,1	12,6
Кол-во длинных слов	2,8	5,1
Кол-во сложных слов	0,7	1,7
Кол-во простых слов	7,2	10,4
Кол-во односложных слов	2,9	3,9
Кол-во многосложных слов	4,9	8,1
Кол-во символов	59,2	82,1
Кол-во букв	36,9	63,2
Кол-во пробелов	7,8	12,1
Кол-во слогов	16,1	26,8
Кол-во знаков препинания	3,3	3,6

На основе полученных значений отмечено, что женщины оставляют больше сообщений (55,1%), чем пользователи мужского пола (44,8%), а взрослая аудитория пишет более длинные и сложные предложения. Это видно по количеству символов и слов в предложении, употреблению сложных слов в тексте. Знаки препинания и односложные слова одинаково используются и взрослыми, и детьми.

Следующая рассмотренная группа признаков – индексы удобочитаемости. Данные метрики показывают, насколько сложен текст для восприятия.

Тест Флеша–Кинкайда (FKGL) и индекс удобочитаемости Флеша (FRE) используют количество слов, предложений и слогов. Данные индексы изначально были разработаны для английского языка, однако позже были адаптированы для русского путем изменения коэффициентов

$$FKGL = 0,49 \left(\frac{N_{\text{WORDS}}}{N_{\text{SENTENCES}}} \right) + 7,3 \left(\frac{N_{\text{SYLLABLES}}}{N_{\text{WORDS}}} \right) - 16,59, \quad (1)$$

$$FRE = 206,835 - 1,3 \left(\frac{N_{\text{WORDS}}}{N_{\text{SENTENCES}}} \right) - 60,1 \left(\frac{N_{\text{SYLLABLES}}}{N_{\text{WORDS}}} \right), \quad (2)$$

где N_{WORDS} – количество слов в тексте, $N_{\text{SENTENCES}}$ – количество предложений в тексте, $N_{\text{SYLLABLES}}$ – количество символов в тексте.

Индекс SMOG показывает количество лет обучения, необходимых для понимания текста:

$$SMOG = 1,1 \sqrt{\frac{64,6 N_{\text{COMPLEX_WORDS}}}{N_{\text{SENTENCES}}}} + 0,05, \quad (3)$$

где $N_{\text{COMPLEX_WORDS}}$ – количество сложных слов.

Индекс удобочитаемости LIX показывает, насколько текст сложен для чтения:

$$LIX = \frac{N_{\text{WORDS}}}{N_{\text{SENTENCES}}} + \frac{N_{\text{LONG_WORDS}}}{N_{\text{WORDS}}}, \quad (4)$$

где $N_{\text{LONG_WORDS}}$ – количество слов длиной более шести букв.

В табл. 3 приведены средние значения индексов удобочитаемости для детской и взрослой аудитории пользователей социальной сети «ВКонтакте»

Таблица 3

Индекс	Индексы удобочитаемости	
	Аудитория	
	детская	взрослая
Тест Флеша–Кинкайда	0,3	4,27
Индекс удобочитаемости Флеша	97,1	71,7
Индекс SMOG	4,9	8,4
Индекс удобочитаемости LIX	37,4	50,5

Коэффициенты лексического разнообразия показывают богатство словарного запаса автора текста. Самым простым коэффициентом лексического разнообразия является Type-Token Ratio (TTR):

$$TTR = \frac{N_{\text{LEXEMES}}}{N_{\text{WORDS}}}, \quad (5)$$

где N_{LEXEMES} – количество уникальных слов в тексте.

Коэффициенты Root Type-Token Ratio (RTTR) и Corrected Type-Token Ratio (CTTR) являются модификациями TTR:

$$RTTR = \frac{N_{\text{LEXEMES}}}{\sqrt{N_{\text{WORDS}}}}, \quad (6)$$

$$CTTR = \frac{N_{\text{LEXEMES}}}{\sqrt{2N_{\text{WORDS}}}}. \quad (7)$$

В табл. 4 представлены коэффициенты лексического разнообразия для двух категорий пользователей социальной сети «ВКонтакте».

Таблица 4

Коэффициент	Коэффициенты лексического разнообразия	
	Аудитория	
	детская	взрослая
TTR	0,91	0,96
RTTR	2,75	3,21
CTTR	1,94	2,27

При использовании индекса удобочитаемости Флеша более высокие показатели свидетельствуют о легкости понимания текста. Показатель текста от 100 до 90 баллов говорит о том, что его написал человек, учащийся в 5-м классе. Показатель от 70 до 80 – ученик 7-го класса. Стоит отметить то, что журнал «Time» набирает 62 балла, поэтому результат 71,7 для взрослой аудитории можно считать адекватным.

Также значительно отличается индекс SMOG: для понимания текста детской аудитории необходимо иметь почти 5 классов образования, а взрослой – 8, что сопоставимо с показателями, полученными с помощью индекса удобочитаемости Флеша.

Показатель индекса удобочитаемости LIX для детской аудитории можно интерпретировать как простые тексты, художественную литературу, газетные статьи, а для взрослой аудитории – как тексты средней сложности, журнальные статьи.

Отбор информативных признаков. Для отбора информативных признаков из генеральной сово-

купности признакового пространства был применен дисперсионный анализ. Необходимо получить оценку дисперсии между группами

$$MS_B = \frac{\sum(\bar{X}_j - \bar{X}_G)^2}{k-1}n, \quad (8)$$

где \bar{X}_j – среднее значение группы, \bar{X}_G – общее среднее, k – число групп; n – размер группы.

После оценки дисперсии внутри группы

$$MS_w = \frac{s_1^2 + s_2^2 + s_3^2 + \dots + s_n^2}{k}, \quad (9)$$

где s_n – среднее квадратическое отклонение внутри группы. Затем можно вычислить значимость информативных признаков

$$F = \frac{MS_B}{MS_w}. \quad (10)$$

В табл. 5 представлены 10 самых значимых информативных признаков текста.

Таблица 5

Информативные признаки

Признак	F
Индекс удобочитаемости Флеша	264,37
Индекс удобочитаемости LIX	193,66
Тест Флеша–Кинкайда	168,49
Индекс SMOG	117,46
Длинные слова	107,01
Буквы	103,92
Слоги	95,74
Сложные слова	93,58
Многосложные слова	91,61
TTR	91,24

Данные признаки будут использоваться при обучении моделей классификации текстов, которые описаны ниже.

Обучение методов классификации текстов.

Исходя из проведенного анализа предметной области, можно выделить как несколько зарекомендовавших себя для английского и других языков методов (SVM, наивный байесовский классификатор, сверточные (CNN) и рекуррентные НС (RNN)), так и появившиеся недавно, но демонстрирующие впечатляющие результаты в области анализа текста, вопросно-ответных систем, автоматического перевода, выявления спама и т.д. (fastText, BERT) [14].

Основной задачей SVM является нахождение оптимальной гиперплоскости, способной разделять данные на два класса. Этот процесс происходит за счет максимизации зазора между опорными векторами, являющимися ближайшими точками разных классов в пространстве. Эффективность алгоритма достигается за счет ядрового преобразования, которое отвечает за отображение данных в пространство, в котором разделяющая классы поверхность будет линейной.

Наивный байесовский классификатор основан на теореме Байеса. Данный алгоритм «наивный»,

так как предполагает независимость признаков. Даже если признаки связаны друг с другом, они вносят независимый вклад в итоговую вероятность. Для определения наиболее вероятного класса в данном алгоритме используется оценка апостериорного максимума, т.е. нахождение вероятностей для множества представленных классов и выбор класса, в котором вероятность максимальна.

Сверточные нейронные сети уже долгое время успешно применяются в области компьютерного зрения. Но в последнее время их также применяют для задач анализа естественного языка, в частности, для классификации текста. Основной принцип работы CNN заключается в работе фильтров, которые распознают определенные особенности данных. Перемещаясь по тексту, фильтр определяет, есть ли искомая характеристика в конкретной части текста. Для получения результата совершается операция свертки, которая является суммой произведений элементов фильтра и матрицы входных сигналов.

Рекуррентные нейронные сети (RNN) – тип нейронных сетей, продемонстрировавший хорошие результаты в обработке последовательных данных, таких как временные ряды и текстовая информация. Данный класс нейронных сетей позволяет нейронам сохранять связи между собой, т.е. передавать информацию от одного шага к другому. Получая информацию на определенном шаге, сеть способна анализировать предшествующую информацию.

В fastText поданные на вход классификатора тексты трансформируются в эмбендинги слов. Далее эмбендинги усредняются, в итоге получается один эмбендинг, который применим ко всему тексту. Результирующий вектор пропускается через классификатор с функцией активации Softmax для расчета итоговых вероятностей.

BERT представляет собой глубокую НС, основанную на кодировщиках Transformer. Каждый уровень кодировщика включает двустороннее внимание. Благодаря этому BERT учитывает контекст с обеих сторон токена, а значит, более точно определяет его смысловое значение.

Для достоверной оценки работы модели необходимо выполнять перекрестную проверку. Также данная проверка позволяет обнаружить переобучение моделей НС.

Валидация. В данной работе использовалась кроссвалидация по k блокам. Результат, полученный после перекрестной проверки, можно считать более достоверным. Подбор гиперпараметров является важной частью при обучении моделей, так как от их выбора напрямую зависит способность модели предсказывать правильные ответы.

Ниже приведены гиперпараметры, используемые для обучения CNN, RNN, RCNN, для выбора гиперпараметров использовался поиск по решетке:

- размер мини-выборки – 32;
- скорость обучения – 0,01;
- функция потерь – Binary crossentropy;
- оптимизатор – Adam;

- метрика качества – точность, F -мера;
- количество эпох – 100.

Для текстов был выбран размер словаря – 5000 слов, максимальная длина текста – 150 слов. При обучении сверточных НС были взяты ядра – 3, 4, 5.

При обучении fastText установлены: длина входного предложения – 150, эпох – 100, количество негативных слов (негативное сэмплирование) – 5. В случае BERT использовалась мультиязычная базовая модель со стандартными параметрами.

Обучение, валидация и тестирование моделей проводились на одних и тех же наборах данных. Валидационная выборка – 20% от общего числа текстов. Тестовая выборка – 20% от общего числа.

Преобразование текстов в тензорный вид.

Помимо Tokenizer, были использованы и другие методы векторизации: быстрое кодирование (One-Hot Encoding), Bag of Words и TF-IDF. В табл. 6 представлены результаты, полученные с использованием перекрестной проверки.

Таблица 6
Результаты с использованием различных методов векторизации

Метод векторизации	Метрика	Text CNN, %	Text RCNN, %
Tokenizer	Точность	76,9	74,9
	F -мера	76,9	74,9
One-Hot Encoding	Точность	54,9	52,9
	F -мера	62,6	60,9
Bag of Words	Точность	55,8	53,3
	F -мера	63,2	61,3
TF-IDF	Точность	61,7	62,7
	F -мера	61,7	62,7

Использовавшийся ранее метод Tokenizer является лучшим при использовании таких НС, как Text CNN и Text RCNN.

Данный подход позволяет выполнить векторизацию текстовых данных, превращая каждый элемент текста либо в последовательность целых чисел (где каждое целое число является индексом токена (лексемы) в словаре), либо в вектор, в котором значение каждого токена может быть бинарным, либо представлено на основании метода Bag-of-Words или TF-IDF. Другие подходы теряют информацию о взаимном расположении слов внутри текста.

Определение возраста автора анонимного текста. Архитектуры НС были изменены путем добавления еще одного входа для информативных признаков текста после конкатенации со слоями обработки текстов. В табл. 7 представлены результаты перекрестной проверки для моделей НС при добавлении информативных признаков, представленных в табл. 4, и без них.

Добавление в модель еще одного входа для обработки информативных признаков улучшает способность модели классифицировать тексты.

В результате проведения серии экспериментов выбраны две лучшие модели – Text CNN и Text RNN с добавлением информативных признаков. Данные модели сравнивались с предобученной мультиязыч-

ной моделью BERT, а также с fastText, которая в последнее время показывает хорошие результаты в области обработки естественно-языковых текстов. В табл. 8 представлены результаты предсказаний моделей на тестовой выборке. Тестовая выборка не использовалась при обучении моделей.

Таблица 7
Результаты перекрестной проверки для моделей НС при добавлении информативных признаков

Наличие информативных признаков	Метрика	Text CNN	Text RNN	Text RCNN
Да	Точность, %	76,9	74,8	74,9
	F -мера, %	76,9	74,3	74,9
Нет	Точность, %	78,2	77,3	76,9
	F -мера, %	78,2	77,5	76,8

Таблица 8
Результаты предсказаний моделей на тестовой выборке

Модель	Точность, %	F -мера, %
Text RNN + информативные признаки	77,3	77,5
Text CNN + информативные признаки	78,2	78,2
fastText	80,9	80,1
BERT	83,2	83,2

Модели fastText и BERT способны лучше справляться с определением возраста автора анонимного текста. В первую очередь это связано с особым способом приведения текстов в векторное пространство. Модель fastText использует метод Skip-Gram, и негативное сэмплирование. BERT использует позиционное кодирование. Также модель BERT является предобученной, что подразумевает факт того, что она уже обучена на огромном количестве текстов, что значительно повышает итоговую точность.

Заключение

В рамках исследования проведена оценка различных методов определения возраста автора русскоязычного текста, реализована фильтрация пользовательских фотографий с использованием модели VGG-Face. Большое внимание уделялось экспериментальным данным. Русскоязычных корпусов для решения этой задачи нет, поэтому был собран собственный набор данных из социальных сетей. Были проведены эксперименты с добавлением информативных признаков текста в модель. Такой подход увеличивает итоговую точность моделей.

Эксперименты показали, что использование зашумлённых данных без фильтрации снижает точность классификации, так как реальный возраст не совпадает с возрастом, указанным в профилях. Поэтому нельзя доверять результатам методов, оцениваемых на необработанных данных из социальных сетей. Определение возраста по фотографии с помощью VGG-Face и сравнение его с возрастом, указанным в профиле, гарантирует, что пользователь имеет правильно указанный возраст. В этом случае сообщения пользователей можно использовать для обучения модели. Эксперименты показали, что при-

менение процедуры фильтрации позволяет добиться увеличения точности до 12%. Еще один вывод, сделанный из экспериментов с проверенными данными по фотографиям, состоит в том, что пользователи намеренно занижают свой возраст в социальных сетях. Такие действия могут осуществляться в противоправных целях, в частности, для беспрепятственного общения с пользователями, не достигшими 18-летнего возраста. Эксперименты с использованием различных методов векторизации позволяют сделать вывод об особой эффективности выбора подходящего к задаче метода. При классификации с использованием RCNN и метода Tokenizer удалось получить точность на 21% выше, чем с One-Hot Encoding.

Наилучший результат для русскоязычного текста был получен при использовании модели BERT. Точность перекрестной проверки составила 83,2%. Полученная точность метода сравнима с подходами, применяемыми для английского, китайского и других языков, даже с учетом сложности русского языка.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ в рамках базовой части государственного задания ТУСУРа на 2020–2022 г. (проект № FEWM-2020-0037).

Литература

1. Authorship Identification of a Russian-Language Text Using Support Vector Machine and Deep Neural Networks / A. Romanov, A. Kurtukova, A. Shelupanov, A. Fedotova, V. Goncharov // *Future Internet*. – 2021. – No. 1. – URL: <https://www.mdpi.com/1999-5903/13/1/3/htm>, свободный (дата обращения: 25.03.2021).
2. Kurtukova A. Source Code Authorship Identification Using Deep Neural Networks / A. Kurtukova, A. Romanov, A. Shelupanov // *Symmetry*. – 2020. – No. 12. – URL: <https://www.mdpi.com/2073-8994/12/12/2044/htm>, свободный (дата обращения: 04.04.2022).
3. Authorship Attribution of Social Media and Literary Russian-Language Texts Using Machine Learning Methods and Feature Selection / A. Fedotova, A. Kurtukova, A. Romanov, A. Shelupanov // *Future Internet*. – 2022. – No. 14. – URL: <https://www.mdpi.com/1999-5903/14/1/4/htm>, свободный (дата обращения: 11.04.2022).
4. Smetanin S. The applications of sentiment analysis for Russian language texts: Current challenges and future perspectives // *IEEE Access*. – 2020. – Vol. 8. – P. 110693–110719.
5. Sboev A. Automatic gender identification of author of Russian text by machine learning and neural net algorithms in case of gender deception / A. Sboev, I. Moloshnikov, D. Gudovskikh, A. Selivanov, R. Rybka, T. Litvinova // *Proceedia computer science*. – 2018. – Vol. 123. – P. 417–423.
6. Romanov A.S. Determining the Age of the Author of the Text Based on Deep Neural Network Models / A.S. Romanov, A.V. Kurtukova, A.A. Sobolev, A.A. Shelupanov, A.M. Fedotova // *Information*. – 2020. – No. 12. – URL: <https://www.mdpi.com/2078-2489/11/12/589/htm>, свободный (дата обращения: 11.04.2022).
7. Litvinova T. Profiling the age of Russian bloggers / T. Litvinova, A. Sboev, P. Panichev // *Conference on Artificial Intelligence and Natural Language*. – Springer, Cham, 2018. – P. 167–177.

8. Khdr A.J. Age and Gender Identification by SMS Text Messages / A.J. Khdr, C. Varol // 2018 International Conference on Artificial Intelligence and Data Processing (IDAP). – 2018. – P. 1–5.

9. Pentel A. Automatic Age Detection Using Text Readability Features // *EDM*. – 2015. – No. 1146. – P. 40–45.

10. Madhulika A. Age and gender identification using stacking for classification / A. Madhulika, T. Gonçalves // *CLEF*. – 2016. – P. 785–790. – URL: <https://dspace.uevora.pt/rdpc/handle/10174/20668>, свободный (дата обращения: 12.04.2022).

11. Argamon S. Automatically Profiling the Author of an Anonymous Text / S. Argamon, M. Koppel, J. Pennebaker, J. Schler // *Commun. ACM*. – 2009. – No. 52. – P. 119–123.

12. Коршунов А. Определение демографических атрибутов пользователей микроблогов / А. Коршунов, И. Белобородов, А. Гомзин // *Труды Института системного программирования РАН*. – 2013. – № 25. – С. 179–194.

13. Masi I. Deep face recognition: A survey / I. Masi, Y. Wu, T. Hassner, P. Natarajan // 2018 SIBGRAPI conference on graphics, patterns and images (SIBGRAPI). – 2018. – P. 471–478.

14. Devlin J. Bert: Pre-training of deep bidirectional transformers for language understanding / J.Devlin, M.W. Chang, K. Lee, K. Toutanova // *arXiv preprint arXiv:1810.04805*. – 2018. – URL: <https://arxiv.org/pdf/1810.04805.pdf>, свободный (дата обращения: 13.04.2022).

Соболев Артем Александрович

Студент каф. безопасности информационных систем (БИС) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-952-183-06-83
Эл. почта: bingjo-ya@yandex.ru

Федотова Анастасия Михайловна

Студентка каф. БИС ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-923-444-41-25
Эл. почта: afedotowaa@yandex.ru

Куртукова Анна Владимировна

Аспирант каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем (КИБЭВС) ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-905-991-67-13
Эл. почта: av.kurtukova@gmail.com

Романов Александр Сергеевич

Канд. техн. наук, доцент каф. КИБЭВС ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: + 7 (382-2) 41-34-26
Эл. почта: alexh.romanov@gmail.com

Шелупанов Александр Александрович

Д-р техн. наук, проф., зав. каф. КИБЭВС ТУСУРа
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 90-71-55, внут. 10-20
Эл. почта: saa@fb.tusur.ru

Sobolev A.A., Fedotova A.M., Kurtukova A.V., Romanov A.S., Shelupanov A.A.

Methodology to determine the age of the text's author based on readability and lexical diversity metrics

The article describes the approaches to determining the age of the author of an anonymous text written in Russian. The fundamental works of the subject area are considered, both proven approaches (support vector machine, naive Bayes classifier, convolutional and recurrent neural networks) and modern methods (fastText, BERT) are implemented. The study used its own data set containing 1,5 million comments from social media users. A separate experiment is devoted to assessing the impact on the classification accuracy of various text vectorization methods. As a result of a series of experiments aimed at evaluating the efficiency of the methods used and selecting informative features, a model was obtained that can predict the age of the author of an anonymous text with an accuracy of 83.2%.

Keywords: attribution, age determination, text analysis, machine learning, neural networks, feature selection.

DOI: 10.21293/1818-0442-2022-25-2-45-52

References

1. Romanov A., Kurtukova A., Shelupanov A., Fedotova A., Goncharov V. Authorship Identification of a Russian-Language Text Using Support Vector Machine and Deep Neural Networks. *MDPI Future Internet*, 2021, no. 1. Available at: <https://www.mdpi.com/1999-5903/13/1/3/htm> (accessed: 25.03.2021).
2. Kurtukova A., Romanov A., Shelupanov A. Source Code Authorship Identification Using Deep Neural Networks. *MDPI Symmetry*, 2020, no. 12. Available at: <https://www.mdpi.com/2073-8994/12/12/2044/htm> (accessed: 04.04.2022).
3. Fedotova A., Kurtukova A., Romanov A., Shelupanov A. Authorship Attribution of Social Media and Literary Russian-Language Texts Using Machine Learning Methods and Feature Selection. *MDPI Future Internet*, 2022, no. 14. Available at: <https://www.mdpi.com/1999-5903/14/1/4> (accessed: 11.04.2022).
4. Smetanin S. The applications of sentiment analysis for Russian language texts: Current challenges and future perspectives. *IEEE Access*, 2020, vol. 8, pp. 110693–110719.
5. Sboev A., Moloshnikov I., Gudovskikh D., Selivanov A., Rybka R., Litvinova T. Automatic gender identification of author of Russian text by machine learning and neural net algorithms in case of gender deception. *Procedia Computer Science*, 2018, vol. 123, pp. 417–423.
6. Romanov A.S., Kurtukova A.V., Sobolev A.A., Shelupanov A.A., Fedotova A.M. Determining the Age of the Author of the Text Based on Deep Neural Network Models. *MDPI Information*, 2020, no. 12. Available at: <https://www.mdpi.com/2078-2489/11/12/589/htm> (Accessed: 11.04.2022).
7. Litvinova T., Sboev A., Panicheva P. Profiling the age of Russian bloggers. *Proceedings of the Conference on Artificial Intelligence and Natural Language*, 2018, pp. 167–177.
8. Khdr A.J., Varol C. Age and Gender Identification by SMS Text Messages. *2018 International Conference on Artificial Intelligence and Data Processing (IDAP)*, 2018, pp. 1–5.

9. Pentel A. Automatic Age Detection Using Text Readability Features. *EDM*, 2015, no. 1146, pp. 40–45.

10. Madhulika A., Gonçalves T. Age and gender identification using stacking for classification. *Teresa. CLEF*, 2016, pp. 785–790. Available at: <https://dspace.uevora.pt/rdpc/handle/10174/20668>. (Accessed: 12.04.2022).

11. Argamon S., Koppel M., Pennebaker J., Schler J. Automatically Profiling the Author of an Anonymous Text. *Commun. ACM*, 2009, no. 52, pp. 119–123.

12. Korshunov A., Beloborodov I., Gomzin A. [Determining demographic attributes of microblogging users]. *Proceedings of the Institute for System Programming of the Russian Academy of Sciences*, 2013, no. 25, pp. 179–194.

13. Masi I., Wu Y., Hassner T., Natarajan P. Deep face recognition: A survey. *2018 – the 31st SIBGRAPI Conference on Graphics, Patterns and Images (SIBGRAPI)*, 2018, pp. 471–478.

14. Devlin J., Chang M.W., Lee K., Toutanova K. Bert: Pre-training of deep bidirectional transformers for language understanding. *ArXiv preprint arXiv:1810.04805*, 2018. Available at: <https://arxiv.org/pdf/1810.04805.pdf> (accessed: 13.04.2022).

Artem A. Sobolev

Student, Department of Information System Security Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR) 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-952-183-06-83
Email: bingjo-ya@yandex.ru

Anastasia M. Fedotova

Student, Department of Information System Security TUSUR 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-923-444-41-25
Email: afedotowaa@yandex.ru

Anna V. Kurtukova

Postgraduate student, Department of Complex Information Security of Electronic Computer Systems (KIBEVS), TUSUR 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-905-991-67-13
Email: av.kurtukova@gmail.com

Aleksandr S. Romanov

Candidate of Science in Engineering, KIBEVS, TUSUR 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: + 7 (382-2) 41-34-26
Email: alexx.romanov@gmail.com

Alexander A. Shelupanov

Doctor of Science in Engineering, Professor, Head of Department of Complex Information Security of Computer Systems, TUSUR 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 90-71-55, ext. 10-20
Email: saa@fb.tusur.ru

УДК 621.371.32

З.М. Кенжегулова, Р.С. Суворцев, Р.Р. Хажибеков

Сравнение временных откликов асимметричного модального фильтра, полученных разными подходами

Представлены результаты сравнения временных откликов в конце асимметричного модального фильтра, полученных разными подходами. Для этого получены временные отклики аналитическим, квазистатическим и электродинамическим подходами, а также с помощью измерений. При сравнении с результатами квазистатического подхода выявлено практически полное совпадение откликов (в пределах 2%). Максимальное отклонение при сравнении с результатами электродинамического подхода составило 8% по амплитуде и 29% по задержке импульсов разложения. Сравнение результатов, полученных аналитически и с помощью измерений макета модального фильтра, позволило выявить отклонения по амплитуде 21% для первого и 8,7% для второго импульсов соответственно и 2,2 и 3,9% по их задержкам. Несмотря на выявленные различия, аналитический подход может применяться на ранних этапах проектирования для грубой предварительной оценки.

Ключевые слова: сверхкороткий импульс, модальный фильтр, временной отклик, аналитическая модель, измерения.

DOI: 10.21293/1818-0442-2022-25-2-53-58

В связи с высокими темпами развития радиоэлектроники и систем связи становится все более актуальным решение задач электромагнитной совместимости (ЭМС), а именно обеспечения стабильного функционирования системы в условиях воздействия электромагнитных помех [1]. Это связано с ростом восприимчивости современных электронных схем к воздействию помех разной природы. И если защита от непреднамеренных помех, как правило, решается разработчиками на ранних этапах при проектировании устройств, то возможность подавления преднамеренных помеховых воздействий зачастую даже не рассматривается [2]. Поэтому особую важность приобретает задача защиты именно от преднамеренного электромагнитного воздействия (ЭМВ), случаи которого все чаще регистрируются во всем мире, а его целью является частичная или полная дестабилизация работы системы [3]. Основными их отличиями от непреднамеренных ЭМВ являются существенно более высокие граничные частоты и уровни сигналов. Поэтому проектирование устройств защиты от преднамеренных ЭМВ является актуальным.

Для защиты от преднамеренных ЭМВ наносекундного и субнаносекундного диапазонов предложены устройства, основанные на явлении модального разложения сигнала, – модальные фильтры (МФ) [4]. Принцип защиты заключается в ослаблении сигнала помехи за счет применения особых полосковых структур, позволяющих разложить такой сверхкороткий импульс (СКИ) на импульсы меньшей амплитуды за счет сильной электромагнитной связи между проводниками устройства и различия скоростей распространения мод (составляющих сигнала) в неоднородном диэлектрическом заполнении [4]. Специфика воздействия СКИ состоит в том, что наводки от него могут восприниматься в качестве полезных сигналов и приводить к ложным срабатываниям логических элементов, нарушая тем

самым целостность цифрового сигнала. Их широкий спектр и высокая амплитуда позволяют проникать им через защитные средства и приводить к выходу устройств из строя [5] даже по цепям питания [6].

Анализ МФ выполняется во временной области (анализ временного отклика на импульсное воздействие) с помощью численных методов, которые зачастую обладают большими вычислительными затратами как памяти, так и времени [7, 8]. Кроме того, стоимость лицензии на специализированное программное обеспечение для моделирования часто очень высока [9]. Поэтому применение таких программных продуктов, особенно на ранних этапах проектирования, не всегда целесообразно. Между тем в ряде частных случаев для анализа могут успешно применяться простые аналитические модели, не требующие столь существенных вычислительных затрат, но обеспечивающие приемлемую точность даже при ряде допущений. Примечательно, что на основе аналитического подхода для анализа наведенных сигналов на концах многопроводных линий передачи из [10] в аналитическом виде получены модели для вычисления временного отклика в асимметричных модальных фильтрах [11] и меандровых линиях [12]. Проверка и апробация моделей выполнены с помощью квазистатического подхода на основе метода моментов для вычисления матриц погонных параметров и модифицированного узлового метода для вычисления временного отклика [13]. Между тем сравнение временных откликов, полученных аналитически в результате полноволнового анализа и натурального эксперимента, ранее не проводилось. Цель данной работы – выполнить такое сравнение на примере вычисления временного отклика асимметричного МФ с лицевой связью.

Исходные данные для моделирования

Для анализа выбрана структура полоскового МФ с лицевой связью со следующими параметрами

[14] поперечного сечения (рис. 1, а): относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика $\epsilon_r = 5$, толщина подложки $h = 790$ мкм, ширина проводников $w = 5500$ мкм, толщина проводников $t = 105$ мкм, расстояние между проводниками $s = 2000$ мкм. Схема включения МФ приведена на рис. 1, б, где проводники: А – активный, П – пассивный, О – опорный. Длина МФ составляет $l = 0,276$ м.

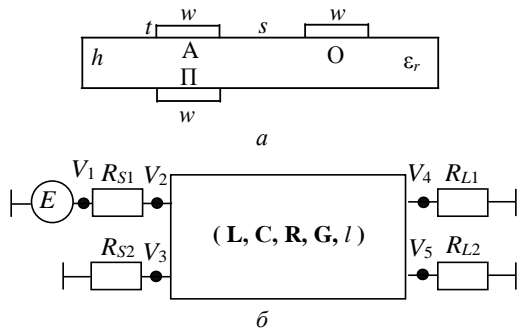


Рис. 1. Поперечное сечение (а) и схема включения (б) МФ с лицевой связью

Матрицы погонных коэффициентов электростатической и электромагнитной индукции структуры на рис. 1, а, вычисленные с помощью метода моментов [11], имеют следующий вид:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 347,075 & -330,688 \\ -330,706 & 346,762 \end{bmatrix}, \text{ пФ/м,}$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 570,551 & 500,879 \\ 500,879 & 576,082 \end{bmatrix}, \text{ нГн/м.}$$

Аналитическая модель временного отклика в конце МФ с асимметричным поперечным сечением основана на методе модального разложения во временной области, который для пары связанных линий детально описан в [11]. Поэтому в целях экономии места здесь приведем только итоговый вид модели

$$V(t) = S_{v11} [(1 + \Gamma_{cc}) V_{0c}(t - T_c) + \Gamma_{cd} V_{0d}(t - T_d)] + S_{v12} [(1 + \Gamma_{dd}) V_{0d}(t - T_d) + \Gamma_{dc} V_{0c}(t - T_c)], \quad (1)$$

где S_{v11} и S_{v12} – элементы собственных векторов произведения матриц \mathbf{L} и \mathbf{C} ; Γ_{cc} , Γ_{Ldd} , Γ_{Ldc} , Γ_{Lcd} – элементы матрицы коэффициентов отражения на дальнем конце линии для синфазной и дифференциальной мод; T_c и T_d – задержки распространения синфазной и дифференциальной мод; V_{0c} и V_{0d} – модальные напряжения источников синфазной и дифференциальной мод.

Результаты моделирования

Сначала выполнено сравнение временного отклика, вычисленного по модели (1) (далее – аналитический подход), с откликами, полученными в результате моделирования квазистатическим и электродинамическим подходами. Моделирование квазистатическим подходом основано на методе моментов для вычисления матриц погонных параметров МФ и модифицированном методе узловых потенциалов для вычисления отклика на воздействие [15]. Электродинамический подход основан на методе конечных разностей во временной области, когда в

каждой подобласти анализируемой структуры вычисляется распределение потенциала с помощью решения уравнений Максвелла с заменой дифференциальных уравнений их конечно-разностным эквивалентом. Отметим, что результаты электродинамического подхода, как правило, наиболее близки к реальной ситуации, поскольку учитывают распространение всех типов волн в структуре, отражение от неоднородностей, дисперсию и потери на излучение. Однако затраты на моделирование даже относительно простых конфигураций могут оказаться весьма велики. Поэтому точности аналитической модели (1) может быть достаточно для грубой оценки отклика на начальном этапе проектирования.

В работе [14] показано, что при включении начала и конца пассивного проводника МФ в режиме короткого замыкания (КЗ) и холостого хода (ХХ) можно добиться наибольшего ослабления СКИ. Поэтому, помимо случая подключения резисторов 50 Ом, пассивный проводник МФ также включался в режиме КЗ-ХХ. При моделировании амплитуда электродвижущей силы (ЭДС) источника составила 1 В, а длительности плоской вершины, фронта и спада импульса – по 50 пс. Моделирование выполнено без учета потерь. На рис. 2 показаны формы напряжений при $R_{S2} = R_{L2} = 50$ Ом и $R_{S2} = 1$ Ом (для имитации случая КЗ), $R_{L2} = 1$ МОм (для имитации случая ХХ), вычисленные квазистатическим и электродинамическим подходами и по модели (1).

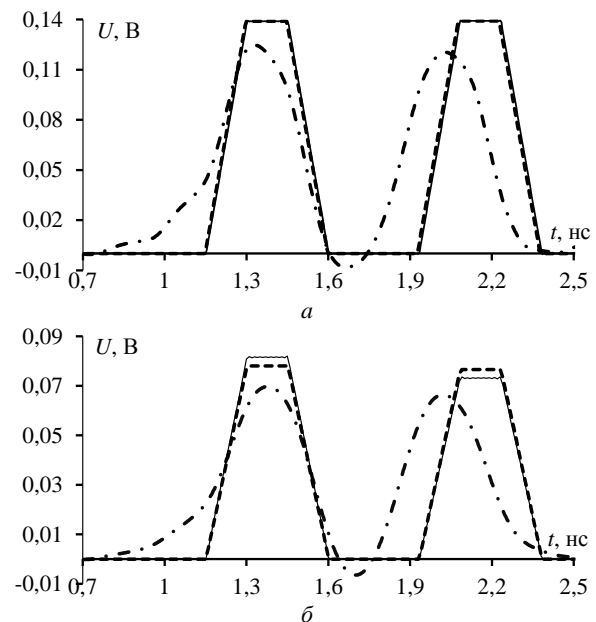


Рис. 2. Формы напряжений в конце МФ, вычисленные квазистатическим (—), электродинамическим (— · —) и аналитическим (- - -) подходами при $R_{S2} = R_{L2} = 50$ Ом (а) и $R_{S2} = \text{КЗ}$, $R_{L2} = \text{ХХ}$ (б)

Как видно из рис. 2, результаты, полученные разными методами для двух рассмотренных случаев, хорошо согласуются качественно (в конце МФ наблюдаются 2 импульса мод линии), а отличие форм, вычисленных электродинамическим подходом, вызвано учетом высших типов волн. Наиболее

существенные количественные отличия наблюдаются по результатам моделирования электродинамическим подходом, что можно объяснить учетом потерь на излучение и частотной зависимости относительной диэлектрической проницаемости диэлектрика по характерному затягиванию фронта и спада импульсов. Также отметим, что для случая КЗ-ХХ на пассивном проводнике амплитуда первого импульса, вычисленная квазистатическим моделированием, выше, чем амплитуда, вычисленная аналитически, а для второго импульса – наоборот. Для удобства сравнения в табл. 1 сведены значения амплитуд импульсов (U) разложения и задержек импульсов по уровню 0,5 от максимальной амплитуды (t), полученные разными подходами. В табл. 1 также приве-

дены отклонения результатов, полученных разными методами, которые вычислены по выражению

$$\chi = \frac{x_1 - x_2}{x_1 + x_2} \cdot 100\%, \quad (2)$$

где $x_{1,2}$ – значения первой и второй сравниваемых величин.

Из табл. 1 видно, что для случая $R_{S2} = R_{L2} = 50$ Ом максимальное отклонение между результатами аналитического, квазистатического и электродинамического подходов по амплитуде и по задержкам составило 8 и 29%, а для КЗ-ХХ – 8 и 20% соответственно, что можно полагать приемлемым. Необходимо отметить, что времена прихода импульсов к концу линии при аналитическом и квазистатическом подходах полностью совпадают.

Таблица 1

Амплитуды (U), задержки импульсов (t) на выходе МФ и их отклонения, полученные электродинамическим, квазистатическим и аналитическим подходами

Подход	U_1 , В	U_2 , В	t_1 , нс	t_2 , нс
$R_{S2} = R_{L2} = 50$ Ом				
Электродинамический (1)	0,122	0,119	0,77	1,75
Квазистатический (2)	0,139	0,139	1,41	1,93
Аналитический (3)	0,139	0,139	1,41	1,93
χ , %	(1) и (2)– 6,5 (1) и (3)– 6,5 (2) и (3)– 0	(1) и (2)– 8 (1) и (3)– 8 (2) и (3)– 0	(1) и (2)– 29 (1) и (3)– 29 (2) и (3)– 0	(1) и (2)– 4,9 (1) и (3)– 4,9 (2) и (3)– 0
$R_{S2} = \text{КЗ}, R_{L2} = \text{ХХ}$				
Электродинамический (1)	0,069	0,065	0,77	1,78
Квазистатический (2)	0,081	0,073	1,15	1,93
Аналитический (3)	0,078	0,076	1,15	1,93
χ , %	(1) и (2)– 8 (1) и (3)– 6 (2) и (3)– 1,8	(1) и (2)– 5,8 (1) и (3)– 7,8 (2) и (3)– 2	(1) и (2)– 20 (1) и (3)– 20 (2) и (3)– 0	(1) и (2)– 4 (1) и (3)– 4 (2) и (3)– 0

Результаты натурального эксперимента

Несмотря на выявленные отклонения результатов вычисления временного отклика в конце МФ от результатов электродинамического подхода, предлагаемые модели оказались достаточно точными для предварительной оценки. На следующем этапе уже важно сравнение результатов, полученных аналитически, с результатами натуральных измерений. Для этого изготовлен макет МФ (с параметрами, как для линии на рис. 1), вид которого показан на рис. 3 [12].

Для уменьшения габаритов макета проводники выполнены в форме меандра, малое число витков которого не должно существенно влиять на частотные и временные характеристики МФ. В качестве основы макета использован фольгированный стеклотекстолит, а габариты макета составили 105×45 мм. Измерения выполнены на базе комбинированного осциллографа С9-11 с измерительным трактом 50 Ом. Для включения макета МФ применялись коаксиальные переходники (НУР-1111, НУР-1112, ПК2-18-01Р-03Р, ПК2-18-11Р-03Р), которые могли внести искажения и дополнительную задержку. На рис. 4 показана форма воздействующего импульса, оцифрованного с экрана осциллографа и измеренного на согласованной нагрузке. Максимальная ампли-

туда сигнала составила 713 мВ при длительности 0,3 нс по уровню 0,5 от амплитуды ЭДС [12].

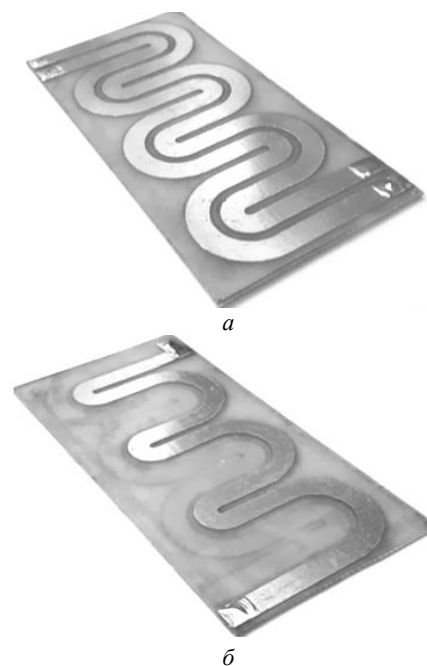


Рис. 3. Изготовленный макет: вид сверху (а) и снизу (б)

Отметим, что форма на рис. 4, но удвоенная по амплитуде использована в качестве ЭДС источника воздействия для аналитического вычисления временного отклика.

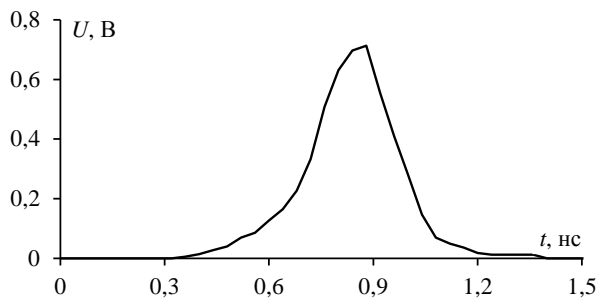


Рис. 4. Форма напряжения воздействующего импульса

На рис. 5 приведены результаты аналитического вычисления и измерения формы напряжения на выходе макета МФ. Видно, что результаты измерений и аналитического вычисления временного отклика макета МФ хорошо согласуются лишь качественно: для двух подходов на выходе макета наблюдаются два импульса разложения. Более раннее начало сигнала при измерениях объяснимо сильной боковой связью между проводниками. Также отметим, что при аналитическом вычислении отклика амплитуда первого импульса выше, чем второго, а при измерениях – наоборот. Максимальная амплитуда сигнала на выходе МФ в результате вычислений и измерений составила 0,118 и 0,125 В соответственно.

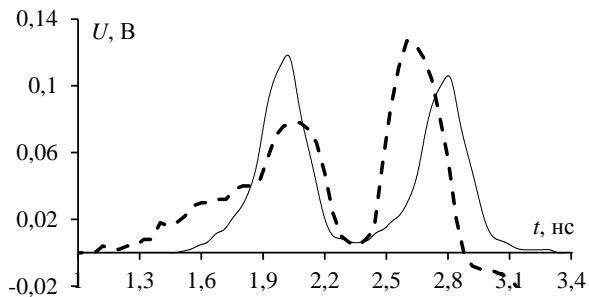


Рис. 5. Вычисленная аналитическим подходом (—) и измеренная (---) форма напряжения сигнала на выходе активного проводника МФ

Для наглядности в табл. 2 сведены амплитуды (U) и задержки по уровню 0,5 от максимальной амплитуды (t) импульсов разложения в конце МФ, полученные разными подходами, а также их отклонения, вычисленные по выражению (2).

Таблица 2
Амплитуды (U), задержки импульсов (t) на выходе МФ и их отклонения, полученные в результате измерения и вычисления аналитическим подходом

Параметры	U_1 , В	U_2 , В	t_1 , нс	t_2 , нс
Измерения	0,077	0,125	1,96	2,6
Модель (1)	0,118	0,105	2,05	2,81
χ , %	21	8,7	2,2	3,9

Из табл. 2 видно, что максимальное отклонение между результатами измерений и вычислений по

амплитуде первого и второго импульсов составило 21 и 8,7% соответственно, а по задержке – 2,2 и 3,9%. Таким образом, можно говорить, что точность аналитических моделей для вычисления временного отклика в конце асимметричного МФ можно считать приемлемой, как минимум, для предварительного вычисления отклика и оценки ослабления амплитуды СКИ.

Заключение

Представлено сравнение временного отклика, вычисленного с помощью аналитических моделей, квазистатическим и электродинамическим подходами, на примере идеализированного воздействия в виде трапеции для двух режимов согласования пассивного проводника МФ с трактом. В результате выявлено практически полное совпадение результатов по амплитуде (в пределах 2%) и полное совпадение по задержке импульсов, вычисленных с помощью аналитических моделей и квазистатическим подходом. Максимальное отклонение при сравнении результатов, полученных с помощью моделей и электродинамическим подходом, по амплитуде и задержке составило 8 и 29% при окончаниях на концах пассивного проводника по 50 Ом и 8 и 20% для режима КЗ-ХХ. Различия результатов объясняются разными численными методами, использованными для анализа. Выполнено сравнение результатов измерений макета МФ и вычислений аналитическим методом с использованием оцифрованного с экрана осциллографа воздействия. Максимальное отклонение между результатами составило 21 и 8,7% по амплитуде первого и второго импульсов соответственно и 2,2 и 3,9% по их задержкам. В результате проделанной работы можно говорить о приемлемой точности аналитических моделей для вычисления временного отклика в конце асимметричного МФ, как минимум, для предварительного вычисления отклика и оценки ослабления амплитуды СКИ.

Исследование выполнено при финансовой поддержке гранта РФФИ 21-79-00161.

Литература

1. Гурина Л.А. Электромагнитные помехи и методы защиты от них: учеб. пособие. – Благовещенск: Амурский гос. ун-т, 2006. – С. 3–4.
2. ГОСТ Р 56103–2014. Автоматизированные системы в защищенном исполнении. Организация и содержание работ по защите от преднамеренных силовых электромагнитных воздействий. – М.: Стандартинформ, 2014. – 20 с.
3. Петкау О. Защита объектов топливно-энергетического комплекса от угроз электромагнитного воздействия / О. Петкау, А. Тарабцев, А. Дерябин и др. // Безопасность объектов топливно-энергетического комплекса. – 2014. – № 2 (6). – С. 74–76.
4. Газизов Т.Р. Модальное разложение импульса в отрезках связанных линий как новый принцип защиты от коротких импульсов / Т.Р. Газизов, А.М. Заболотский // Технологии ЭМС. – 2006. – № 4. – С. 40–44.
5. Gazizov T.R. New approach to EMC protection / T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky // Proc. of the 18-th Int. Zurich Symp. on EMC. – Munich, 2007. – P. 273–276.

6. Здухов Л.Н. Три возможных механизма возникновения отказов электронных устройств в результате электромагнитного воздействия / Л.Н. Здухов, Л.Н. Парфёнов, О.А. Тарасов, В.М. Чепелев // Технологии электромагнитной совместимости. – 2018. – № 2(65). – С. 22–34.

7. Гизатуллин З.М. Исследование помехоустойчивости вычислительной техники при электромагнитных воздействиях по сети электропитания / З.М. Гизатуллин, Р.М. Гизатуллин // Радиотехника и электроника. – 2016. – Т. 61, № 5. – С. 546–550.

8. Ramahi O.M. Full-wave analysis of delay lines / O.M. Ramahi, B. Archambeault // Proc. of the 12-th Int. Zurich Symp. on EMC. – 2001. – P. 537–539.

9. Bhobe A.U. Meander delay line challenge problems: a comparison using FDTD, FEM and MoM / A.U. Bhobe, C. Lolloway, M. Picket-May // Proc. of the 12-th Int. Zurich Symp. on EMC. – 2001. – P. 805–810.

10. Su C., Ke H., Hubing T. Overview of electromagnetic modeling software / C. Su, H. Ke, T. Hubing // 25th Annual Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics. – 2009. – P. 736–741.

11. Park S.W. Analytical approach for crosstalk characterization of multiconductor transmission lines using mode decomposition technique in the time domain / S.W. Park, F. Xiao, Y. Kami // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2010. – Vol. 52. – P. 436–446.

12. Sagiyeva I.Y. Modal filters based on a microstrip line with overhead conductors grounded at both ends / I.Y. Sagiyeva, Z.M. Kenzhegulova, T.R. Gazizov, R.S. Surovtsev // 22nd International conference of young professionals in electron devices and materials, Altai (Russia). – 2021. – P. 176–179.

13. Кенжегулова З.М. Аналитические модели для вычисления временного отклика витка меандровой линии с асимметричным поперечным сечением / З.М. Кенжегулова, Р.С. Суровцев // Электронные средства и системы управления: матер. XVI Междунар. науч.-практ. конф. – Томск: ТУСУР, 2020. – С. 286–289.

14. Developing a modal filter prototype to protect spacecraft busbar against ultrashort pulses / R.R. Khazhibekov, A.M. Zabolotsky, Y.S. Zhechev, V.P. Kosteletskii, T.R. Gazizov // Journal of physics: conference series. – 2019. – № 560. – P. 1–6.

15. Kuksenko S.P. Preliminary results of TUSUR University project for design of spacecraft power distribution network: EMC simulation // IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering. – 2019. – Vol. 560, № 012110. – P. 1–7.

Кенжегулова Зарина Муратбековна

Аспирант каф. телевидения и управления (ТУ) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-952-896-31-02
Эл. почта: zarina.kenzhegulova@mail.ru

Суровцев Роман Сергеевич

Канд. техн. наук, доцент каф. ТУ ТУСУРа Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0001-6609-0449
Тел.: +7-913-858-16-12
Эл. почта: surovtsvr@gmail.com

Хажибеков Роман Русланович

Инженер ООО «Русское электротехническое общество», группа компаний «НПК Морвязьавтоматика» Кибальчича ул., 26, г. Санкт-Петербург, Россия, 192174
Тел.: +7-952-897-23-80
Эл. почта: r300994@mail.ru

Kenzhegulova Z.M., Surovtsev R.S., Khazhibekov R.R.

Comparison of time responses of an asymmetric modal filter obtained in different ways

The results of comparing the time responses at the end of the asymmetric MF obtained by different approaches are presented. For this purpose, time responses were obtained by analytical, quasi-static and electrodynamic approaches, as well as by measurements. When compared with the results of the quasi-static approach, almost complete coincidence of responses was revealed (within 2%). The maximum deviation when compared with the results of the electrodynamic approach was 8% in amplitude and 29% in the delay of the decomposition pulses. A comparison of the results obtained analytically and using measurements of the MF layout revealed deviations in amplitude of 21% for the first and 8.7% for the second pulses, respectively, and 2.2 and 3.9% for their delays.

Keywords: measurements, ultrashort pulse, modal filter, time response, analytical model.

DOI: 10.21293/1818-0442-2022-25-2-53-58

References

1. Gurina L.A. *Elektromagnitnyye pomexi i metody zashchity ot nikh: Uchebnoye posobiye* [Electromagnetic interference and methods of protection against them: manual]. Blagoveshchensk, Amur State University, 2006, pp. 3–4 (in Russ.).

2. GOST R 56103–2014. *Automated systems in a protected design. Organization and content of work on protection from intentional force electromagnetic impacts*. Moscow, Standartinform Publ., 2014. 20 p. (in Russ.).

3. Petkau O., Tarabtsev A., Deryabin A. [Protection of objects of the fuel and energy complex from threats of electromagnetic impact]. *Safety of Objects of the Fuel and Energy Complex*, 2014, no. 2 (6), pp. 74–76 (in Russ.).

4. Gazizov T.R., Zabolotsky A.M. Modal decomposition of a pulse in segments of coupling lines as a new principle of protection against short pulses. *Technologies of Electromagnetic Compatibility*, 2006, no. 4, pp. 40–44 (in Russ.).

5. Gazizov T.R., Zabolotsky A.M. New approach to EMC protection // *Proceedings of the 18th International Zurich Symposium on EMC*, Munich, 2007, pp. 273–276.

6. Zdukhov L.N., Parfenov L.N., Tarasov O.A., Chepelev V.M. Three possible mechanisms for the occurrence of failures of electronic devices as a result of electromagnetic exposure. *Technologies of Electromagnetic Compatibility*, 2018, vol. 2, no. 65, pp. 22–34 (in Russ.).

7. Gizatullin Z.M., Gizatullin R.M. Investigation of noise immunity of computer equipment under electromagnetic influences on the power supply network. *Radio Engineering and Electronics*, 2016, vol. 61, no. 5, pp. 546–550 (in Russ.).

8. Ramahi O. M., Archambo B. Full wave analysis of the delay lines. *Proceedings of EMC*, 2001, pp. 537–539.

9. Phobe A. U., Lalloway K., Picket-May M. Problems problem solving with strip lines: a comparison using FDTD, FEM, and MOM. *International EMC Symposium*, 2001, pp. 805–810.

10. Su C., Ke H., Hubing T. Overview of electromagnetic modeling software. *25th Annual Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics*, 2009, pp. 736–741.

11. Park S.V., Xiao F., Kami Yu. Analytical approach to the characterization of crosstalk of multi-wire transmission lines using the method of mode decomposition in the time domain, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2010, vol. 52, pp. 436–446.

12. Sagieva I.Yu., Kenzhegulova Z.M., Gazizov T.R., Surovtsev R.S. Modal filters based on a microstrip line with air conductors grounded at both ends. *International Conference of Young Specialists in the Field of Electronic Devices and Materials, Altai (Russia)*, 2021, pp.176–179.

13. Kenzhegulova Z.M., Surovtsev R.S. *Analiticheskiye modeli dlya vychisleniya vremennogo otklika vitka meandrovoy linii s asimmetrichnym poperechnym secheniyem* [Analytical models for the time response calculating of a turn of a meander line with asymmetric cross-section]. *Elektronnyye sredstva i sistemy upravleniya: materialy mezhdunarodnoy nauchno-prakticheskoy konferentsii* [Electronic tools and control systems. *Proceedings of XVI the International Scientific-practical Conference*. Tomsk, V-Spectrum, 2020, pp. 286–289.

14. Khazhibekov R.R., Zabolotsky A.M., Zhechev Y.S., Kosteletskii V.P., Gazizov T.R. Developing a modal filter prototype to protect spacecraft busbar against ultrashort pulses. *Journal of Physics: Conference Series*, 2019, № 560, pp. 1–6.

15. Kuksenko S.P. Preliminary results of a project of the University of TUSUR on designing the distribution network space vehicles: modeling EMC. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 2019, vol. 560, no. 012110, pp. 1–7.

Zarina M. Kenzhegulova

Postgraduate student, Department of Television and Control, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-952-896-31-02
Email: zarina.kenzhegulova@mail.ru

Roman S. Surovtsev

Candidate of Science in Engineering, Assistant Professor, Department of Television and Control, TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0001-6609-0449
Phone: +7-913-858-16-12
Email: surovtssevs@gmail.com

Roman R. Khazhibekov

Engineer of LLC «Russian Electrotechnical Society», group of companies «NPK Morsvyazavtomatika»
26, Kibalchicha st., Saint-Petersburg, Russia, 192174
Phone: +7-952-897-23-80
Email: r300994@mail.ru

УДК 004.023

С.В. Глухарева

Метод оценки уровня благонадежности сотрудников в системе кадровой безопасности предприятия (на примере предприятий критической информационной инфраструктуры (КИИ))

Рассматривается метод оценки уровня благонадежности, основанный на составлении профиля компетенций. Данный метод дает качественную оценку компетенций сотрудников и был применен к сотрудникам, занятым на предприятиях критической информационной инфраструктуры. Данные предприятия играют большую роль в рамках обеспечения национальной безопасности, поэтому большое внимание отводится оценке персонала. Предложенный метод оценки компетенций основан на составлении профиля компетенций, учитывающий особенности конкретной должности, изменения требований к должности, включающий оценку когнитивных способностей и профессиональных компетенций. В основе метода лежит модель, позволяющая учитывать не только уровень владения компетенциями, но и образование и стаж. Приводятся данные апробации, показана согласованность экспертной оценки. Данный метод показал свою эффективность и внедрен на предприятия КИИ.

Ключевые слова: профиль компетенций, кадровая безопасность, уровень благонадежности, предприятия КИИ.

DOI: 10.21293/1818-0442-2022-25-2-59-67

Целью программы «Цифровая экономика» [1] является «создание экосистемы цифровой экономики, в которой данные в цифровой форме являются ключевым фактором производства во всех сферах социально-экономической деятельности и в которой обеспечено эффективное взаимодействие, включая трансграничное, бизнеса, научно-образовательного сообщества, государства и граждан». Развитие цифровой экономики в РФ осуществляется в соответствии с Указом Президента РФ от 09.05.2017 г. № 203 [2].

В условиях цифровой трансформации и перехода к цифровой экономике все большую популярность набирают цифровые решения в виде автоматизированных информационных программ или платформ, которые представляют собой интеллектуальную систему принятия решений.

Развитие цифровой среды предполагает разработку цифровых платформ, автоматизированных информационных систем, информационных телекоммуникационных систем, информационных технологий и т.п. Уязвимость данных платформ и систем, хакерские атаки приводят к усилению мер по обеспечению безопасности объектов.

Особую уязвимость в РФ имеют предприятия критической информационной инфраструктуры (КИИ). Функционирование предприятий КИИ является важным как для экономики государства, так и для национальной безопасности.

С 2022 г. вводится запрет на покупку иностранного программного обеспечения для целей использования на значимых объектах КИИ, а с 2025 г. вводится запрет на использование иностранного программного обеспечения и программно-аппаратных комплексов на значимых объектах КИИ. Основной целью является обеспечение применения преимущественно отечественного оборудования и программно-аппаратных комплексов на значимых объектах КИИ.

К сотрудникам, занятым на предприятиях критической информационной инфраструктуры, работодатели предъявляют высокие требования, так как сотрудники обеспечивают безопасность объектов КИИ. Сотрудникам необходимо обладать целым комплексом компетенций, в том числе и компетенциями безопасности.

За последние пять лет число и масштаб экономических преступлений внутри компании существенно выросли, сотрудники компании имеют доступ к конфиденциальной информации, к которой относятся: хищение ресурсов, промышленный шпионаж, разглашение коммерческой тайны, что в итоге может нанести колоссальный вред экономике предприятия. Корпоративное мошенничество, инсайдинг, комплаенс-риски встречаются очень часто и напрямую связаны с внутренними угрозами предприятия. Несмотря на их распространенность, до сих пор нет четкого представления о том, как с этим бороться. Часто применяются отдельные инструменты и методы по борьбе с отдельными видами угроз, что ведет к тому, что нейтрализуются последствия проблем.

Удаленная работа во время пандемии, непрофессионализм сотрудников, неконтролируемые каналы передачи информации, ошибки и просчеты в деятельности сотрудников КИИ, хищения, мошеннические действия, разглашение сведений ограниченного доступа и т.п. увеличивают риски безопасности. Основной угрозой является неблагонадежный персонал.

В связи с этим встает остро проблема оценки сотрудников на благонадежность. В настоящее время существующие методы оценки не позволяют дать качественную оценку компетенциям сотрудников в изменяющихся условиях и определить уровень благонадежности.

Специфика предприятий КИИ

Указ Президента Российской Федерации от 15 января 2013 г. № 31с «О создании государственной

системы обнаружения, предупреждения и ликвидации последствий компьютерных атак на информационные ресурсы Российской Федерации» [3] является отправной точкой по организации работ по защите информационной инфраструктуры в РФ. В июле 2017 г. был подписан Федеральный закон от 26 июля 2017 г. № 187-ФЗ «О безопасности критической информационной инфраструктуры Российской Федерации» [4], который вступил в силу с 1 января 2018 г.

Законодательство Российской Федерации определяет критическую информационную инфраструктуру как «объекты критической информационной инфраструктуры, а также сети электросвязи, используемые для организации взаимодействия таких объектов». Объектами КИИ являются: информационные системы, информационно-телекоммуникационные сети, автоматизированные системы управления субъектов КИИ [4]. Объекты КИИ подлежат защите в соответствии с законодательством РФ [5].

Субъектами КИИ являются государственные органы, государственные учреждения, юридические лица или индивидуальные предприниматели, которым принадлежат объекты КИИ, функционирующие в сфере здравоохранения, науки, транспорта, связи, энергетики, банковской сфере и иных сферах финансового рынка, топливно-энергетического комплекса, в области атомной энергии, оборонной, ракетно-космической, горнодобывающей, металлургической и химической промышленности [4]. Данные сферы являются стратегически важными для государства, так как обеспечивают безопасность и обороноспособность страны, решают государственные задачи.

На предприятиях КИИ отсутствуют в настоящее время специалисты, имеющие диплом в области КИИ. Подготовка данных специалистов является приоритетной. Сегодня специалист по информационной безопасности не всегда имеет глубокие знания в области КИИ. Специалист с глубокими знаниями, в том числе и в области КИИ, и высоким уровнем владения необходимыми компетенциями является основой кадровой безопасности предприятия.

Кадровая безопасность организации

Кадровая безопасность является составной частью системы общей безопасности организации наряду с другими составляющими – финансовой, силовой, информационной, технико-технологической, правовой, экологической и др.

На основе анализа понятий, применяемых к кадровой безопасности, выделяются следующие:

- как процесс предупреждения негативных воздействий на безопасность [6, 7];
- как элемент экономической безопасности [8–10];
- как состояние защищенности [11, 12];
- как элемент кадровой политики (или кадровой работы) [13, 14];
- как фактор обеспечения конкурентных преимуществ [15];
- как система взаимодействия [16, 17];
- как элемент национальной безопасности [18, 19].

В западной литературе используется понятие *personnel security* [20], или «кадровая безопасность»

(безопасность персонала, безопасность личности). В некоторых странах, таких как Норвегия, Япония, безопасность личности включена в официальные документы по внутренней и внешней политике.

Под кадровой безопасностью понимается «система предприятия, связанная с эффективной работой персонала и функционированием организации (предприятия) в условиях безопасности и направленная на развитие самой организации в целом и каждого сотрудника в отдельности» [21].

В настоящее время кадровая безопасность рассматривается как взаимодействие работодателя и сотрудников. Работодатель со своей стороны предоставляет сотруднику условия труда в соответствии с установленными требованиями законодательства, в том числе и в области КИИ, а также в соответствии с установленной на предприятии кадровой политикой и корпоративной культурой. В свою очередь, сотрудник обеспечивает выполнение основных задач, возложенных на него в силу владения определенным набором компетенций и характеристик, требуемых в рамках выполнения служебных обязанностей.

Для обеспечения кадровой безопасности предприятия наиболее важным аспектом являются правильно подобранные благонадежные кадры, обладающие требуемыми компетенциями, так как именно на них возложена обязанность по обеспечению безопасности объектов КИИ в рамках требований, установленных законодательством.

Благонадежность сотрудников имеет важное значение для организации. Несмотря на то, что благонадежность является динамичным процессом, подверженным влиянию внутренних и внешних причин, она обеспечивает предсказуемое поведение сотрудника.

Благонадежный сотрудник – это «надежный сотрудник, отвечающий профессиональным требованиям работодателя, разделяющий ценности компании и общества, а также готовый работать на развитие себя и компании в целом» [22].

Благонадежность сотрудника проявляется только в его деятельности. Уровень благонадежности персонала – это уровень владения компетенциями, отражающими все аспекты деятельности сотрудника.

В настоящее время нет единой методики оценки благонадежности сотрудника. В последнее время появляются работы по оценке благонадежности контрагентов [23–25].

С целью определения уровня благонадежности сотрудника была разработана система кадровой безопасности предприятия, включающая оригинальную методику [26], и разработан программный комплекс [27]. Данная система представляет собой программный комплекс для оценки уровня благонадежности сотрудника, позволяющий проводить оценку персонала и принимать управленческие решения.

Значения от 0–0,449 говорят о низком уровне благонадежности сотрудников, от 0,45–0,749 – о среднем уровне, от 0,75–1 свидетельствуют о высоком уровне благонадежности сотрудника.

Метод оценки уровня благонадежности в системе кадровой безопасности предприятия

В отечественной науке используются несколько методов оценки квалифицированных специалистов: комплексный, интеграционный, функциональный, динамический, воспроизводственный, процессный, нормативный, количественный, поведенческий, ситуационный, системный, структурный, программно-целевой, компетентностный, психологический методы. Данные методы нашли отражение в работах таких авторов, как Ю.Н. Постоева [28], Н.Н. Мехтиханова [29], В.К. Гунин и Д.В. Лестев [30], А. Вучкович-Стадник [31], А.Я. Кибанов [32], И.Г. Дадиверин, М.Д. Розенбаум [33], М.Ф. Мизинцева, А.Р. Сардарян [34], А.А. Маслова, Н.В. Бардукова [35].

Наряду с исследованиями отечественных ученых, данная тематика оценки квалифицированных специалистов и административно-управленческого персонала исследована и зарубежными учеными, такими как Д. МакКлелланд, Р. Бояцис [36], Г. Читхэм, Дж. Чиверс [37], Е. Knasel, J. Meed [38], И. Масааки [39].

Отечественная и зарубежная науки отличаются, также значительные отличия имеет менталитет, что особенно влияет на оценку персонала. Недостатки рассмотренных методов: результаты оценки недостаточно хорошо отображают перспективы развития сотрудника, необъективная оценка в случае стресса сотрудника, неполная информация об уровне развития личностно-деловых качеств сотрудника, необходимость привлечения экспертов с другого предприятия. Данные методы оценки персонала не учитывают уровень благонадежности сотрудника и могут оценивать только личные или профессиональные компетенции, а в некоторых странах используется только статусность.

В основе методики и программного комплекса лежит разработанный автором метод оценки уровня благонадежности в системе кадровой безопасности. Оценка персонала – это процесс выявления необходимых характеристик с целью принятия управленческого решения в отношении сотрудника. Метод оценки – способ измерения объекта оценки (сотрудника) в соответствии с установленными критериями. Данная методика может применяться для действующих сотрудников, а также для претендентов на должности в процессе рекрутинга. В качестве критериев в разработанном методе выступают компетенции сотрудника (К), уровень его основного и дополнительного образования (О) и стаж работы по специальности (Сп).

В системе кадровой безопасности определяются 9 типов компетенций [40]: личные (А), профессиональные (В), корпоративные (С), компетенции безопасности (D), специальные (Е), компетенции будущего (F), поведенческие (G), социально-психологические (H), успешности (I). Следовательно,

$$K \in (A, B, C, D, E, F, G, H, I). \quad (1)$$

Каждая из этих компетенций представляет собой сумму компетенций.

Весовые категории для основного (базового) образования (О) составляют 0,2; для стажа (Ст) – 0,3; для компетенций (К) – 0,5.

Модель для определения уровня благонадежности выглядит следующим образом:

$$УБ = 0,2 \times О + 0,3 \times Ст + 0,5 \times К. \quad (2)$$

Данный метод был применен на предприятии КИИ. На первом этапе для сотрудников были разработаны профили компетенций по каждой должности. В составлении профиля участвовали 5 экспертов (табл. 1).

Таблица 1

Состав экспертной группы

Должность	Стаж	Образование	Опыт оценки персонала и определения компетенций
Начальник HR-отдела	15	Управление персоналом	15
Психолог	18	Психология	18
Специалист по КБ	7	Менеджмент организации / Управление персоналом	7
Специалист по оценке персонала	9	Управление персоналом	8
Начальник отдела оценки и аттестации персонала	8	Управление персоналом	7

Для составления профиля использовались профессиональные стандарты, должностные инструкции, нормативная правовая база организации в области организации и деятельности персонала, метод наблюдения и собеседования, форсайт-технологии.

Личные компетенции (А):

$$A = \{a_1, a_2, \dots, a_n\}. \quad (3)$$

Среди этих компетенций: a_1 – способность быстро реагировать на ситуацию; a_2 – высокий уровень персональной ответственности; a_n – способность к стрессоустойчивости.

Профессиональные компетенции:

$$B = \{b_1, b_2, \dots, b_q\}, \quad (4)$$

К ним относились: b_1 – способность работать в информационных системах; b_2 – способность управлять объектами КИИ; b_q – способность проводить мониторинг угроз.

Корпоративные компетенции:

$$C = \{c_1, c_2 \dots c_m\}. \quad (5)$$

В корпоративные компетенции вошли: c_1 – готовность к кооперации с коллегами; c_2 – способность соблюдать регламент и нормы предприятия и пр.

Аналогичным образом были подобраны экспертным путем остальные 6 типов компетенций.

Компетенции безопасности:

$$D = \{d_1, d_2, \dots, d_i\}, \quad (6)$$

d_1 – способность к оценке рисков; d_2 – способность выполнять должностные обязанности по обеспечению законности и правопорядка, безопасности личности, общества и государства; d_i – способность проявлять психологическую устойчивость в сложных и экстремальных условиях.

Специальные компетенции:

$$E = \{e_1, e_2 \dots e_l\}, \quad (7)$$

e_1 – способность принимать решения в условиях неопределенности; e_2 – аналитическое мышление; e_l – способность проводить анализ данных, аналитику.

Компетенции будущего:

$$F = \{f_1, f_2 \dots f_k\}, \quad (8)$$

f_1 – способность моделировать развитие событий, ситуаций; f_2 – способность к использованию методов проектирования, построения и управления корпоративной архитектурой, управления ИТ-системами; f_k – способность применять квантовые технологии.

Поведенческие компетенции:

$$G = \{g_1, g_2 \dots g_p\}, \quad (9)$$

g_1 – эмоциональный интеллект; g_2 – способность соблюдать субординацию и др.

Социально-психологические компетенции:

$$H = \{h_1, h_2 \dots h_s\}, \quad (10)$$

h_1 – коммуникативные компетенции; h_2 – способность к сотрудничеству и др.

Компетенции успешности:

$$I = \{i_1, i_2, \dots i_t\}, \quad (11)$$

i_1 – способность извлекать уроки из собственных поступков и поступков других людей; i_2 – способность к саморазвитию и самообучению и др.

После того как составлен профиль компетенций, компетенции вносятся в программный комплекс «Система кадровой безопасности предприятия», и экспертная часть системы Expert определяет набор тестовых заданий, который должен пройти сотрудник. Кроме тестовых заданий, имеющихся в системе, сотрудники проходят анкету и кейсы, специально разработанные для сотрудников КИИ. Кейсы были составлены в соответствии с профилем компетенций сотрудников КИИ и написаны под конкретные категории пользователей информационной системы, такие как пользователи, администратор безопасности и системный администратор.

Комплекс позволяет произвести оценку уровня благонадежности в диапазоне от 0 до 1.

Некоторые виды тестов ограничены по времени прохождения. У кандидата только одна попытка на прохождение теста. В случае если сотрудник не укладывается во времени, ему система ставит – 2.

Экспериментальная часть

Для апробации метода и методики был протестирован 31 сотрудник предприятия КИИ (предприятие «Росатома»). В данной организации для оценки применяется модель компетенций, основанная на отраслевых ценностях корпорации. Для оценки используется система РЕКОРД. Данная система оценивает результативность сотрудника по картам КПЭ, а также профессионально-технические знания, умения и навыки и оценку корпоративных ценностей.

Были получены результаты, представленные в табл. 2.

Таким образом, по итогам анкетирования сотрудники получили уровень благонадежности 0,6, по итогам тестирования – 0,61, по итогам кейса – 0,62. Все показатели входят в диапазон 0,45–0,74, что составляет «средний» уровень благонадежности сотрудников.

Таблица 2

Результаты анкетирования, тестирования и прохождения кейсов

ID	Уровень благонадежности по итогам анкетирования	Уровень благонадежности по итогам тестирования	Уровень благонадежности по итогам кейсов
111	0,69	0,69	0,70
112	0,59	0,60	0,58
113	0,49	0,50	0,53
114	0,51	0,51	0,49
115	0,58	0,58	0,63
116	0,53	0,54	0,50
117	0,55	0,56	0,55
118	0,57	0,57	0,59
119	0,55	0,55	0,62
120	0,71	0,72	0,69
121	0,70	0,71	0,74
122	0,58	0,58	0,69
123	0,67	0,67	0,69
124	0,49	0,50	0,48
125	0,51	0,51	0,53
126	0,47	0,48	0,61
127	0,49	0,50	0,51
128	0,53	0,54	0,57
129	0,55	0,55	0,59
130	0,54	0,55	0,53
131	0,71	0,72	0,75
132	0,70	0,70	0,73
133	0,68	0,69	0,71
134	0,67	0,67	0,66
135	0,69	0,70	0,71
136	0,64	0,64	0,68
137	0,65	0,66	0,66
138	0,66	0,66	0,67
139	0,59	0,60	0,58
140	0,61	0,64	0,64
141	0,65	0,68	0,67

На основе анкетирования собираются фактические данные о сотруднике, на этапе тестирования определяются компетенции, выявленные в ходе тестирования, но часто сотрудники в ходе тестирования отвечают на вопросы так, как они хотели бы видеть себя, а уже в кейсах проверяется уровень владения компетенциями на основе реальных ситуаций. Следовательно, получена полная характеристика сотрудника.

В программном комплексе на основе правил «если..., то...» определены экспертным путем правила согласно образованию и стажу работы (табл. 3).

Рассмотрим определение уровня благонадежности для конкретного сотрудника, учитывая формулу (2):

$$УБ_{ID141} = 0,2 \times 0,5 + 0,3 \times 0,8 + 0,5 \times 0,67 = 0,68.$$

У данного сотрудника базовое образование по информационной безопасности, работает он по специальности в течение 10 лет в системе информационной безопасности, по итогам трех этапов уровень благонадежности составляет 0,67.

Рассчитаем корреляцию с помощью коэффициентов ранговой корреляции Спирмена [41].

Вначале сравним данные по уровню благонадежности по результатам анкетирования с данными по результатам тестирования.

Таблица 3
**Правила для определения коэффициента
 по критериям «Образование»
 и «Стаж работы по специальности»**

Образование				
Если	Без образования	то	=	0
Если	Полное среднее образование	то	=	0,1
Если	Среднее специальное	то	=	0,2
Если	Бакалавриат	то	=	0,3
Если	Магистратура	то	=	0,4
Если	Специалитет	то	=	0,5
Если	Кандидат наук	то	=	0,6
Если	Доктор наук	то	=	0,7
Если	PhD	то	=	0,8
Если	С базовым высшим профильным образованием + курсы повышения квалификации	то	=	0,9
Если	С базовым высшим профильным образованием + дополнительное образование в области КИИ	то	=	1
Стаж работы				
Если	Без опыта	то	=	0
Если	До 1 года	то	=	0,2
Если	От 1 до 3 лет	то	=	0,4
Если	От 3 до 6 лет	то	=	0,6
Если	От 6 до 10 лет	то	=	0,8
Если	Свыше 10 лет	то	=	1

Среди значений признаков x и y имеются несколько одинаковых, это говорит о том, что образуются связанные ранги. Следовательно, коэффициент Спирмена рассчитаем по формуле

$$r = 1 - \frac{\sum 6d^2 + A + B}{n^3 - n}, \quad (12)$$

где

$$A = \frac{1}{12} \sum (A_j^3 - A_j), \quad (13)$$

$$B = \frac{1}{12} \sum (B_k^3 - B_k), \quad (14)$$

j – номера связок по порядку для признака x ; A_j – число одинаковых рангов в j -й связке по x ; k – номера связок по порядку для признака y ; B_k – число одинаковых рангов в k -й связке по y .

$$A = [(23-2) + (23-2) + (33-3) + (23-2) + (23-2) + (23-2) + (33-3) + (23-2) + (23-2) + (23-2)]/12 = 8,5;$$

$$B = [(23-2) + (23-2) + (33-3) + (23-2) + (23-2) + (23-2) + (33-3) + (23-2) + (23-2) + (23-2)]/12 = 9;$$

$$D = A + B = 8,5 + 9 = 17,5;$$

$$r = 1 - \frac{6 \cdot 24,5 + 17,5}{31^3 - 31} = 0,994.$$

В результате вычисления значение коэффициента корреляции равно 0,99, что говорит о сильной связи. Аналогично сравниваем данные по тестированию и кейсам. Получаем значение 0,89, что говорит также о сильной связи.

Как видим, процедура получения данных табл. 2 показывает зависимость выборок по столбцам. Применим поэтому к данным табл. 2 W -критерий Уилкоксона [42, 43].

Имеем при попарном сравнении столбцов $W_{13} = 67,5$; $p_{13} = 0,0007$; $W_{23} = 119,0$; $p_{23} = 0,032$. Принимаем уровень $p < 0,05$. Тогда для числа наблюдений $n = 31$ критическое значение из таблицы [44] равно 163, и нет оснований для отклонения нулевой гипотезы. Результаты тестирования и анкетирования дополняют друг друга при исследовании благонадежности, применимость данного метода для оценки персонала обоснована. Заметим также, что, так как $p_{23} = 0,032$, то повышение ожиданий к уровню значимости ($p < 0,01$) при применении данной методики было бы не обосновано.

Полученные данные говорят о том, что оценку уровня благонадежности необходимо применять с использованием методов анкетирования, тестирования и кейсов, а, следовательно, можно говорить о применимости данного метода для оценки персонала. Данный метод был внедрен на предприятия КИИ и данные подтверждены актами внедрения. Данные оценки сотрудников предприятия КИИ в целом коррелируют с оценками, полученными в применяемых на предприятии отраслевых системах оценки персонала (система РЕКОРД). На основании полученных данных система позволяет формировать индивидуальные траектории развития сотрудников предприятия.

Заключение

Система кадровой безопасности предприятия позволяет проводить регулярную оценку персонала предприятия для определения уровня благонадежности.

Метод оценки уровня благонадежности сотрудников позволяет применить дифференцированный индивидуальный подход, учитывающий требования безопасности, распределения ролей в организации, полномочий при работе с объектами КИИ. Данная оценка позволяет формировать индивидуальные планы развития и повышения квалификации сотрудников, занятых на объектах КИИ.

Комплексная оценка персонала с использованием метода оценки сотрудников на основе профиля компетенций способствует укреплению кадровой безопасности предприятия, минимизируя риски, связанные с персоналом, а также дает качественную оценку.

Литература

1. Распоряжение Правительства Российской Федерации от 28 июля 2017 г. № 1632-р «Программа «Цифровая экономика Российской Федерации» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://static.government.ru/media/files/9gFM4FHj4PsB7915v7yLVuPgu4bvR7M0.pdf>, свободный (дата обращения: 15.03.2022).

2. Указ Президента Российской Федерации от 09.05.2017 № 203 «О стратегии развития информационного общества в Российской Федерации на 2017–2030 годы» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://base.garant.ru/71670570/>, свободный (дата обращения: 15.03.2022).

3. Указ Президента Российской Федерации от 15.01.2013 г. № 31с «О создании государственной системы обнаружения, предупреждения и ликвидации последствий компьютерных атак на информационные ресурсы Российской Федерации» [Электронный ресурс]. – Режим доступа:

<http://static.kremlin.ru/media/acts/files/0001201301210012.pdf>, свободный (дата обращения: 22.03.2022).

4. Федеральный закон Российской Федерации от 26.07.2017 № 187-ФЗ «О безопасности критической информационной инфраструктуры Российской Федерации» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.consultant.ru/document/cons_doc_LAW_220885/, свободный (дата обращения: 10.03.2022).

5. Указ Президента Российской Федерации от 30.03.2022 № 166 «О мерах по обеспечению технологической независимости и безопасности критической информационной инфраструктуры Российской Федерации» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://publication.pravo.gov.ru/Document/View/0001202203300001>, свободный (дата обращения: 10.04.2022).

6. Гречишкина А.А. Сущность понятия «кадровая безопасность» предприятий железнодорожного транспорта // Научный вестник Херсонского гос. ун-та. Сер.: Экономические науки. – 2014. – Вып. 6, ч. 2. – С. 144–146.

7. Козаченко А.В. Экономическая безопасность предприятия: сущность и механизмы обеспечения / А.В. Козаченко, В.П. Пономарев, О.М. Ляшенко. – Киев: Либра, 2003. – 280 с.

8. Васильчак С.В. Кадровая безопасность предпринимательства – основа экономического развития // Научный вестник НЛТУ Украины. – 2009. – Вып. 19.12. – С. 122–128.

9. Калиниченко Л.Л. Методологический подход к управлению персоналом предприятий железнодорожного транспорта в условиях реформирования отрасли. – Харьков: УкрДазт, 2012. – 382 с.

10. Махеда Н.Г. Социально-мотивационные составляющие кадровой безопасности / Н.Г. Махеда, А.И. Маренич // Финансовый журнал: междунар. науч.-практ. журнал / Черкасский институт банковского дела НБУ (г. Киев). – 2012. – № 2(6). – С. 38–45.

11. Борисов И.А. Кадровая безопасность России: ключевые проблемы и пути решения / И.А. Борисов, С.Б. Гиниева // Достойный труд – основа стабильного общества: матер. VI Междунар. науч.-практ. конф.: в 2 т. – Т. 1. – Екатеринбург: Изд-во Урал. гос. экон. ун-та, 2014. – 290 с.

12. Кадровая безопасность как один из ключевых факторов экономической безопасности региона / С.Н. Митяков, М.В. Ширяев, Н.Н. Яковлева, Ц. Чжао // Экономическая безопасность России: проблемы и перспективы: матер. II Междунар. науч.-практ. конф. – Нижний Новгород: Нижегородский гос. техн. ун-т им. Р.Е. Алексеева, 2014. – С. 216–221.

13. Кадровая безопасность в системе экономической безопасности / Г.Е. Крохичева, Э.Л. Архипов, М.А. Виноградова, Д.Е. Деточка // Интернет-журнал «Науковедение». – Т. 8, № 3 (2016) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://naukovedenie.ru/PDF/94EVN316.pdf> (дата обращения: 15.03.2022).

14. Назарова Г. Предпосылки создания системы кадровой безопасности предприятия // Региональные аспекты развития производительных сил Украины: науч. журн. / Терноп. нац. экон. ун-т. – 2010. – Вып. 15. – С. 34–37.

15. Алавердов А.Р. Управление кадровой безопасностью организации: учеб. – 2-е изд., доп. и перераб. – М.: Университет «Синергия», 2020. – 460 с.

16. Кадровая безопасность предприятия: подходы, диагностика, направления совершенствования / В.А. Фурсов, Н.В. Лазарева, Е.Н. Куш, К.Г. Аветова // Вестник Алтайской академии экономики и права. – 2020. – № 4-2. – С. 270–276.

17. Щелоков В.Ф. Кадровая безопасность корпорации в системе глобальной безопасности России // Проблемы

обеспечения геополитической безопасности России: матер. Всерос. науч.-практ. конф., Екатеринбург, 24–25 сентября 2009 г. / Законодат. Собрание Свердлов. обл.; Урал. отд. РАН; Урал. гос. ун-т им. А.М. Горького и др.; науч. ред. Н.Н. Целищев. – Екатеринбург: УрГУ, 2009. – С. 141–142.

18. Анализ современного состояния научных исследований в сфере кадровой безопасности / Е.А. Астахова, Н.А. Ларионова, Л.Н. Панькова, Д.Б. Чупрова // Вестник Северо-Кавказского фед. ун-та. – 2018. – № 5 (68). – С. 31–40.

19. Нефедов В.А. Кадровая политика как фактор национальной безопасности: региональный аспект: дис. ... канд. полит. наук: 23.00.02. Сев.-Кавказ. акад. гос. службы. – Ростов н/Д, 2009. – 138 с.

20. Personnel security risk assessment a guide [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.cpni.gov.uk/system/files/documents/46/06/Personnel-security-risk-assessment-a-guide-4th-edition.pdf> (дата обращения: 21.03.2022).

21. Глухарева С.В. Методика подбора персонала на должности, связанные с обработкой конфиденциальной информации // Безопасность информационного пространства – 2017: XVI Всерос. науч.-практ. конф. студентов, аспирантов, молодых ученых. Екатеринбург, 12 декабря 2017 г. – Екатеринбург: Изд-во Урал. ун-та, 2018. – С. 154–158.

22. Глухарева С.В., Абросимова М.Е. Благонадежный сотрудник в системе кадровой безопасности предприятия [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://storage.tusur.ru/files/115519/2018_4.pdf (дата обращения: 10.03.2022).

23. Степовая А.Ю. Критерии оценки благонадежности контрагентов как элемент методики внутреннего налогового контроля торговой организации // Современные проблемы развития экономики России и Китая: матер. междунар. науч.-практ. конф., посвященной 20-летию экономического фак-та АмГУ. – Благовещенск: Изд-во Амур. гос. ун-та, 2021. – С. 169–172.

24. Секриеру В. Оптимизация процесса проверки контрагента на благонадежность // Актуальные проблемы и перспективы развития экономики: российский и зарубежный опыт. – 2020. – № 3. – С. 28. – Режим доступа: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=42918900> (дата обращения: 21.03.2022).

25. Дедова Е.С. Тренды развития технологии оценки благонадежности контрагентов // Экономическая безопасность: концепция, стандарты. – 2017. – 192 с. – Режим доступа: https://www.elibrary.ru/download/elibrary_30694904_29082925.pdf (дата обращения: 21.03.2022).

26. Шелупанов А.А. Оценка благонадежности сотрудника в системе кадровой безопасности предприятия / А.А. Шелупанов, С.В. Глухарева, М.М. Немирович-Данченко // Доклады ТУСУР. – 2021. – Т. 24, № 4. – С. 52–57. DOI: 10.21293/1818-0442-2021-24-4-52-57.

27. Св-во о рег. программы для ЭВМ RU 2019616940, 30.05.2019. Система кадровой безопасности предприятия / С.В. Глухарева, А.А. Шелупанов, Е.В. Мареева, М.Е. Абросимова, А.С. Еременко, В.Е. Мальцев. Заявка № 2019616011 от 24.05.2019.

28. Постоева Ю.Н. Современные методы к оценке профессиональных компетенций сотрудников организации // Инновационные технологии в образовании и науке: матер. II Междунар. науч.-практ. конф., Чебоксары, 10 сент. 2017 г. – Чебоксары: ЦНС «Интерактив плюс», 2017. – С. 376–381.

29. Мехтиханова Н.Н. Психологическая оценка персонала: учеб. пособие. – Ярославль: ЯрГУ, 2013. – 116 с.

30. Гунин В.К. Современные методы оценки персонала в процессе отбора / В.К. Гунин, Д.В. Лестев // Экономика и управление: анализ тенденций и перспектив развития. – 2014. – № 13. – С. 39–42.

31. Вучкович-Стадник А. Оценка персонала. Четкий алгоритм действий и качественные практические решения [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.litres.ru/alla-vuchkovich-stadnik/ocenka-personala-chetkiy-algoritm-deystviy-i-kachestvennyye-prakticheskie-resheniya/> (дата обращения: 10.04.2022).

32. Кибанов А.Я. Управление персоналом организации: актуальные технологии найма, адаптации и аттестации: учеб. пособие / А.Я. Кибанов, И.Б. Дуракова. – 2-е изд., стер. – М.: КНОРУС, 2012. – 368 с.

33. Дадиверин И.Г. Комплексная психологическая оценка профессионализма персонала производственного объединения / И.Г. Дадиверин, М.Д. Розенбаум // Психологический журнал. – 1995. – Т. 16, № 3.

34. Мизинцева М.Ф. Оценка персонала: учебник и практикум для бакалавров / М.Ф. Мизинцева, А.Р. Сардарян. – М.: Юрайт, 2014. – 378 с.

35. Маслова А.Я. Разработка системы комплексной оценки в концепции управления по результатам / А.Я. Маслова, Н.В. Бардукова // Инновационные технологии в науке и образовании. – 2016. – № 44. – С. 92–96.

36. Boyatzi, R.E. The competent manager: A model for effective performance. – New York: WileyInterscience. Brewster, 1982. – 340 p.

37. Cheetham G. The reflective (and competent) practitioner: A model of professional competence which seeks to harmonise the reflective practitioner and competence-based approaches / G. Cheetham, Dg. Chivers [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.smithsrisca.demon.co.uk/PSYcheethametal1998.html> (дата обращения: 21.03.2022).

38. Knasel E.G. Learn for Your Life: A Blueprint for Continuous Learning, Financial Times Prentice Hall / E.G. Knasel, J. Meed, A. Rossetti. – L.: DfEE, 2000. – 272 p.

39. Масааки И.К. Ключ к успеху японских компаний Kaizen: The Key to Japan's Competitive Success. – М.: Альпина Паблишер, 2009. – 280 с.

40. Глухарева С.В. Определение востребованных на рынке труда компетенций // Современное образование: повышение конкурентоспособности университетов: матер. междунар. науч.-метод. конф.: в 2 ч. – Томск, 2021. – С. 109–113.

41. Кремер Н.Ш. Эконометрика: учеб. для вузов / Н.Ш. Кремер, Б.А. Путко; под ред. Н.Ш. Кремера. – М.: ЮНИТИ-ДАНА, 2002. – 311 с. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://matematem.ru/wp-content/uploads/2016/02/Kremer-Ekonometrika-1.pdf> (дата обращения: 10.03.2022).

42. Fitzgerald Sh. The basics of nonparametric statistics. Work (Reading, Mass.) / Sh. Fitzgerald, D. Dimitrov, Ph. Rumrill. – 2001. – No. 16. – P. 287–292.

43. Kolassa J.E. An Introduction to Nonparametric Statistics. – Taylor & Francis Ltd, 2020. – 212 p.

44. Runyon R.P. Nonparametric statistics: a contemporary approach. – Reading, MA: Addison Wesley, 1977. – P. 218.

Glukhareva S.V.

A method for assessing the level of reliability of employees in the personnel security system of an enterprise (using the example of CII enterprises)

The article discusses a method for assessing the level of trustworthiness based on the compilation of a competence profile. This method provides a qualitative assessment of employee competencies and has been applied to employees employed at critical information infrastructure enterprises. The article presents the approbation data, shows the consistency of the expert assessment.

Keywords: competence profile, personnel security, level of trustworthiness, CII enterprises.

DOI: 10.21293/1818-0442-2022-25-2-59-67

References

1. *Rasporyazheniye pravitel'stva Rossiyskoy Federatsii ot 28 iyulya 2017 g. № 1632-r «Programma «Tsifrovaya ekonomika Rossiyskoy Federatsii»* [Decree of the Government of the Russian Federation dated July 28, 2017 No. 1632-r «Program «Digital Economy of the Russian Federation»]. Available at: <http://static.government.ru/media/files/9gFM4FHj4PsB7915v7yLVuPgu4bvR7M0.pdf> (accessed: March 15, 2022), free (accessed: March 15, 2022) (in Russ.).

2. *Ukaz Prezidenta Rossiyskoy Federatsii ot 09.05.2017 № 203 «O strategii razvitiya informatsionnogo obshchestva v Rossiyskoy Federatsii na 2017-2030 gody»* [Decree of the President of the Russian Federation dated 09.05.2017 No. 203 «On the Strategy for the development of the Information Society in the Russian Federation for 2017-2030»]. Available at: <https://base.garant.ru/71670570/>, free (accessed: March 15, 2022) (in Russ.).

3. *Ukaz Prezidenta Rossiyskoy Federatsii ot 15.01.2013 g. № 31s «O sozdanii gosudarstvennoy sistemy obnaruzheniya, likvidatsii i likvidatsii posledstviy komp'yuternykh atak na resursy Rossiyskoy Federatsii»* [Decree of the President of the Russian Federation No. 31c dated 15.01.2013 «On the creation of a state system for detecting, preventing and eliminating the consequences of computer attacks on information resources of the Russian Federation»]. Available at: <http://static.kremlin.ru/media/acts/files/0001201301210012.pdf>, free (accessed: March 22, 2022) (in Russ.).

4. *Federal'nyy zakon Rossiyskoy Federatsii ot 26.07.2017 № 187-FZ «O bezopasnosti kriticheskoy informatsii konfidentsial'noy informatsii Rossiyskoy Federatsii»* [Federal Law of the Russian Federation No. 187-FZ dated 26.07.2017 «On the Security of the Critical Information Infrastructure of the Russian Federation»]. Available at: http://www.consultant.ru/document/cons_doc_LAW_220885/, free (accessed: March 10, 2022) (in Russ.).

5. *Ukaz Prezident Rossiyskoy Federatsii ot 30.03.2022 № 166 «O merakh po poisku tekhnologicheskoy nezavisimosti i bezopasnosti Rossiyskoy kriticheskoy informatsionnoy infrastruktury Federatsii»* [Decree of the President of the Russian Federation No. 166 dated 30.03.2022 «On Measures to Ensure the Technological Independence and Security of the Critical Information Infrastructure of the Russian Federation»]. Available at: <http://publication.pravo.gov.ru/Document/View/0001202203300001>, free (accessed: March 10, 2022) (in Russ.).

6. Grechishkina A.A. *Sushchnost' ponyatiya «kadrovaya bezopasnost'» predpriyatiy zheleznodorozhnogo transporta* [The essence of the concept of «personnel safety» of railway transport enterprises]. *Scientific Bulletin of Kherson State University. The series «Economic Sciences»*, 2014, iss. 6, part. 2, pp. 144–146 (in Russ.).

Глухарева Светлана Владимировна

Ст. преп. каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем (КИБЭВС) ТУСУРА Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-913-889-48-42
Эл. почта: gsv@fb.tusur.ru

7. Kozachenko A.V., Ponomarev V.P., Lyashenko O.M. *Ekonomicheskaya bezopasnost' predpriyatiya: sushchnost' i mekhanizmy obespecheniya* [Economic security of the enterprise: the essence and mechanisms of ensuring]: monograph. Kiyev, Libra, 2003, 280 p. (in Russ.).
8. Vasilchak S.V. *Kadrovaya bezopasnost' predprinimatel'stva – osnova ekonomicheskogo razvitiya* [Personnel security of entrepreneurship – the basis of economic development]. *Scientific Bulletin of NLTU of Ukraine*, 2009, iss. 19.12, pp. 122–128 (in Russ.).
9. Kalinichenko L.L. *Metodologicheskij podkhod k upravleniyu personalom predpriyatij zheleznodorozhnogo transporta v usloviyakh reformirovaniya otrasli* [Methodological approach to personnel management of railway transport enterprises in the conditions of industry reform]: monograf. Kharkiv, UkrDazt, 2012, 382 p. (in Russ.).
10. Makeda N.G., Marenich A.I. *Sotsial'no-motivatsionnyye sostavlyayushchiye kadrovoy bezopasnosti* [Sociomotivational components of personnel security]. *Financial Journal: International Scientific and Practical Journal*, Cherkasy Institute of Banking of the NBU, Kiev, 2012, no. 2(6), pp. 38–45 (in Russ.).
11. Borisov I.A., Ginieva S.B. *Kadrovaya bezopasnost' Rossii: osnovnyye problemy i puti resheniya* [Personnel security of Russia: key problems and solutions]. *Decent work is the basis of a stable society: materials of the VI International Scientific and Practical Conference*: in 2 vols, Yekaterinburg, Publishing House of the Ural State Economy. un-ta, 2014, vol. 1, 290 p. (in Russ.).
12. Mityakov S.N. *Kadrovaya bezopasnost' kak odin iz klyuchevykh faktorov ekonomicheskoy bezopasnosti regiona* [Personnel security as one of the key factors of economic security of the region]. *Economic security of Russia: problems and prospects: materials of the II International Scientific and Practical Conference*, Nizhny Novgorod, Nizhny Novgorod State Technical University named after R.E. Alekseev, 2014, pp. 216–221 (in Russ.).
13. Kroklicheva G.E. *Kadrovaya bezopasnost' v sisteme ekonomicheskoy bezopasnosti* [Personnel security in the system of economic security]. *Online journal «Science»*, 2016, vol. 8, no. 3. Available at: http://naukovedenie.ru/PDF/94E_VN316.pdf, (Accessed: March 15, 2022) (in Russ.).
14. Nazarova G. *Predposylki sozdaniya sistemy kadrovoy bezopasnosti predpriyatiya* [Prerequisites for the creation of a personnel security system of the enterprise]. *Regional aspects of the development of the productive forces of Ukraine: Scientific Journal of Ternopol National Economic University*, 2010, iss. 15, pp. 34–37 (in Russ.).
15. Alaverdov A.R. *Upravleniye kadrovoy bezopasnosti organizatsii* [Personnel security management of the organization] textbook, Moscow, The University of «Sinergia», 2020, 460 p. (in Russ.).
16. Fursov V.A., Lazareva N.V., Kushch E.N., Avezova K.G. *Kadrovaya bezopasnost' predpriyatiya: podkhody, diagnostika, napravleniya s otravleniyem* [Personnel security of the enterprise: approaches, diagnostics, directions of improvement]. *Bulletin of the Altai Academy of Economics and Law*, 2020, no. 4-2, pp. 270–276 (in Russ.).
17. Shehelokov B.F. *Kadrovaya bezopasnost' korporatsii v sisteme global'noy bezopasnosti Rossii* [Personnel security of the corporation in the global security system of Russia]. *Problems of ensuring the geopolitical security of Russia: Materials of the All-Russian Scientific and Practical Conference*, Yekaterinburg, September 24–25, 2009, pp. 141–142 (in Russ.).
18. Astakhova E.A., Larionova N.A., Pankova L.N., Chuprova D.B. *Analiz sovremennogo sostoyaniya nauchnykh issledovaniy v sfere kadrovoy bezopasnosti* [Analysis of the current state of scientific research in the field of personnel security]. *Bulletin of the North Caucasus Federal University*, 2018, no. 5 (68), p. 31–40 (in Russ.).
19. Nefedov V.A. *Kadrovaya politika kak faktor natsional'noy bezopasnosti: regional'nyy aspekt* [Personnel policy as a factor of national security: regional aspect]: dissertation, Candidate of Political Sciences: 23.00.02, Rostov-on-Don, 2009, 138 p. (in Russ.).
20. *Personnel security risk assessment a guide*. Available at: <https://www.cpni.gov.uk/system/files/documents/46/06/Personnel-security-risk-assessment-a-guide-4th-edition.pdf> (accessed: March 15, 2022).
21. Glukhareva S.V. *Metodika podbora personala na dolzhnosti, svyazannie sobrabotkoi konfidentsialnoi informazijej* [Methods of personnel selection for tasks related to the processing of confidential information]. *Security of the Information Space*. XVI All-Russian Scientific and Practical Conference of students, postgraduates, young scientists. Yekaterinburg, 2017. Ural University Publishing House, 2018, pp. 154–158 (in Russ.).
22. Glukhareva S.V., Abrosimova M.E. *Blagonadezhnyy sotrudnik v sisteme kadrovoy bezopasnosti predpriyatiya* [Trustworthy employee in the personnel security system of the enterprise]. Available at: https://storage.tusur.ru/files/115519/2018_4.pdf (accessed: March 10, 2022) (in Russ.).
23. Stepovaya A.Yu. *Kriterii otsenki blagonadezhnosti kontragentov kak metodologiya vnutrennego nalogovogo kontrolya torgovoy organizatsii* [Criteria for assessing the reliability of counterparties as an element of the methodology of internal tax control of a trade organization]. *Modern problems of economic development in Russia and China. Materials of the International Scientific and Practical Conference dedicated to the 20th anniversary of the Faculty of Economics of Moscow State University*, Blagoveshchensk, Amur State University, 2021, pp. 169–172.
24. Secrieru V. *Optimizatsiya proverki protsesssa kontragenta na blagonadezhnost'* [Optimization of the counterparty verification process for reliability]. *Actual problems and prospects of economic development: Russian and foreign experience*, 2020, no. 3, p. 28. Available at: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=42918900> (accessed: March 21, 2022) (in Russ.).
25. Dedova E.S. *Tendentsii razvitiya tekhnologiy otsenki blagonadezhnosti kontragentov* [Trends in the development of technology for assessing the reliability of counterparties]. *Economic security: concept, standards*, 2017, p. 192. Available at: https://www.elibrary.ru/download/elibrary_30694904_29082925.pdf (accessed: March 21, 2022) (in Russ.).
26. Shelupanov A.A. *Otsenka blagonadezhnosti sotrudnikov v sisteme kadrovoy bezopasnosti predpriyatiya* [Assessment of employee reliability in the personnel security system of the enterprise]. *Proceedings of TUSUR University*, 2021, vol. 24, no. 4, pp. 52–57. DOI: 10.21293/1818-0442-2021-24-4-52-57 (in Russ.).
27. Certificate of registration of the computer program RU 2019616940, 30.05.2019. *Sistema kadrovoy bezopasnosti predpriyatija* [Personnel security system of the enterprise] / Glukhareva S.V., Shelupanov A.A., Mareeva E.V., Abrosimova M.E., Eremenko A.S., Maltsev V.E. Application no. 2019616011, dated 24.05.2019 (in Russ.).
28. Postoyeva YU. N. *Sovremennyye metody k otsenke professional'nykh kompetentsiy sotrudnikov organizatsii* [Modern methods for assessing the professional competencies of employees of the organization]. *Innovative technologies in education and science: materials of the II International Scientific and Practical Conference* (Cheboksary, September 10, 2017) / Editorial Board: O.N. Shirokov et al., Cheboksary, CNS «Interactive Plus», 2017, pp. 376–381 (in Russ.).

29. Mehtikhanova N.N. *Psikhologicheskaya otsenka personala: ucheb. posobiye* [Psychological assessment of personnel: studies. Manual]. Yaroslav State University named after P.G. Demidov, Yaroslavl, YargU, 2013, 116 p. (in Russ.).

30. Gunin V.K., Lesteva D.V. *Sovremennyye metody otsenki personala v protsesse otbora* [Modern methods of personnel evaluation in the selection process] // *Economics and Management: Analysis of Trends and Development Prospects*, 2014, no. 13, pp. 39–42 (in Russ.).

31. Vuchkovich-Stadnik A. *Otsenka personala. Chetkiy algoritm deystviy i kachestvennyye prakticheskiye resheniya* [Personnel assessment. A clear algorithm of actions and high-quality practical solutions]. Available at: <https://www.litres.ru/alla-vuchkovich-stadnik/ocenka-personala-chetkiy-algoritm-deystviy-i-kachestvennyye-prakticheskiye-resheniya> (accessed: March 21, 2022) (in Russ.).

32. Kibanov A.Ya. *Upravleniye personalom organizatsii: aktu-al'nyye tekhnologii nayma, adaptatsii i attestatsii: uchebnoye posobiye* [Personnel management of the organization: actual technologies of hiring, adaptation and certification: a textbook]. Moscow, KNORUS, 2012, 368 p. (in Russ.).

33. Dadiverin I.G., Rosenbaum M.D. *Kompleksnaya psikhologicheskaya otsenka professionalizma personala proizvodstvennogo ob'yedineniya* [Complex psychological assessment of the professionalism of the staff of the production association]. *Psychological Journal*, 1995, vol.16, no. 3 (in Russ.).

34. Mizintseva M. F. *Otsenka personala* [Personnel assessment: textbook and workshop for bachelors]. Moscow, Yurayt Publishing House, 2014, 378 p. (in Russ.).

35. Maslova A.Ya., Bardukova N.V. *Razrabotka sistemy kompleksnoy otsenki v kontseptsii upravleniya po rezul'tatam* [Development of an integrated assessment system in the management concept based on results]. *Innovative Technologies in Science and Education*, 2016, no. 44, pp. 92–96 (in Russ.).

36. Boyatzis R.E. *The competent manager: A model for effective performance*. New York: WileyInterscience. Brewster, 1982, 340 p.

37. Cheetham G., Chivers, Dg. *The reflective (and competent) practitioner: A model of professional competence which seeks to harmonise the reflective practitioner and competence-*

based approaches. Available at: <http://www.smiths-risca-demon.co.uk/PSYcheethametal1998.html> (accessed: March 10, 2022).

38. Knasel E., Meed J., Rossetti A. *Learn for Your Life: A Blueprint for Continuous Learning*. Financial Times Prentice Hall, DfEE, 2000, 272 p.

39. Masaaki I.K. *Klyuch k uspekhу yaponskikh kompaniy Kaizen: The Key to Japan's Competitive Success* [The Key to the success of Japanese companies Kaizen: The Key to Japan's Competitive Success]. Moscow, Alpina Publisher, 2009, 280 p. (in Russ.).

40. Glukhareva S.V. *Opredeleniye vostrebovannykh na rynke truda kompetentsiy* [Definition of competencies in demand on the labor market]. *Modern Education: Increasing the Competitiveness of Universities. Materials of the International Scientific and Methodological Conference*, in 2 parts, Tomsk, 2021, pp. 109–113 (in Russ.).

41. Kremer N.S., Putko B.A. *Ekonometrika* [Econometrics]: Textbook for universities. Moscow, UNITY-DANA, 2002, 311 p. Available at: <https://matematem.ru/wp-content/uploads/2016/02/Kremer-Ekonometrika-1.pdf> (accessed: March 10, 2022) (in Russ.).

42. Fitzgerald Sh., Dimitrov D., Rumrill Ph. *The basics of nonparametric statistics*. Work (Reading, Mass.), 2001, 16, pp. 287–292.

43. Kolassa J.E. *An Introduction to Nonparametric Statistics*, Taylor & Francis Ltd, 2020, 212 p.

44. Runyon R.P. *Nonparametric statistics: a contemporary approach*. Reading. MA, Addison Wesley, 1977, 218 p.

Svetlana V. Glukhareva

Senior Lecturer, Department of Complex Information Security of Computer Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-913-889-48-42
Email: gsv@fb.tusur.ru

УДК 681.5.037

А.М. Джамбеков, Б.С. Дмитриевский, А.А. Терехова

Исследование устойчивости автоматической системы регулирования расхода орошения в стабилизационной колонне в процессе каталитического риформинга

Предложен учет влияния неконтролируемых возмущений на регулирование расхода орошения в стабилизационную колонну блока стабилизации катализатора установки каталитического риформинга изменением коэффициентов полинома знаменателя передаточной функции автоматической системы регулирования расхода орошения на основе вероятностного подхода к робастной устойчивости. Для исследования робастной устойчивости автоматической системы регулирования расхода орошения в стабилизационную колонну рассмотрена типовая схема системы регулирования. Для описания задачи получен общий вид полинома знаменателя передаточной функции автоматической системы регулирования расхода орошения в стабилизационную колонну. Для робастной устойчивости автоматической системы регулирования расхода орошения в стабилизационную колонну при воздействии возмущений поставлена задача оценки вероятности устойчивости семейства полиномов знаменателя передаточной функции автоматической системы регулирования. Рассмотрено семейство полиномов знаменателя передаточной функции автоматической системы регулирования расхода орошения в стабилизационную колонну с параметрами неопределенности, изменяющимися в кубе. Задача оценки вероятности устойчивости семейства полиномов знаменателя передаточной функции автоматической системы регулирования расхода орошения в стабилизационную колонну сведена к решению задач генерации выборки и оценке вероятности по частоте. Для оценки вероятности устойчивости семейства полиномов знаменателя передаточной функции автоматической системы регулирования расхода орошения в стабилизационную колонну заданы четыре полинома, включая номинальный. На основе генерации выборки ста независимых случайных величин, вычисления соответствующих полиномов и проверки их устойчивости рассмотрено семейство полиномов знаменателя передаточной функции автоматической системы регулирования расхода орошения в стабилизационную колонну обладает устойчивостью с вероятностью, близкой к единице.

Ключевые слова: каталитический риформинг, стабилизация катализатора, автоматическая система регулирования, семейство полиномов, номинальный полином, робастная устойчивость, множество неопределенности.

DOI: 10.21293/1818-0442-2022-25-2-68-71

В [1] выполнено моделирование автоматической системы регулирования (АСР) температуры низа стабилизационной колонны (СК) блока стабилизации катализатора (БСК) установки каталитического риформинга (КР) [2]. Октановое число продуктовой смеси БСК (стабильного катализатора) определяет качество всей цепочки процесса КР [3]. Для эффективного управления БСК помимо разработки эффективных алгоритмов управления, обеспечивающих достижение экономического или иного эффекта, необходимо обеспечение устойчивого режима работы АСР технологических параметров (температуры, давления, расхода и пр.) [4]. Одним из основных технологических параметров БСК является расход орошения в СК [5]. На регулирование расхода орошения в СК оказывают влияние неконтролируемые возмущения: расход выводимой головки стабилизации, перепад температуры в СК [6].

Данные возмущения необходимо учитывать при разработке АСР расхода орошения в СК. Коэффициенты полинома знаменателя передаточной функции АСР расхода орошения в СК постоянные. В настоящей работе предложен учет влияния возмущений путем изменения коэффициентов полинома знаменателя передаточной функции АСР расхода орошения в СК на основе вероятностного подхода к робастной устойчивости [7]. Предполагается, что данные коэффициенты изменяются под влиянием возмущений с течением времени. Важной является задача исследова-

ния робастной устойчивости АСР расхода орошения в СК.

Постановка задачи

Для исследования робастной устойчивости АСР расхода орошения в СК рассмотрим типовую схему, представленную на рис. 1 [1].

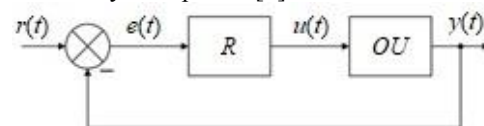


Рис. 1. Структурная схема АСР расхода орошения в СК

На рис. 1 используются обозначения: $r(t)$ — задающее воздействие; $e(t)$ — ошибка управления; $u(t)$ — управление; $y(t)$ — выход; R — регулятор (ПИД-регулятор); OU — объект управления (процесс в СК). В качестве регулируемого параметра $y(t)$ рассмотрен расход орошения в СК. Задающим воздействием $r(t)$ является ступенчатое изменение положения (хода) регулирующего органа (задвижки) на линии (трубопроводе) подачи орошения в СК [1].

Полином знаменателя передаточной функции АСР расхода орошения в СК имеет вид (1) [8]:

$$P(s) = 1 + 2,29s + 2,52s^2 + 2,23s^3. \quad (1)$$

Для описания задачи в общем виде получим общий вид полинома (1)

$$P(s) = a_0 + a_1s + a_2s^2 + a_3s^3, \quad a_i > 0, \quad i = 0, 1, 2, 3, \quad (2)$$

где a_i — постоянные коэффициенты.

Предполагается, что при воздействии возмущений коэффициенты полинома (2) изменяются с течением времени.

Теория робастной устойчивости опирается на минимаксный подход – требуется сохранить устойчивость при любой допустимой неопределенности. Однако можно считать неопределенность случайной, а систему робастно устойчивой, если она сохраняет устойчивость с вероятностью, близкой к 1 [9].

Для оценки робастной устойчивости АСР расхода орошения в СК при воздействии возмущений необходимо определить вероятность, при которой сохраняется устойчивость полинома знаменателя передаточной функции АСР расхода орошения в СК [10].

При изменении коэффициентов полином (2) преобразуется в семейство полиномов (3) знаменателя передаточной функции АСР расхода орошения в СК:

$$\rho(s, \Xi) = \left\{ \begin{array}{l} P(s, \xi) = P_0(s) + \xi_1 P_1(s) + \\ + \xi_2 P_2(s) + \xi_3 P_3(s), |\xi_i| \leq \gamma, \\ i = 1, 2, 3 \end{array} \right\} \quad (3)$$

с параметрами, изменяющимися в кубе (4):

$$\Xi = \left\{ \xi \in R^3 : |\xi_i| \leq \gamma \right\}, \quad (4)$$

где $\xi \in R^3$ – вектор неизвестных параметров, который принадлежит заданному множеству допустимых значений $\xi \in \Xi$ (множеству неопределенности); $P_0(s)$ – номинальный полином, равный (2); $|\xi|_3$ – евклидова норма вектора ξ (5):

$$|\xi|_3 = \sqrt[3]{|\xi_1|^3 + |\xi_2|^3 + |\xi_3|^3}. \quad (5)$$

Пусть полиномы $P_1(s)$, $P_2(s)$, $P_3(s)$ в (3) заданы выражениями (6)–(8):

$$P_1(s) = b_0 + b_1 s + b_2 s^2 + b_3 s^3, b_i > 0, i = 0, 1, 2, 3, \quad (6)$$

$$P_2(s) = c_0 + c_1 s + c_2 s^2 + c_3 s^3, c_i > 0, i = 0, 1, 2, 3, \quad (7)$$

$$P_3(s) = d_0 + d_1 s + d_2 s^2 + d_3 s^3, \quad (8)$$

$$d_i > 0, \quad i = 0, 1, 2, 3,$$

где $b_i > 0$, $c_i > 0$, $d_i > 0$ – постоянные коэффициенты.

Будем считать, что на множестве Ξ задана равномерная плотность вероятности $f(\xi) = 1/\gamma$, $\xi \in \Xi$.

Применительно к настоящей работе опишем путь оценки вероятности устойчивости семейства полиномов (3) при заданной плотности $f(\xi)$ с использованием метода Монте-Карло [11].

Генерируется выборка независимых случайных величин ξ^1, \dots, ξ^N , имеющих плотность вероятности $f(\xi)$, $\xi^1 = (\xi_1^1, \xi_2^1, \xi_3^1)$, $\xi^N = (\xi_1^N, \xi_2^N, \xi_3^N)$.

Для них вычисляются полиномы $P(s, \xi^1), \dots, P(s, \xi^N)$ и проверяется их устойчивость с помощью критериев устойчивости либо путем прямого вычисления корней или собственных значений.

Пусть число устойчивых полиномов оказалось равным $M \leq N$; если M близко к N , то вероятность устойчивости высока.

Чтобы формализовать такой подход, надо уметь более строго решать каждую из следующих задач: генерацию выборки и оценивание вероятности по частоте. Опишем данные задачи подробнее.

Генерация равномерно распределенных векторов $\xi \in \Xi$, изменяющихся в кубе (4), осуществляется путем независимой равномерной генерации каждой компоненты ξ_i вектора ξ .

Оценка вероятности устойчивости осуществляется следующим образом.

Задается истинная вероятность (9):

$$p_0 = \frac{Vol(\Xi_{уст})}{Vol(\Xi)}, \quad (9)$$

где $\Xi_{уст} \in \Xi$ – область устойчивости, $Vol(\cdot)$ означает объем множества.

Тогда имеет место (10):

$$Prob \left\{ p_0 \geq \frac{M}{N} - \varepsilon \right\} \geq 1 - e^{-2\varepsilon^2 N}, \quad (10)$$

т.е. отношение M/N отклоняется от p_0 больше чем на ε с вероятностью, не превосходящей $e^{-2\varepsilon^2 N}$. $Prob(\cdot)$ означает вероятность того, что случайно выбранное значение будет находиться в заданном диапазоне.

В частности, если M/N близко к единице, а N достаточно велико, то с большой вероятностью можно заключить, что доля неустойчивых полиномов в Ξ мала.

Необходимо отметить, что вероятностный радиус устойчивости больше, чем детерминированный радиус робастной устойчивости.

Применительно к настоящей работе опишем термин «сходится по вероятности». Говорят, что случайная величина $x_n = M/N$ сходится по вероятности к величине « $a = p_0$ », если при увеличении n вероятность того, что x_n и « a » будут сколь угодно близки, неограниченно приближается к единице, а это значит, что при достаточно большом n будет выполняться (11):

$$p(|x_n - a| < \varepsilon) > 1 - \delta, \quad (11)$$

где ε , δ – произвольно малые положительные числа; $\delta = e^{-2\varepsilon^2 N}$.

Задача заключается в оценке вероятности устойчивости семейства полиномов знаменателя передаточной функции АСР расхода орошения в СК (3) при заданных полиномах $P_0(s)$ (устойчивого), $P_1(s)$, $P_2(s)$, $P_3(s)$, дополнительной информации p_0 , ε , N , γ и подтверждении (неподтверждении) выполнения (10), (11), на основании которого делаем вывод о том, что вероятность устойчивости семейства (3) высока (мала) и доля неустойчивых полиномов мала (высока).

Робастная устойчивость семейства полиномов знаменателя передаточной функции АСР расхода орошения в СК

Оценим вероятность устойчивости семейства полиномов знаменателя передаточной функции АСР расхода орошения в СК (3).

С учетом номинального полинома знаменателя передаточной функции АСР расхода орошения в СК (1) зададим полиномы (2), (6), (7)

$$P_3(s) = 0,9 + 2,3s + 2,4s^2 + 9,65s^3,$$

$$P_0(s) = 1 + 2,29s + 2,52s^2 + 2,23s^3,$$

$$P_1(s) = 0,1 + 0,1s + 0,2s^2 + 0,2s^3,$$

$$P_2(s) = 0,2 + 0,2s + 0,3s^2 + 0,3s^3,$$

$$P_3(s) = 0,9 + 2,3s + 2,4s^2 + 9,65s^3$$

и дополнительную информацию

$$p_0 = 0,95; \varepsilon = 0,001; N = 100; \gamma = 1.$$

Сгенерирована выборка 100 независимых случайных величин ξ^1, \dots, ξ^{100} ; $\xi^1 = (\xi_1^1, \xi_2^1, \xi_3^1)$; $\xi^{100} = (\xi_1^{100}, \xi_2^{100}, \xi_3^{100})$. На ее основе вычислено 100 полиномов $P(s, \xi^1), \dots, P(s, \xi^{100})$ семейства (3).

Из 100 полиномов 95 полиномов устойчивые ($M = 95$). Выполним проверку условия (10).

$$\frac{M}{N} - \varepsilon = \frac{95}{100} - 0,001 = 0,949 \Rightarrow p_0 = 0,95 > \frac{M}{N} - \varepsilon,$$

$$1 - e^{-2\varepsilon^2 N} = 1 - e^{-2(0,001)^2 \cdot 100} = 1 - 0,9998 = 0,0002.$$

Следовательно, выполняется условие (10).

Поскольку M/N близко к единице, а N достаточно велико, то с большой вероятностью можно заключить, что доля неустойчивых полиномов в Ξ мала.

Проверим выполнение условия (11).

$$|x_n - a| = \left| \frac{M}{N} - p_0 \right| = |0,95 - 0,95| = 0 < \varepsilon = 0,001,$$

$$1 - \delta = 1 - e^{-2\varepsilon^2 N} = 0,0002.$$

Следовательно, выполняется условие (11).

Поскольку выполняется условия (10), (11), полином $P_0(s)$ устойчив, делаем вывод о том, что вероятность устойчивости семейства (3) высока и доля неустойчивых полиномов мала.

Заключение

Таким образом, на основе генерации выборки 100 независимых случайных величин, вычисления соответствующих полиномов и проверки их устойчивости рассмотренное семейство полиномов знаменателя передаточной функции АСР расхода орошения в СК обладает устойчивостью с вероятностью, близкой к 1. Данный результат может быть использован при разработке АСР расхода орошения в СК и выборе настроек регуляторов.

Литература

1. Джамбеков А.М. Локальный ПИД-регулятор стабилизации катализатора / А.М. Джамбеков, И.А. Щербатов // Современные технологии. Системный анализ. Моделирование. – 2016. – № 3(51). – С. 98–104.
2. Ancheyta J. Modeling and simulation of catalytic reactors for petroleum refining. – Hoboken: Wiley, 2011. – 528 p.
3. Smith J.M. Chemical engineering kinetics. – St. Louis: McGraw-Hill, 1981. – 676 p.
4. Gumen M.I. Increasing of the efficiency of the reforming LG-35-11/300 // Petroleum Processing and Petrochemistry. – 2001. – No. 11. – P. 54–57.
5. Catalytic cracking (FCC) process modeling, simulation and control / C.I.C. Pinheiro, J.L. Fernandes, L. Domingues // Industrial Engineering Chemistry Research. – 2012. – No. 51(1). – P. 1–29.

6. Weekman V.A. Model of catalytic cracking conversion in fixed, moving and fluid-bed reactors // Industrial and Engineering Chemistry Process Design and Development. – 1968. – No. 7 (1). – P. 90–95.

7. Ефремов В.В., Шелудько А.Г. Расчёт робастности автоматической системы регулирования температуры водогреваемой спецодежды водолаза // Дизайн и технологии. – 2013. – № 34 (76). – С. 75–79.

8. Simulation and model predictive control of a UOP fluid catalytic cracking / C. Mircea, S. Agachi, V. Marimoiu // Chemical Engineering and Processing. – 2003. – Vol. 42. – P. 67.

9. Поляк Б.Т., Щербатов П.С. Робастная устойчивость и управление. – М.: Наука, 2002. – 303 с.

10. Nguang S.K. Robust stabilization of a class of time-delay nonlinear systems // IEEE Transactions on Automatic Control. – 2000. – Vol. 45, No. 4. – P. 756–762.

11. Wu L. Delay-dependent robust stabilization for uncertain singular systems with discrete and distributed delays / L. Wu, W. Zhou // Journal of Control Theory and Applications. – 2008. – No. 6. – P. 171–176.

Джамбеков Азамат Матифулаевич

Канд. техн. наук, преп. отд. «Связь и телекоммуникации» факультета среднего профессионального образования ФГБОУ ВО «Астраханский государственный технический университет»
Татищева ул., 16, г. Астрахань, Россия, 414056
Тел.: 8-927-662-50-58
Эл. почта: dzhambekovam@yandex.ru.

Дмитриевский Борис Сергеевич

Д-р техн. наук, проф. каф. информационных процессов и управления Института автоматизации и информационных технологий ФГБОУ ВО «Тамбовский государственный технический университет»
Советская ул., 106, г. Тамбов, Россия, 392000
Тел.: 8-915-675-46-82
Эл. почта: dmiboris@yandex.ru.

Терехова Анастасия Андреевна

Ассистент каф. информационных процессов и управления Института автоматизации и информационных технологий ФГБОУ ВО «Тамбовский государственный технический университет»
Советская ул., 106, г. Тамбов, Россия, 392000
Тел.: 8-964-130-59-73
Эл. почта: terehova.aa@mail.tstu.ru

Dzhambekov A.M., Dmitrievsky B.S., Terekhova A.A.

Investigation of the stability of an automatic system for regulating the flow rate of reflux in a stabilization column in the process of catalytic reforming

It is proposed to take into account the influence of uncontrolled disturbances on the regulation of irrigation flow into the stabilization column of the catalytic reforming unit catalyst stabilization unit by changing the coefficients of the polynomial of the denominator of the transfer function of the automatic irrigation flow control system based on a probabilistic approach to robust stability. To study the robust stability of the automatic irrigation flow control system in the stabilization column, a typical scheme of the regulation system is considered. To describe the problem, a general view of the denomi-

nator polynomial of the transfer function of an automatic irrigation flow control system in a stabilization column is obtained. For the robust stability of the automatic irrigation flow control system in the stabilization column under the influence of disturbances, the task of estimating the probability of stability of the family of polynomials of the denominator of the transfer function of the automatic control system is set. A family of polynomials of the denominator of the transfer function of an automatic irrigation flow control system in a stabilization column with uncertainty parameters varying in a cube is considered. The problem of estimating the probability of stability of a family of polynomials of the denominator of the transfer function of an automatic irrigation flow control system in a stabilization column is reduced to solving problems: sample generation and probability estimation by frequency. To assess the probability of stability of the family of polynomials of the denominator of the transfer function of the automatic irrigation flow control system in the stabilization column, four polynomials, including the nominal one, are given. Based on generating a sample of one hundred independent random variables, calculating the corresponding polynomials and checking their stability, the considered family of polynomials of the denominator of the transfer function of the automatic irrigation flow control system in the stabilization column has stability with a probability close to unity.

Keywords: catalytic reforming, catalyst stabilization, automatic control system, family of polynomials, nominal polynomial, robust stability, uncertainty set.

DOI: 10.21293/1818-0442-2022-25-2-68-71

References

1. Dzhambekov A.M. [Local PID controller for catalyza- te stabilization] *Modern Technologies. System Analysis. Mod- elling*, 2016, no. 3 (51), pp. 98–104.
2. Ancheyta J. *Modeling and simulation of catalytic re- actors for petroleum refining* [Hoboken: Wiley], 2011. 528 p.
3. Smith J.M. *Chemical engineering kinetics* [St. Louis: McGraw-Hill], 1981, 676 p.
4. Gumen M. L. [Increasing of the efficiency of the re- forming LG-35-11/300] *Petroleum Processing and Petro- chemistry*, 2001, no. 11, pp.54–57.
5. Pinheiro J.L., Fernandes L. Domingues [Catalytic cracking (FCC) process modeling, simulation and control] *Industrial I Engineering Chemistry Research*, 2012, no. 51(1), pp. 1–29.
6. Weekman V.A. [Model of catalytic cracking conver- sion in fixed, moving and fluid-bed reactors] *Industrial and Engineering Chemistry Process Design and Development*, 1968, no. 7(1), pp. 90–95.
7. Efremov V.V., Sheludko A.G. [Calculation of robust- stability of an automatic temperature control system for a wa- ter-heated diver's overalls] *Design and Technologies*, 2013, no. 34(76), pp. 75–79.
8. Mircea C., Agachi S., Marimoiu V. [Simulation and model predictive control of a UOP fluid catalytic cracking] *Chemical Engineering and Processing*, 2003, vol. 42, p. 67.
9. Polyak B.T., Shcherbakov P.S. [Robust stability and control]. M., Nauka, 2002. 303 p.
10. Nguang S.K. [Robust stabilization of a class of time- delay non-linear systems] *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2000, vol. 45, no. 4, pp. 756–762.
11. Wu L., Zhou W. [Delay-dependent robust stabiliza- tion for uncertain singular systems with discrete and distribut- ed delays] *Journal of Control Theory and Applications*, 2008, no. 6, pp. 171–176.

Azamat M. Dzhambekov

Candidate of Science in Engineering, Lecturer
Department of Communications and Telecommunications,
Faculty of Secondary Vocational Education,
Astrakhan State Technical University
16, Tatishchev st., Astrakhan, Russia, 414056
Phone: 8-927-662-50-58
Email: dzhambekovam@yandex.ru

Boris S. Dmitrievskiy

Doctor of Science in Engineering, Professor
Department of Information Processes and Management,
Institute of Automation and Information Technologies,
Tambov State Technical University
106, Soviet st., Tambov, Russia, 392000
Phone: +8-915-675-46-82
Email: dmiboris@yandex.ru

Anastasiya A. Terekhova

Assistant, Department of Information Processes
and Management, Institute of Automation and Information
Technologies, Tambov State Technical University
106, Soviet st., Tambov, Russia, 392000
Phone: 8-964-130-59-73
Email: terekhova.aa@mail.tstu.ru

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

УДК 681.5.037

Д.О. Дударьков, М.Е. Хлыстунов, И.М. Журавлев

Оценка влияния напряжения стабилизации и характеристик солнечной батареи на токовую нагрузку транзистора шунтового стабилизатора

Исследован характер изменения тока транзистора шунтового стабилизатора напряжения в зависимости от величины напряжения стабилизации и характеристик солнечной батареи, включая паразитную выходную емкость. Получены графики зависимости тепловыделения шунтового стабилизатора от напряжения выходной шины электропитания при различных паразитных параметрах солнечной батареи. Проведена верификация результатов расчета с применением макетного образца шунтового стабилизатора.

Ключевые слова: солнечная батарея, шунтовой стабилизатор, S3R, паразитная выходная емкость солнечной батареи, токовая нагрузка транзистора.

DOI: 10.21293/1818-0442-2022-25-2-75-81

Большинство систем электропитания космических аппаратов, использующих в качестве первичного источника электроэнергии солнечные батареи (СБ), включают в себя узел регулятора мощности СБ, схемотехнически реализованный на основе шунтового стабилизатора (ШС) напряжения. Такая распространённость обусловлена простотой управления и эффективностью схемы [1–8, 12], особенно при использовании дискретных способов управления по типу релейного или S3R (sequence switching shunt regulator, регулирование с помощью последовательной коммутации шунтов) [9–11, 13].

В ШС с S3R применен принцип управления по отклонению, реализованный с помощью дискретного многозонного способа регулирования напряжения [6, 7], которое заключается в разбиении всего диапазона регулирования на зоны. Переход из одной зоны в другую реализуется изменением количества каналов секций СБ, подключенных к нагрузке, согласно сигналу регулятора контура напряжения, выполненного в виде ПИД-регулятора. Сигнал ошибки стабилизации обрабатывается регулятором, выходной сигнал которого поступает на блок коммутации каналов, формирующий в виде кода набор сигналов управления для каналов ШС (рис. 1).

Основным преимуществом S3R-способа управления, обусловившим его повсеместное применение в энергопреобразующей аппаратуре космических аппаратов, являются простота алгоритма коммутации, малая сложность масштабирования управления под требуемое количество каналов ШС, минимальные требования к организации обратной связи (достаточно простейших пороговых устройств). К недостаткам можно отнести отсутствие фиксированной частоты работы, что усложняет процесс анализа и проектирования [14–21].

В процессе проектирования ШС энергии СБ необходимо учитывать особенности эксплуатации космического аппарата, а именно выбор рабочей точки на нелинейной ВАХ (рис. 2). Учитывая требования по обеспечению заданного уровня электропитания на протяжении всего срока активного суще-

ствования (САС) космического аппарата, а также изменения характеристик СБ в процессе работы за счет старения и температурных воздействий, СБ проектируется с учетом обеспечения заданной выходной мощности в конце САС [18–22].

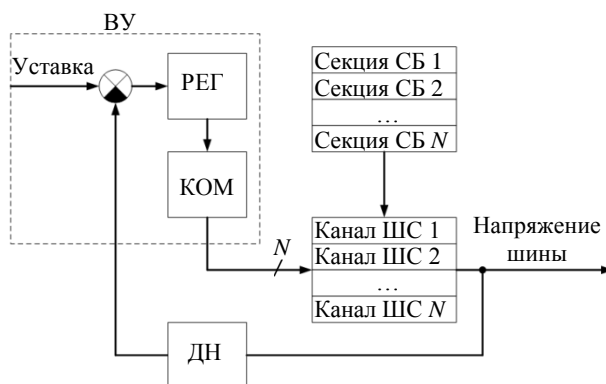


Рис. 1. Функциональная схема системы стабилизации выходного напряжения: ВУ – вычислительное устройство; РЕГ – регулятор контура напряжения; КОМ – коммутатор каналов ШС; ДН – датчик напряжения

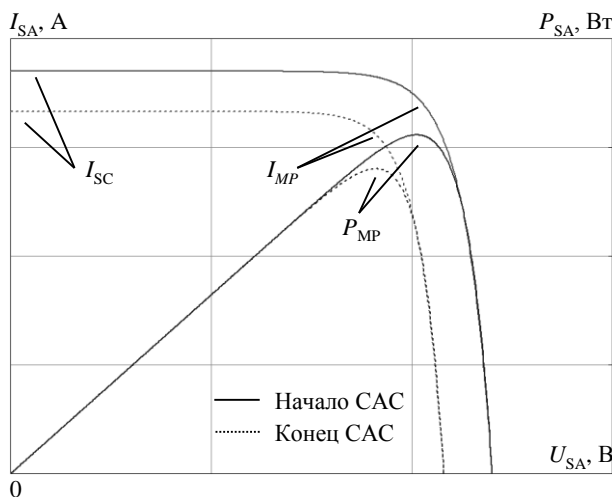


Рис. 2. ВАХ солнечной батареи в начале и конце САС при нормальной температуре: I_{sc} – ток короткого замыкания СБ; I_{MP} – ток СБ в точке максимальной мощности; P_{MP} – мощность СБ в точке максимальной мощности

Основное влияние на параметры ВАХ СБ оказывают три фактора: температура, интенсивность падающего излучения и временная деградация характеристик. Из-за различных скоростей протекания процессов (скорость изменения освещенности и температуры значительно выше скорости радиационной деградации) для анализа обычно принимают допущение о постоянной и равномерной освещенности СБ при фиксированной температуре работы. Для расчета максимального тепловыделения используется токовая ветвь ВАХ СБ в начале САС, поскольку она обеспечивает максимальную токовую нагрузку транзистора.

Соответственно, несмотря на простоту алгоритма управления, проектирование ШС является нетривиальной задачей ввиду нелинейной ВАХ источника питания. При этом необходимо учитывать, что на величину токовой нагрузки ШС влияют такие характеристики СБ, как паразитная выходная емкость и положение рабочей точки на ВАХ. Эти характеристики при замыкании транзистора VT обеспечивают формирование высокоамплитудного импульса тока, увеличивая электрическую и температурную нагрузки на элемент, снижая надежность работы [10, 13, 20–27].

Учитывая высокие требования к ресурсу и надежности работы ЭПА космического аппарата, данная статья нацелена на определение зависимостей, позволяющих провести оценку токовой нагрузки и тепловыделения транзистора ШС при изменении характеристик СБ и уровня стабилизации выходного напряжения.

Ток шунтового стабилизатора энергии солнечной батареи при замыкании транзистора

На схеме ШС (рис. 3, а) панель СБ, представленная в виде источника тока J_{SA} с паразитной выходной емкостью C_{SA} , в общем случае состоит из дросселя L , ограничивающего амплитуду тока разряда паразитной емкости СБ, транзистора VT и диода VD, необходимого для блокирования разряда выходного фильтра C_{OUT} , при шунтировании солнечной панели. До момента времени, пока выходное напряжение меньше напряжения стабилизации, транзисторный ключ VT разомкнут, вся мощность СБ передается в нагрузку R . При превышении выходным напряжением уровня напряжения стабилизации транзисторный ключ VT замыкается, шунтируя СБ (рис. 3, б).

Изменение тока транзисторного ключа при шунтировании СБ можно представить в виде четырех временных интервалов (рис. 4) $0-t_1$, t_1-t_2 , t_2-t_3 , t_3-t_4 (на рисунке не указан), где момент времени 0 соответствует переходу ключа из разомкнутого состояния в замкнутый.

Интервал $0-t_1$ описывает процесс накопления дросселем энергии, запасенной в паразитной выходной емкости СБ. В момент времени, равный 0, рабочая точка ШС соответствовала точке максимальной мощности на ВАХ СБ, что обеспечивало протекание через дроссель L тока I_{MP} . После замыкания транзи-

сторного ключа, к дросселю прикладывается разница между выходным напряжением СБ (равным сумме напряжений на нагрузке U_{OUT} и прямого падения на диоде $U_{VD,f}$) и падением напряжения на замкнутом транзисторе при протекании тока I_{MP} .

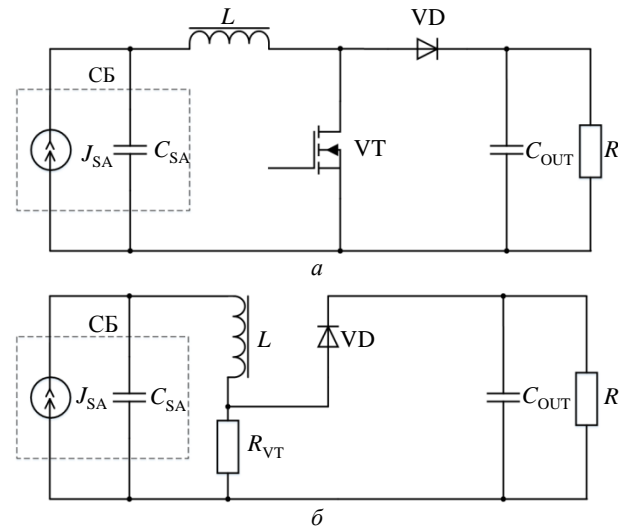


Рис. 3. Схема ШС: а – общая; б – после замыкания транзисторного ключа

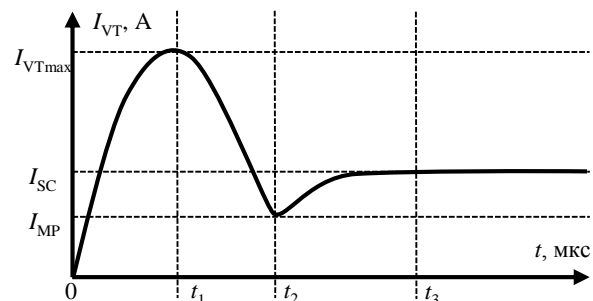


Рис. 4. Диаграмма изменения тока транзистора

Увеличение тока транзистора VT происходит за счет тока разряда выходной паразитной емкости СБ и одновременного перехода с точки максимальной мощности в область короткого замыкания. Длительность процесса разряда будет определяться постоянной времени колебательного контура $C_{SA}L$, которую можно определить через индуктивность дросселя шунтирующей ветви L , добротность контура Q_{SA} и его волновое сопротивление ρ_{SA} . С учетом вышесказанного максимальную амплитуду тока через транзистор можно определить как

$$I_{VTmax} = I_{MP} + C_{SA} \cdot \frac{U_{MP} - I_{MP} \cdot R_{VT}}{\delta_1},$$

$$U_{MP} = U_{OUT} + U_{VD,f},$$

$$\delta_1 = \frac{L \cdot Q_{SA}}{\rho_{SA}},$$

где U_{MP} – выходное напряжение СБ в точке максимальной мощности; R_{VT} – сопротивление сток-исток транзисторного ключа в замкнутом состоянии; δ_1 – постоянная времени дросселя, зависящая от добротности колебательного контура.

Длительность интервала $0-t_1$ будет определяться скоростью разряда паразитной емкости до напряжения, падающего на шунтирующей ветви (дроссель и транзистор) при токе СБ в точке максимальной мощности. Аналитическое определение длительности интервала является сложной задачей ввиду нелинейного изменения тока СБ и напряжения шунтирующей ветви. Однако для контура с добротностью меньше единицы ($Q_{SA} < 1$), для интервала времени значительно меньше периода рабочей частоты можно линеаризовать зависимости и определить длительность интервала $0-t_1$ как

$$t_{VT\ t_1} = \begin{cases} t_1 \leftarrow 0,1 \text{ нс}, \\ \text{while } U_{MP} \cdot \left(1 - e^{-\frac{\alpha_1 \cdot \delta_1}{\left[\frac{Q_{SA}}{1-Q_{SA}} \cdot t_1 \right]}} \right) > Z_{SH} \cdot I_{MP}, \\ t_1 \leftarrow t_1 + T_{STEP}, \\ t_1, \end{cases}$$

$$\delta_2 = \frac{L}{Z_{SH}},$$

где t_1 – длительность интервала $0-t_1$; α_1 – коэффициент, учитывающий нелинейное изменение тока СБ; δ_2 – постоянная времени дросселя, зависящая от сопротивления шунтирующей ветви; Z_{SH} – импеданс шунтирующей ветви

$$Z_{SH} = \sqrt{R_{VT}^2 + r_L^2 + (2 \cdot \pi \cdot f_W \cdot L)^2},$$

r_L – эквивалентное последовательное сопротивление дросселя; f_W – рабочая частота транзистора; T_{STEP} – шаг расчета.

В течение времени t_1 ток транзистора VT экспоненциально увеличивается, стремясь к $I_{VT\ max}$. Учитывая последовательное включение дросселя L и транзистора VT, а также влияние добротности колебательного контура на форму тока, величина мгновенного и среднего токов транзистора VT на интервале $0-t_1$ будет равна

$$I_{VT\ t_1} = \begin{cases} I_{MP} + I_{VT\ max} \cdot e^{-\frac{\beta_1 \cdot \delta_1}{\left[\frac{Q_{SA}}{1-Q_{SA}} \cdot t_1 \right]}} \text{ if } t \leq t_{VT\ t_1}, \\ 0 \text{ otherwise,} \end{cases}$$

$$I_{VT\ avr\ t_1} = \frac{1}{t_{VT\ t_1}} \cdot \int_0^{t_{VT\ t_1}} I_{VT\ t_1} dt,$$

где β_1 – коэффициент, учитывающий нелинейное изменение тока СБ.

Интервал t_1-t_2 описывает процесс рассеивания энергии, накопленной в дросселе, где t_2 – момент времени, в котором амплитуда тока транзистора становится минимальной. С момента t_1 ток транзистора VT снижается от максимальной величины $I_{VT\ max}$ до значения, близкого к току I_{MP} . Это обусловлено снижением напряжения паразитной емкости до уровня, при котором суммарный ток СБ и ток разряда пара-

зитной емкости недостаточен для поддержания требуемой величины.

Длительность интервала t_1-t_2 определяется как величиной добротности колебательного контура, так и скоростью изменения тока в дросселе шунтирующей ветви, ограниченной его индуктивностью. Важную роль при этом играет вид гистерезиса дросселя L , в частности, прямоугольность характеристики, которую производители магнитопроводов приводят достаточно редко. В общем случае суммарную длительность интервала $0-t_2$ можно рассчитать по формуле

$$t_{VT\ t_2} = \begin{cases} t_2 \leftarrow 0,1 \text{ нс}, \\ \text{while } I_{VT\ t_1}(t_{VT\ t_1}) \cdot \left(1 - e^{-\frac{\alpha_2 \cdot \delta_2}{t_2}} \right) \cdot \left[\frac{1}{Q_{SA}} - 1 \right] \geq I_{MP}, \\ t_2 \leftarrow t_2 + T_{STEP}, \\ t_2, \end{cases}$$

где t_2 – длительность интервала $0-t_2$; $I_{VT\ t_1}(t_{VT\ t_1})$ – ток транзистора в момент времени $t_{VT\ t_1}$; α_2 – коэффициент, учитывающий влияние характеристик дросселя.

Величина тока на интервале t_1-t_2 при одинаковой индуктивности, но различных характеристиках дросселя может отличаться от расчетной в среднем на 5–7% (в зависимости от характеристик СБ). Принимая это во внимание, учитывая последовательное включение дросселя L и транзистора VT, а также влияние добротности колебательного контура на форму тока, величина мгновенного и среднего токов транзистора VT на интервале t_1-t_2 , будет равна

$$I_{VT\ t_2} = \begin{cases} I_{VT\ t_1}(t_{VT\ t_1}) \cdot \left[1 - e^{-\frac{\beta_2 \cdot \delta_2}{t_2}} \right] \text{ if } t_{VT\ t_1} \leq t \leq t_{VT\ t_2}, \\ 0 \text{ otherwise,} \end{cases}$$

$$I_{VT\ avr\ t_2} = \frac{1}{t_{VT\ t_2} - t_{VT\ t_1}} \cdot \int_{t_{VT\ t_1}}^{t_{VT\ t_2}} I_{VT\ t_2} dt,$$

где β_2 – коэффициент, учитывающий влияние характеристик дросселя.

Интервал t_2-t_3 описывает окончание переходного процесса тока СБ и стабилизацию его на уровне тока КЗ, где t_3 – момент времени, когда колебания тока шунтирующей ветви минимизируются. В момент времени t_2 начинается процесс перераспределения тока СБ между паразитной емкостью солнечной панели и шунтирующей ветвью. К концу интервала t_2-t_3 происходит полный разряд паразитной емкости, что обеспечивает протекание тока КЗ СБ через транзистор ШС.

Длительность интервала t_2-t_3 определяется величиной добротности колебательного контура и скоростью перераспределения тока СБ между паразитной емкостью солнечной панели и шунтирующей ветвью. Суммарную длительность интервала $0-t_3$ можно оценить по формуле

$$t_{VT\ t_3} = \begin{cases} t_3 \leftarrow 0,1 \text{ нс}, \\ \text{while } I_{VT\ t_2}(t_{VT\ t_2}) + I_{SC} \cdot e^{-\frac{\alpha_3 \cdot \delta_2}{t_3}} < I_{SC}, \\ t_3 \leftarrow t_3 + T_{STEP}, \\ t_3, \end{cases}$$

где t_3 – переменная, равная длительности интервала $0-t_3$; $I_{VT\ t_2}(t_{VT\ t_2})$ – ток транзистора в момент времени $t_{VT\ t_2}$; α_3 – коэффициент, учитывающий скорость перераспределения тока СБ между паразитной емкостью и шунтирующей ветвью.

На величину и скорость изменения тока транзистора на интервале t_2-t_3 в основном влияет скорость перераспределения тока СБ между паразитной емкостью и шунтирующей ветвью. С учетом вышесказанного величина мгновенного и среднего токов транзистора VT на интервале t_2-t_3 будет равна

$$I_{VT\ t_3} = \begin{cases} I_{VT\ t_2}(t_{VT\ t_2}) + I_{SC} \cdot e^{-\frac{\beta_3 \cdot \delta_2}{t_3}} & \text{if } t_{VT\ t_2} \leq t \leq t_{VT\ t_3}, \\ 0 & \text{otherwise,} \end{cases}$$

$$I_{VT\ avr\ t_3} = \frac{1}{t_{VT\ t_3} - t_{VT\ t_2}} \cdot \int_{t_{VT\ t_2}}^{t_{VT\ t_3}} I_{VT\ t_3} dt,$$

где β_3 – коэффициент, учитывающий скорость перераспределения тока СБ между паразитной емкостью и шунтирующей ветвью.

На интервале времени t_3-t_4 (где t_4 – момент времени, в который происходит размыкание транзистора, на рис. 4 не указан) мгновенный и средний ток транзистора совпадают и равны току КЗ СБ

$$I_{VT\ t_4} = I_{VT\ avr\ t_4} = \begin{cases} I_{SC} & \text{if } t > t_{VT\ t_3}, \\ 0 & \text{otherwise.} \end{cases}$$

Построив функции $I_{VT\ t_1}$, $I_{VT\ t_2}$, $I_{VT\ t_3}$, $I_{VT\ t_4}$, а затем просуммировав их, получим диаграмму тока транзисторного ключа I_{VT} после шунтирования СБ (рис. 5). При построении графика использовались следующие параметры:

- характеристики СБ – $I_{SC} = 7,4$ А; $I_{MP} = 6,6$ А; $U_{MP} = 101$ В; $C_{SA} = 220$ нФ (см. рис. 5, а), и $C_{SA} = 440$ нФ (см. рис. 5, б);
- параметры ШС – $L = 44$ мкГн; $r_L = 100$ мОм; $R_{VT} = 52$ мОм; $Q_{SA} = 0,52$ (см. рис. 5, а) и $Q_{SA} = 0,37$ (см. рис. 5, б); $U_{OUT} = 100$ В; $f_W = 6,25$ кГц;
- для рис. 5, а: $\alpha_1 = 0,38$; $\beta_1 = 0,38$; $\alpha_2 = 5,8$; $\beta_2 = 4,8$; $\alpha_3 = \beta_3 = 10$;
- для рис. 5, б: $\alpha_1 = 0,15$; $\beta_1 = 1,7$; $\alpha_2 = 4,8$; $\beta_2 = 1,5$; $\alpha_3 = \beta_3 = 9$.

Как видно из рис. 5, увеличение паразитной выходной емкости СБ в два раза привело к увеличению амплитуды тока транзистора в $25,4$ А / $18,9$ А = $1,3$ раза. Перейдя от мгновенных значений тока транзистора к среднему за один рабочий период, получим ток транзистора $I_{VT\ avr} = 8,75$ А (см. рис. 5, а) и $I_{VT\ avr} = 8,92$ А (см. рис. 5, б).

Таким образом, учет влияния паразитной выходной емкости СБ приводит к увеличению среднего тока за один период работы в $I_{VT}/I_{SA_SC} = 8,75$ А / $7,4$ А = $1,18$ раза (см. рис. 5, а) и $I_{VT}/I_{SA_SC} = 8,92$ А / $7,4$ А = $1,21$ раза (см. рис. 5, б) относительно беземкостной модели СБ, с максимальным током за период, равный току КЗ СБ ($7,4$ А). Снижение токовой нагрузки и тепловыделения до уровня, соответствующего беземкостной модели СБ, достигается при усреднении тока транзистора I_{VT} не менее чем за 5 периодов рабочей частоты. Соответственно, можно сделать вывод, что при использовании СБ с одинаковыми ВАХ, но с различными паразитными емкостями, тепловыделение транзистора ШС будет расти с увеличением паразитной емкости.

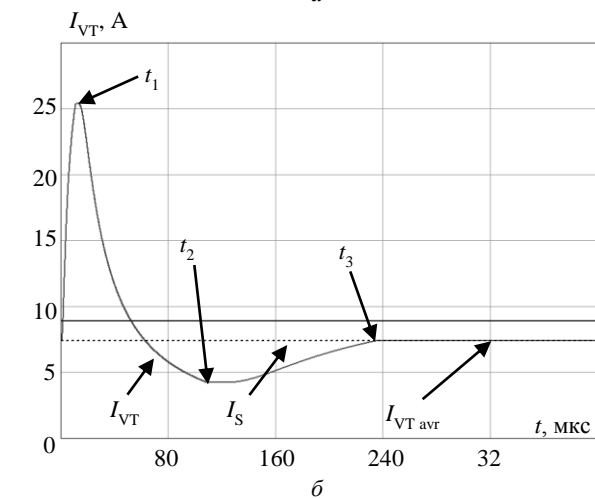
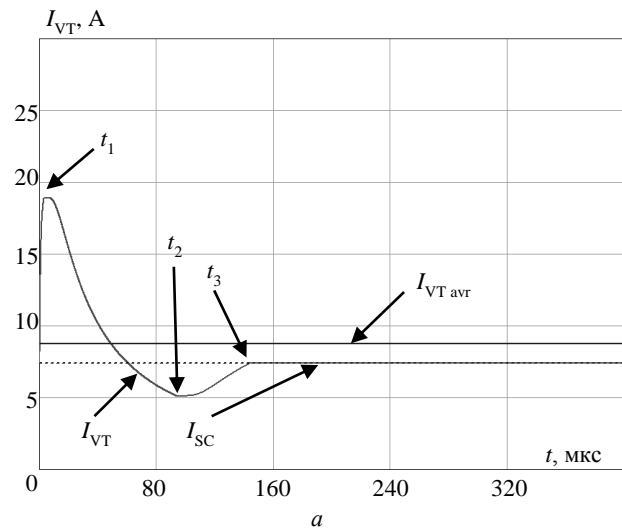


Рис. 5. Диаграмма тока транзистора: а – при $C_{SA} = 200$ нФ; б – при $C_{SA} = 400$ нФ

Задавшись постоянной выходной мощностью СБ и преобразовав уравнение I_{VT} в функцию вида $I_{VT} = f(C_{SA}, U_{OUT})$, получим зависимость среднего тока ШС от характеристик СБ и выходного напряжения (рис. 6). Как видно из полученных диаграмм, линейное увеличение выходного напряжения приводит к экспоненциальному росту тепловыделения транзистора ШС, несмотря на снижение тока КЗ и неиз-

менную паразитную емкость СБ. Данное явление обусловлено ростом влияния тока разряда паразитной емкости на средний ток транзистора, увеличение которой значительно превосходит спад тока КЗ.

Характер зависимости тепловыделения транзисторного ключа позволяет предположить о наличии таких значений выходного напряжения, при которых достигается минимальная токовая нагрузка транзистора при использовании СБ с заданной выходной паразитной емкостью.

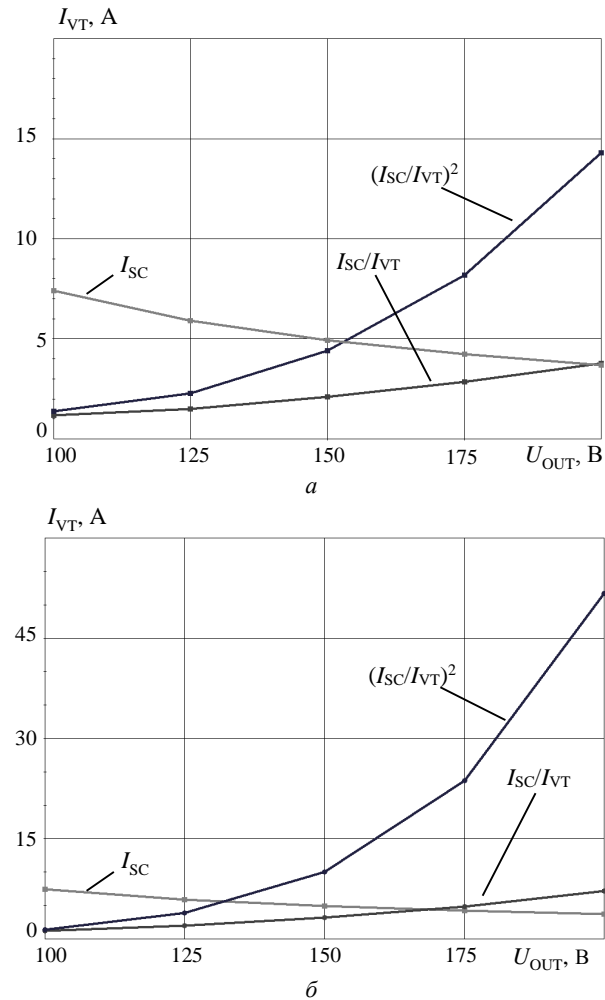


Рис. 6. Диаграммы изменения тепловыделения транзистора ШС в зависимости от напряжения выходной шины: а – при $C_{SA} = 200$ нФ; б – при $C_{SA} = 400$ нФ

Экспериментальные данные

На рис. 7 приведены осциллограммы работы макетного образца ШС энергии СБ, стабилизирующего выходное напряжение на уровне 100 В. Для эксперимента применялось оборудование со следующими характеристиками:

- имитатор солнечной батареи (Keysight E4360A с двумя модулями E4362A): $U_{MP} = 101$ В; $I_{MP} = 6,6$ А; $I_{SC} = 7,4$ А; паразитная емкость имитировалась подключением к выводным клеммам имитатора конденсаторов К78-17 емкостью 200 нФ;
- шунтовой стабилизатор: $L = 44$ мкГн (магнитопровод МП-60, 2 кольца К19×11×4,8, 28 витков); $r_L = 100$ мОм; $f_w = 6,25$ кГц; $R_{VT} = 51$ мОм (два по-

следовательно включенных транзистора IRFP4868PbF); $U_{OUT} = 100$ В; $Q_{SA} = 0,74$ (см. рис. 6, а) и $Q_{SA} = 0,52$ (см. рис. 6, б).

Результаты сравнения показали хорошую сходимость расчетных и экспериментальных значений тока транзистора, разница не превышает 10%.

Заключение

Проведенный анализ процессов, протекающих в ШС космического аппарата, показал, что учет реальных характеристик СБ при оценке токовой нагрузки транзистора преобразователя показывает увеличение среднего тока относительно тока КЗ более чем на 10%. Полученные уравнения позволяют оценить величину превышения токовой нагрузки транзисторов относительно номинального тока КЗ СБ, что позволяет применять предлагаемую методику для инженерного расчета.

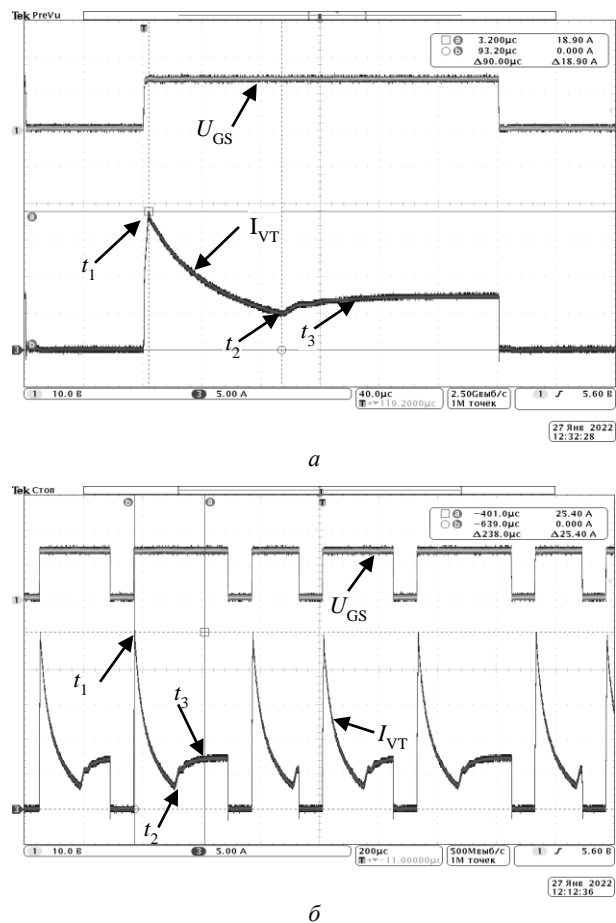


Рис. 7. Осциллограммы ШС при шунтировании СБ: а – при $C_{SA} = 200$ нФ; б – при $C_{SA} = 400$ нФ

Повышение рабочего напряжения при постоянной выходной мощности СБ не позволяет повысить КПД ШС, так как рост тока разряда паразитной емкости СБ приводит к увеличению среднего тока транзистора за период, что компенсирует снижение тока самой солнечной батареи.

Зависимость тепловыделения транзисторного ключа от значения выходной паразитной емкости и стабилизированного напряжения нагрузки имеет экспоненциальный вид, что позволяет предполагать о наличии точки минимальной токовой нагрузки.

Литература

1. O'Sullivan D. The sequential switching shunt regulator (S3R) / D. O'Sullivan, A.H. Weinberg // ESTEC Spacecraft Power Conditioning Seminar. – 1977. – P. 123–131.
2. Sequential Switching Shunt Regulator for Satellite Power Control System / A.M. Kamel, A.S. El-Wakeel, U.R. Abou Zayed // IOSR–JEEE. – 2017. – Vol. 12. – P. 78–83.
3. Intelligent Sequential Switching Shunt Regulation for Satellite Solar Arrays / A.M. Kamel, U.R. Abou Zayed, A.S. El-Wakeel, W.A. Wahballah // IEEE Aerospace Conference. – 2018. – P. 1–10.
4. Comparison of Shunt Regulators Based on DC-DC Boost Topologies / D.A. Kurochkin, T.E. Shults, A.V. Geist, D.A. Shtein // 20th International Conference On Micro / Nanotechnologies and Electron Devices. – 2019. – P. 586–590.
5. A new Sequential Switching Shunt Regulator – Digital Shunt Regulator (S3R–DSR) for Solar Array Regulators / A. Garrigos, J.A. Carrasco, J.M. Blanes, E. Sanchis-Kilders // IEEE ISIE. – 2006. – P. 1064–1069.
6. Кобзев А.В. Многозонная импульсная модуляция. Теория и применение в системах преобразования параметров электрической энергии. – Новосибирск: Наука, 1979. – 304 с.
7. Кобзев А.В. Модуляционные источники питания РЭА / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, Н.М. Музыченко. – Томск: Радио и связь, 1990. – 336 с.
8. Carlos L. Salinas. A hybrid sequential switching shunt regulator (HS3R) for satellites // International Journal of Information and Electronics Engineering. – 2013. – Vol. 3, No. 5. – P. 453–456.
9. Gianninoto G. A new, single diode, sequential switching shunt regulator. Scorzafava, D. Carlan // 11th European Space Power Conference. – 2017. – P. 1–8.
10. Modeling of the Section Capacitance to Interface with a S3R / A. Fernández, J.R. González // 11th European Space Power Conference. – 2017. – P. 10–18.
11. Garrigos A. Influence of the parasitic solar array capacitance in the sequential switching shunt series regulator // 13-th IEEE mediterranean electrotechnical conference. – 2006. – P. 1198–1201.
12. Comparative Study of SiC Transistors for Active Current Limitation in S3R / D. Marroqui, J. Borrell, R. Gutierrez, J.M. Blanes, A. Garrigos, En. Maset // Elektronika ir Elektrotechnika. – 2017. – Vol. 23, No. 5. – P. 54–60.
13. Mourra O. Buck Boost Regulator (B2R) for spacecraft / O. Mourra, A. Fernandez, F. Tonicello // Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). – 2010. – P. 1313–1319.
14. DC/DC Boost Converter with Additional Inductance for the Space Power Supply System / A.V. Geist, A.V. Sidorov, D.V. Korobkov, A.G. Volkov // 19th International Conference of Young Specialists on Micro / Nanotechnologies and Electron Devices. – 2018. – P. 6403–6408.
15. Delepaut C. S3R stability margins and design guidelines // ESPC. – 2008. – P. 54–60.
16. Sanchis-Kilders E. A power conditioning unit for high power GEO satellites based on the sequential switching shunt series regulator / E. Sanchis-Kilders, J.A. Carrasco, J.M. Blanes // IEEE Mediterranean MELECON. – 2006. – P. 1186–1189.
17. Tepsa T. Adjustable Shunt Regulator Based Control Systems / T. Tepsa, T. Suntio // IEEE Power Electronics Letters. – 2003. – Vol. 1, No. 4. – P. 93–96.
18. Цыпкин Я.З. Релейные автоматические системы. – М.: Наука, 1974. – 576 с.
19. Current limitation techniques in a S3R power cell / A. Garrigos, J.A. Carrasco, J.M. Blanes, E. Sanchis-Kilders // IEEE ISIE. – 2006. – Vol. 1. – P. 1064–1069.
20. Design of a Single PWM Section Shunt Switching Unit for High Power Space System / D.H. Lee, B.H. Cho, A.R. Patil, F.C. Lee // 26th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. – 1995. – Vol. 1. – P. 145–149.
21. Effect of Solar Array Capacitance on the Performance of Switching Shunt Voltage Regulator / R.A. Kumar, M.S. Suresh, J. Nagaraju // IEEE Transactions on power electronics. – 2006. – Vol. 21, No. 2. – P. 543–548.
22. Zhu H. Influence of Multijunction Ga/As Solar Array Parasitic Capacitance in S3R and Solving Methods for High-Power Applications / H. Zhu, D. Zhang // IEEE Transactions on power electronics. – 2014. – Vol. 1, No. 29. – P. 179–190.
23. Influence of the Current Mismatch in Triple-Junction Solar Cells on Power Losses in S3R / N.N. Goryashin, A.V. Karpenko, A.S. Sidorov // IEEE Journal of photovoltaics. – 2014. – Vol. 4, No. 2. – P. 722–728.
24. Алгоритмы управления многоканальным шунтовым стабилизатором напряжения с цифровой системой автоматического управления / И.М. Журавлев, А.С. Асочаков, А.А. Дружинин, А.А. Лопатин // Доклады ТУСУР. – 2021. – № 2. – С. 84–90.
25. Анализ зависимости величины токовой нагрузки транзисторного ключа шунтового преобразователя энергии от параметров схемы и характеристик солнечной батареи / И.М. Журавлев, А.Г. Струговец, Е.И. Крутских // Практическая силовая электроника. – 2022. – Т. 85, № 1. – С. 42–46.
26. Анализ потерь мощности в шунтовом стабилизаторе напряжения короткозамыкающего типа / А.В. Гордеев, Н.Н. Горяшин, А.С. Сидоров // Вестник СибГАУ им. акад. М.Ф. Решетнёва. – 2012. – Т. 1, № 4. – С. 17–22.
27. Моделирование динамических процессов в шунтовом стабилизаторе напряжения / А.В. Гордеев, А.С. Сидоров // IEEE Power Electronics Letters. – 2003. – Т. 1, № 4. – P. 93–96.

Дударьков Денис Олегович

Инженер-конструктор Акционерного общества «Информационные спутниковые системы» им. акад. М.Ф. Решетнёва
Ленина ул., д. 52, г. Железногорск, Россия, 662972
Тел.: +7-991-375-28-08
Эл. почта: dudarkovdo@iss-reshetnev.ru

Хлыстунов Михаил Евгеньевич

Инженер-конструктор 3 категории Акционерного общества «Информационные спутниковые системы» им. акад. М.Ф. Решетнёва
Ленина ул., д. 52, г. Железногорск, Россия, 662972
Тел.: +7-908-023-68-81
Эл. почта: hlystunovme@iss-reshetnev.ru

Журавлев Иван Михайлович

Инженер-конструктор 2 категории Акционерного общества «Информационные спутниковые системы» им. акад. М.Ф. Решетнёва
Ленина ул., д. 52, г. Железногорск, Россия, 662972
Тел.: +7-908-021-37-24
Эл. почта: zhuravlevim@iss-reshetnev.ru

Dudarkov D.O., Khlystunov M.E., Zhuravlyov I.M.
Analysis of shunt converter transistor switch current depend at the output voltage value and solar array characteristics

The article investigates shunt converter transistor switch current correlation from the output stabilized voltage level and solar array characteristics, including parasitic output capacitance. Shunt converter heat dependence graphs at output voltage for various solar array parasitic characteristics are obtained. Calculation results verification by shunt converter prototype sample was obtained.

Keywords: solar array, shunt stabilizer, S3R, parasitic output solar array capacitance, transistor current.

DOI: 10.21293/1818-0442-2022-25-2-75-81

References

- O'Sullivan D., Weinberg A. H. The sequential switching shunt regulator (S3R). *ESTEC Spacecraft Power Conditioning Seminar*, 1977, pp. 123–131.
- Kamel A.M., El-Wakeel Amged S., AbouZayed Usama R. Sequential Switching Shunt Regulator for Satellite Power Control System. *IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering*, 2017, vol. 12, pp. 78–83.
- Kamel A.M., Abou Zayed U.R., El-Wakeel A.S., Wahballah W.A. Intelligent Sequential Switching Shunt Regulation for Satellite Solar Arrays. *IEEE Aerospace Conference*, 2018, pp. 1–10.
- Kurochkin D.A., Shults T.E., Geist A.V., Shtein D.A. Comparison of shunt regulators based on DC–DC boost topologies. *20th International Conference on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices*, 2019, pp. 586–590.
- Garrigos A., Carrasco J.A., Blanes J. M., Sanchis-Kilders E. A new sequential switching shunt regulator – digital shunt regulator (S3R-DSR) for solar array regulators. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2006, pp. 1064–1069.
- Kobzev A.V. *Mnogozonnaya impulsnaya modulyaciya. Teoriya i primeneniye v sistemah preobrazovaniya parametrov elektricheskoy energii*. [Multi-zone pulse modulation. Theory and practice application in system of parameters converter]. Novosibirsk, Science, 1979, 304 p. (in Russ.).
- Kobzev A.V., Mihalchenko G.Y., Muzychenko N.M. *Modulyacionnye istochniki pitaniya REA* [Modulation power supplies for REE]. Tomsk, Radio and communications, 1990. 336 p. (in Russ.).
- Carlos L. Salinas. A hybrid sequential switching shunt regulator (HS3R) for satellites. *International Journal of Information and Electronics Engineering*, 2013, vol. 3, no. 5, pp. 453–456.
- Gianninoto G., Scorzafava E., Carlini D. A new, single diode, sequential switching shunt regulator. *11th European Space Power Conference*, 2017, pp. 1–8.
- Fernández A., González J.R. Modeling of the Section Capacitance to Interface with a S3R. *11th European Space Power Conference*, 2017, pp. 10–18.
- Garrigos A. Influence of the parasitic solar array capacitance in the sequential switching shunt series regulator. *13th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, 2006, pp. 1198–1201.
- Marroqui D., Borrell J., Gutierrez Ro., Blanes J.M., Garrigos A., Maset E. comparative study of sic transistors for active current limitation in S3R. *Elektronika i Elektrotehnika*, 2017, vol. 23, no. 5, pp. 54–60.
- Buck Boost Regulator (B2R) for spacecraft / O. Mourra, A. Fernandez, F. Tonicello // *Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2010, pp. 1313–1319.
- Geist A.V., Sidorov A.V., Korobkov D.V., Volkov A.G. DC/DC boost converter with additional inductance for the space power supply system. *19th International*

Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, 2018, pp. 6403–6408.

- Delepaut C. S3R stability margins and design guidelines. *ESPC*, 2008, pp. 54–60.
- A power conditioning unit for high power GEO satellites based on the sequential switching shunt series regulator. *IEEE Mediterranean MELECON*, 2006, pp. 1186–1189.
- Tepsa T., Suntio T. adjustable shunt regulator based control systems. *IEEE Power Electronics Letters*, 2003, vol. 1, no. 4, p. 93–96.
- Zhipkin Y.Z. Automatically relay system. M.: Science, 1974, 576 p. (in Russ.).
- Current limitation techniques in a S3R power cell / A. Garrigos, J.A. Carrasco, J.M. Blanes, E. Sanchis-Kilders // *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. 2006, vol. 1, pp. 1064–1069.
- Design of a single PWM section shunt switching unit for high power space system / D.H. Lee, B.H. Cho, A.R. Patil, F.C. Lee // *26th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. 1995. vol. 1, pp. 145–149.
- Effect of solar array capacitance on the performance of switching shunt voltage regulator / R.A. Kumar, M.S. Suresh, J. Nagaraju // *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2006, vol. 21, no. 2, pp. 543–548.
- Zhu H. Influence of Multijunction Ga/As solar array parasitic capacitance in S3R and solving methods for high-power applications / H. Zhu, D. Zhang // *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2014. vol. 1, no. 29, pp. 179–190.
- influence of the current mismatch in triple-junction solar cells on power losses in S3R / N.N. Goryashin, A.V. Karpenko, A.S. Sidorov // *IEEE Journal of Photovoltaics*. 2014, vol. 4, no. 2, pp. 722–728.
- control algorithms for multichannel shunt voltage converter with digital control system / A.S. Asochakov, A.A. Druzhinin, I.M. Zhuravlyov, A.A. Lopatin // *Proceedings of TUSUR University*. 2021, № 2, pp. 84–90 (in Russ.).
- Analysis of a shunt converter transistor switch current loading dependence on the circuit parameters and solar array characteristics / I.M. Zhuravlyov, A.G. Strugovets, E.I. Krutskikh // *Practical Power Electronics*. 2022, vol. 85, no. 1. pp. 42–46 (in Russ.).
- Analysis of shunt voltage stabilizer power loss / N.N. Goryashin, A.V. Karpenko, A.S. Sidorov // *Terms of SibGAU*. 2012, vol. 1, no. 4. pp. 17–22 (in Russ.).
- Modeling of shunt voltage stabilizer dynamical regime / ndrey V. Karpenko, Alexander S. Sidorov // *IEEE Power Electronics Letters*. 2003, vol. 1, no. 4, pp. 93–96 (in Russ.).

Denis O. Dudarkov

Design Engineer, JSK Academician M.F. Reshetnev Information Satellite System
 52, Lenin st., Zheleznogorsk, Russia, 662972
 Phone: +7-991-375-28-08
 Email: dudarkovdo@iss-reshetnev.ru

Mikhail E. Khlystunov

Design Engineer, JSK Academician M.F. Reshetnev Information Satellite System
 52, Lenin st., Zheleznogorsk, Russia, 662972
 Phone: +7-908-023-68-81
 Email: hllystunovme@iss-reshetnev.ru

Ivan M. Zhuravlyov

Design Engineer, JSK Academician M.F. Reshetnev Information Satellite System
 52, Lenin st., Zheleznogorsk, Russia, 662972
 Phone: +7-908-021-37-24
 Email: zhuravlevim@iss-reshetnev.ru

УДК 621.314

О.В. Непомнящий, Ю.В. Краснобаев, И.Е. Сазонов, А.П. Яблонский

Метод снижения потерь энергии в импульсном преобразователе напряжения

Предложен метод вычисления моментов генерации управляющих сигналов для силовых ключей импульсного преобразователя напряжения (ИП) с высоким КПД и возможностью реверса потока энергии. Метод применим для каскадного повышающе-понижающего ИП, в котором управление силовыми ключами, выполненными на основе МДП-транзисторов, осуществляется таким образом, чтобы обеспечить протекание обратного тока смещения в начале каждого периода преобразования. Протекание такого тока позволяет выполнять отпирание ключей при нуле напряжения и нуле тока, что позволяет минимизировать динамические потери энергии в ключах. Такой алгоритм переключения называется «мягкой коммутацией». При этом необходимой является пауза между моментами переключения транзисторов смежной пары ИП, в течение которой происходит перезаряд выходных ёмкостей транзисторов с последующим переходом антипараллельного диода отпираемого ключа в проводящее состояние. Предложенный метод основан на оценке задержек при переключении транзисторов входного каскада для худшего случая разброса характеристик компонентов ИП и обеспечивает гарантированное отпирание верхнего транзистора входного каскада при нуле напряжения и нуле тока. Представлен уточненный способ расчета величины обратного тока смещения с учетом описанных временных задержек и напряжения на входе ИП.

Ключевые слова: импульсный преобразователь напряжения, МДП-транзистор, драйвер, динамические потери энергии, переключение при нуле напряжения, переключение при нуле тока, цифровое управление.

DOI: 10.21293/1818-0442-2022-25-2-82-90

В настоящее время импульсные преобразователи напряжения (ИП) находят применение в самых разных технических областях, таких как системы гарантированного электроснабжения, системы электропитания космических аппаратов [1], электротранспорт, вычислительная техника. Назначение ИП – преобразование электрической энергии, получаемой от некоторого первичного источника электропитания, в электрическую энергию такого качества, которое требуется для питания конкретной аппаратуры. Неотъемлемым функциональным элементом ИП является силовой ключ (СК) – прибор, состояние которого определяет возможный путь протекания электрического тока в силовой цепи ИП [2].

Важнейшей характеристикой ИП является КПД, который в значительной степени зависит от потерь энергии в СК. В современных ИП в качестве СК часто применяют МДП-транзисторы с изолированным затвором, обладающие малым сопротивлением канала в проводящем состоянии, что позволяет минимизировать статические потери энергии в ИП т. е. потери энергии в виде тепла, которое выделяется на омическом сопротивлении проводящего канала транзистора. Однако существенное влияние на КПД ИП оказывают динамические потери энергии в СК, возникающие на интервале времени, когда происходит переход СК из непроводящего состояния в проводящее, и наоборот, т. е. в процессе его переключения. Величина этих потерь для СК на основе МДП-транзисторов зависит от напряжения сток-исток транзистора, величины тока через проводящий канал транзистора и длительности процесса переключения [3, 4].

Для современных систем электропитания постоянного тока перспективной выглядит топология

ИП на основе понижающе-повышающего преобразователя, схема силовой цепи которого приведена на рис. 1 [5, 6]. Достоинством такой топологии, помимо её способности работать как в понижающем, так и в повышающем режимах, является её симметричность относительно сторон 1 и 2 и как следствие этого, возможность реверса потока энергии между сторонами 1 и 2. Эти свойства позволяют применять ИП с такой топологией в качестве зарядно-разрядных устройств аккумуляторных батарей электро транспорта и космических аппаратов, в интеллектуальных электросетях «Smart Grid» и в других энергосистемах, в которых происходят процессы двунаправленного обмена энергией [4–8].

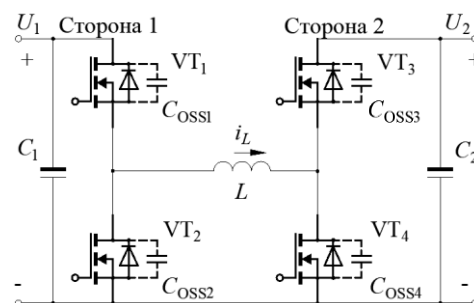


Рис. 1. Схема силовой цепи понижающе-повышающего импульсного преобразователя

В состав силовой цепи рассматриваемого ИП входят четыре СК на основе МДП-транзисторов (далее – транзисторы), образующие смежные пары VT_1 – VT_2 и VT_3 – VT_4 , дроссель L , конденсаторы C_1 и C_2 . На рис. 1 приведены диоды и конденсаторы C_{OSSi} , подключенные параллельно электродам сток и исток каждого из транзисторов. Диоды являются внутренними технологическими элементами тран-

зисторов [1, 9], и их часто называют антипараллельными, поскольку при подаче внешнего напряжения прямой полярности на электроды сток-исток транзистора диод находится в непроводящем состоянии. Конденсаторы C_{oss_i} иллюстрируют наличие паразитной ёмкости между электродами сток и исток транзистора [1, 10].

Принцип работы рассматриваемого ИП заключается в том, что измеряют напряжения U_2 на стороне 2 и U_1 на стороне 1 ИП, а затем посредством цифрового устройства управления (ЦУУ) обеспечивают работу всех транзисторов в ключевом режиме, причём на каждом периоде преобразования T задают четыре момента переключения транзисторов: t_0 , t_1 , t_2 и t_3 . Момент времени t_0 приравнивается к началу каждого m -го периода преобразования T_m , а моменты времени t_1 , t_2 и t_3 заранее вычисляются аналитически с учётом индуктивности дросселя L ИП и принятого периода преобразования T . Расчётные значения моментов времени t_1 , t_2 и t_3 для различных U_2 , U_1 и передаваемой мощности P_{II} ИП хранятся в памяти ЦУУ в виде 3D-таблицы. Для значений напряжений и мощности, отличных от занесённых в 3D-таблицу, в ЦУУ вычисляются промежуточные значения моментов времени переключения путём линейной интерполяции. При изменении мощности нагрузки, например, при её росте, ЦУУ производит изменение моментов времени с t_1 на $t_{1,a}$ и с t_2 на $t_{2,a}$ соответственно.

В целях повышения КПД в ИП с рассматриваемой топологией в [11] предложен специальный алгоритм управления транзисторами, позволяющий добиться снижения динамических потерь энергии в транзисторах. Временные диаграммы тока $i_L(t)$ дросселя L и импульсов управления транзисторами VT₁–VT₄, иллюстрирующие принцип работы алгоритма, приведены на рис. 2. Приведённые временные диаграммы – здесь и далее по тексту, а также схемы замещения и расчёты – относятся к случаю, когда передача энергии осуществляется со стороны 1 на сторону 2 ИП в режиме повышения напряжения, т.е. при $U_1 \leq U_2$, но без принципиальных изменений справедливы как для случая реверсной работы ИП, так и для случая $U_1 \geq U_2$ при передаче энергии в любом из направлений.

В соответствии с предложенным алгоритмом [11], запираение каждого транзистора ИП происходит «при нуле напряжения» (ZVS), что обеспечивается его ёмкостью C_{oss_i} , которая перед моментом начала процесса запираения разряжена до близкого к нулю напряжения и препятствует мгновенному росту напряжения сток-исток транзистора в процессе его запираения.

Отпираение транзисторов в окрестностях моментов времени t_0 , t_1 , t_2 и t_3 осуществляется «при нуле напряжения» (ZVS), при этом отпираение транзисторов в окрестностях моментов времени t_0 и t_3 происходит также «при нуле тока» (ZCS) через проводящий канал транзистора, что позволяет дополнительно снизить динамические потери.

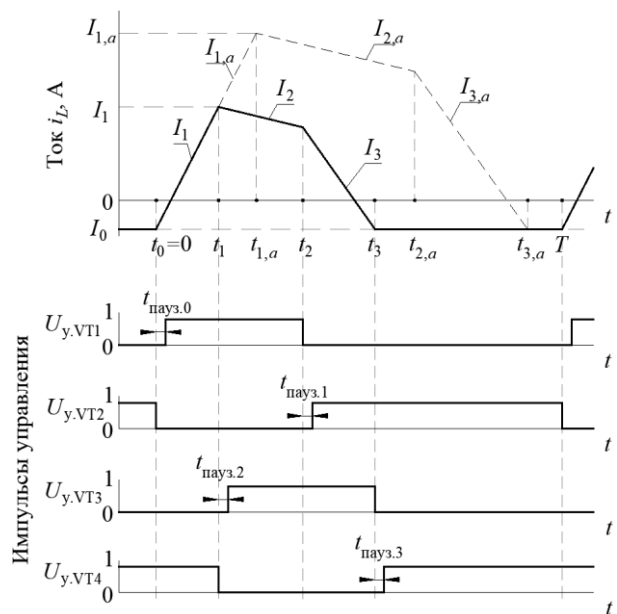


Рис. 2. Временные диаграммы тока $i_L(t)$ дросселя L и импульсов управления $U_{y.VT_i}$ транзисторами VT₁–VT₄

Для обеспечения таких режимов переключения, называемых в литературе «мягкой коммутацией», между моментом запираения одного и моментом отпираения другого транзистора смежной пары выдерживается некоторая пауза $t_{\text{пауз.}i} \ll T$. Близкое к нулю напряжение и нулевой ток через проводящий канал транзисторов при их отпираении обеспечиваются за счёт перезаряда паразитных ёмкостей C_{oss_i} транзисторов смежной пары током $i_L(t)$ дросселя L с последующим отпираением антипараллельного диода. Отпираение транзистора происходит при ZVS, поскольку напряжение сток-исток транзистора перед началом процесса отпираения равно падению напряжения на его открытом антипараллельном диоде, т.е. близко к нулю. Паузы $t_{\text{пауз.}0} - t_{\text{пауз.}3}$ между моментами переключения транзисторов необходимы именно для обеспечения завершения процесса перезаряда ёмкостей C_{oss_i} и последующего отпираения антипараллельного диода. В окрестностях моментов времени t_1 и t_2 (см. рис. 2) перезаряд ёмкостей C_{oss_i} транзисторов переключаемой смежной пары осуществляется рабочим током $i_L(t)$ дросселя L . Перезаряд ёмкостей C_{oss_i} транзисторов смежной пары в окрестностях моментов времени t_0 и t_3 обеспечивается обратным током смещения I_0 дросселя L . Протекание такого тока в силовой цепи ИП в каждом m -м периоде преобразования T_m необходимо и обеспечивается алгоритмом переключения СК, предложенным в [3].

Абсолютная величина I_0 обратного тока смещения дросселя L зависит от рабочих характеристик ИП. В [11] предложена формула для расчёта его минимально необходимой и достаточной величины из условия, что энергии, запасённой дросселем L , достаточно для перезаряда ёмкостей C_{oss_i} и последующего отпираения антипараллельного диода соответствующего транзистора

$$I_0 \geq \max(U_{\max 1}, U_{\max 2}) \cdot \sqrt{\frac{C_{\text{OSS}}}{L}}, \quad (1)$$

где $U_{\max 1}$ и $U_{\max 2}$ – максимальное напряжение на сторонах 1 и 2 ИП соответственно, L – индуктивность дросселя L , C_{OSS} – суммарная ёмкость паразитных ёмкостей транзисторов переключаемой смежной пары.

Достоинством описанного алгоритма управления транзисторами является то, что он реализуется полностью программно и не требует введения в ИП дополнительных элементов, что положительно сказывается на его надежности и массогабаритных характеристиках.

Постановка задачи

В работах [11–14], посвященных описанию и усовершенствованию алгоритма управления транзисторами в понижающе-повышающем ИП, для расчёта минимально необходимой и достаточной величины I_0 обратного тока смещения дросселя L , авторы оперируют идеальными параметрами, такими как ёмкости транзисторов $C_{\text{OSS}i}$ и индуктивность дросселя L , и не учитывают реального разброса, обусловленного технологией производства компонентов и возможным временным и температурным дрейфом. Худшим является случай, когда реальная индуктивность дросселя L меньше расчетной, а реальная суммарная ёмкость C_{OSS} транзисторов смежной пары больше расчетной. В таком случае энергии, запасенной дросселем L при протекании через него тока I_0 , рассчитываемого по выражению (1), окажется недостаточно для перезаряда паразитных ёмкостей $C_{\text{OSS}i}$ транзисторов. Отпирание второго транзистора смежной пары произойдёт при напряжении, существенно отличном от нуля, что приведёт к значительным динамическим потерям и снизит КПД ИП.

В работах [11–14] не представлен универсальный способ вычисления длительности пауз $t_{\text{пауз.0}}$ – $t_{\text{пауз.3}}$ между моментом запирания одного и моментом отпирания другого транзистора смежной пары, для которого были бы учтены временные задержки при переключении транзисторов, возникающие в реальном устройстве между поступлением на вход драйвера транзистора управляющего сигнала и завершением процесса переключения транзистора. Такие задержки обусловлены временем срабатывания драйвера транзистора и временем перезаряда ёмкостей затвор-сток и затвор-исток МДП-транзистора [10]. По причине разброса параметров элементов эти времена также имеют разброс значений. В [15] установлено, что как недостаточная длительность

паузы $t_{\text{пауз.}i}$, так и её чрезмерная длительность приводят к увеличению потерь энергии в отпираемом транзисторе. Причем недостаточная длительность паузы приводит к значительному росту динамических потерь энергии в транзисторе по причине невыполнения условия отпирания транзистора при ZVS+ZCS.

Таким образом, цель настоящей работы – решить следующие актуальные задачи:

а) определить минимально необходимую длительность паузы $t_{\text{пауз.0.min}}$ между моментом запирания транзистора VT_2 и моментом отпирания транзистора VT_1 в окрестности момента времени t_0 с учётом величины I_0 обратного тока смещения дросселя L , напряжения U_1 на стороне 1 ИП для худшего случая разброса параметров элементов схемы ИП;

б) разработать инженерную методику расчёта длительности паузы $t_{\text{пауз.0}}$ между моментами генерации ЦУУ управляющих транзисторами VT_2 и VT_1 сигналов в окрестности момента времени t_0 на основании оценки временных задержек при переключении транзисторов и минимальной необходимой длительности паузы $t_{\text{пауз.0.min}}$ для худшего случая разброса параметров элементов схемы ИП;

в) уточнить требования к величине I_0 обратного тока смещения дросселя L с учётом временных задержек при переключении транзисторов VT_2 и VT_1 и запаса по времени, в течение которого возможно отпирание транзистора VT_1 при ZVS+ZCS.

Решение задачи

Определение минимальной длительности

паузы $t_{\text{пауз.0.min}}$ в окрестности момента времени t_0

Рассмотрим подробно процесс переключения транзисторов VT_1 и VT_2 в окрестности момента времени $t_0 = 0$ при начальном токе I_0 дросселя L . Сделаем допущение о том, что ёмкости $C_{\text{OSS}1}$ и $C_{\text{OSS}2}$ паразитных ёмкостей $C_{\text{OSS}1}$ и $C_{\text{OSS}2}$ транзисторов VT_1 и VT_2 равны друг другу. Также в данном разделе сделаем временное допущение о том, что переключение транзисторов происходит мгновенно.

Рассматриваемый процесс – колебательный процесс обмена энергией в контуре, образованном паразитными ёмкостями $C_{\text{OSS}1}$ и $C_{\text{OSS}2}$ транзисторов VT_1 и VT_2 и дросселем L . Схемы замещения исследуемого фрагмента силовой цепи ИП приведены на рис. 3, а–в, где показаны напряжения на элементах схемы для момента времени t_0^+ , т.е. момента времени, смещенного вперед на бесконечно малую величину относительно момента запирания транзистора VT_2 .

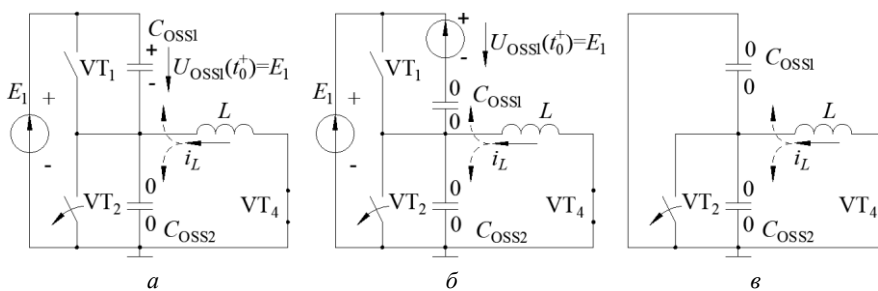


Рис. 3. Схемы замещения фрагмента ИП, момент времени t_0^+

После запираания транзистора VT_2 в момент времени t_0 начинается свободный обмен энергией между паразитными ёмкостями C_{OSS1} и C_{OSS2} транзисторов VT_1 и VT_2 соответственно и индуктивностью дросселя L . Часть тока $i_L(t)$ дросселя L начнёт заряжать ёмкость C_{OSS2} , предварительно разряженную до нуля, а часть тока будет разряжать ёмкость C_{OSS1} , предварительно заряженную до напряжения E_1 источника ЭДС E_1 , иллюстрирующего напряжение на стороне 1 ИП, приведенного на рис. 2. Обмен энергией происходит на резонансной частоте

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_{2OSS}}}, \quad (2)$$

где L – индуктивность дросселя L , C_{2OSS} – суммарная ёмкость паразитных ёмкостей C_{OSS1} и C_{OSS2} .

При равенстве величин ёмкостей C_{OSS1} и C_{OSS2} через них будут протекать равные токи величиной 0,5 тока $i_L(t)$ дросселя L . В момент времени t_0^+ напряжение на паразитной ёмкости C_{OSS1} транзистора VT_1 равно нулю, а на паразитной ёмкости C_{OSS2} транзистора VT_2 равно напряжению E_1 (см. рис. 3, а). Схему, приведенную на рис. 3, а, можно заменить схемой, приведенной на рис. 3, б, в которой ёмкость C_{OSS1} , заряженная до напряжения E_1 на стороне 1, заменена последовательно включенной ёмкостью C_{OSS1} , разряженной до нуля, и источником $U_{C_{OSS1}}(0)$ с напряжением E_1 , который учитывает начальные условия. В этом случае обе ёмкости после момента времени t_0^+ будут принимать энергию – заряжаться. Это не противоречит рассуждениям, приведенным выше: действительно, ёмкость C_{OSS1} (см. рис. 3, б) будет принимать энергию, но источник напряжения $U_{C_{OSS1}}(0)$, также являющийся элементом схемы замещения ёмкости C_{OSS1} , отдаёт энергию – и отдаваемая им энергия превышает энергию, принимаемую ёмкостью C_{OSS1} . Поскольку источник ЭДС E_1 и источник напряжения $U_{C_{OSS1}}(0)$ равны и включены встречно, то их можно исключить из схемы. При этом схема примет вид, приведенный на рис. 3, в, в которой ёмкости C_{OSS1} и C_{OSS2} , разряженные до нулевого напряжения в момент времени t_0 , включены параллельно.

На рис. 4 приведены временные диаграммы тока $i_L(t)$ дросселя L и напряжения $U_{2C_{OSS}}$ на суммарной ёмкости C_{2OSS} паразитных ёмкостей C_{OSS1} и C_{OSS2} (см. рис. 3, в).

В момент времени t_s напряжение $U_{2C_{OSS}}$ на суммарной ёмкости C_{2OSS} достигает уровня U_1 , равного напряжению на стороне 1. Антипараллельный диод транзистора VT_1 открывается, рост напряжения на ёмкостях прекращается, и колебательный процесс прерывается. При этом дроссель L отдал часть энергии и его ток уменьшился по абсолютной величине от значения I_0 до I_s , где ток I_s – некоторый избыточный ток, необходимый для гарантированного отпираания транзистора VT_1 при ZVS+ZCS. Выразим величину тока I_0 через значение тока I_s и энергию, приобретённую ёмкостями C_{OSS1} и C_{OSS2} при их заряде от нулевого напряжения до напряжения U_1 .

Энергия, запасённая дросселем L и ёмкостями C_{OSS1} и C_{OSS2} , обладающими суммарной ёмкостью C_{2OSS} , определяется выражениями

$$W_L = \frac{Li_L^2}{2}, \quad W_C = \frac{C_{2OSS} U_{2C_{OSS}}^2}{2}, \quad (3)$$

где i_L – ток $i_L(t)$ дросселя L , $U_{2C_{OSS}}$ – напряжение на суммарной ёмкости C_{2OSS} соответственно.

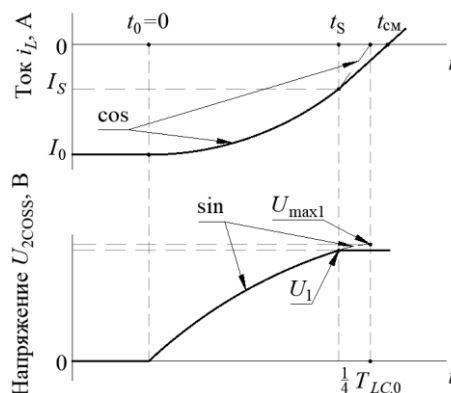


Рис. 4. Временные диаграммы тока $i_L(t)$ дросселя L и напряжения $U_{2C_{OSS}}$ на суммарной ёмкости C_{2OSS} в окрестности момента времени t_0

При заряде ёмкостей C_{OSS1} и C_{OSS2} , имеющих суммарную ёмкость C_{2OSS} , до напряжения U_1 , они приобретают энергию $\Delta W_C = C_{2OSS} U_1^2 / 2$. При этом ток $i_L(t)$ дросселя L по абсолютной величине уменьшается от I_0 до I_s , и дроссель отдаёт энергию $\Delta W_L = LI_0^2 / 2 - LI_s^2 / 2$. Приравняв отдаваемую и приобретаемую энергии, получим $\Delta W_C = \Delta W_L$ или $C_{2OSS} U_1^2 / 2 = LI_0^2 / 2 - LI_s^2 / 2$. Преобразовав последнее выражение, получим $I_0^2 = C_{2OSS} U_1^2 / 2 + LI_s^2$.

Для худшего случая разброса параметров элементов схемы ИП, т.е. при минимальной величине индуктивности L_{min} дросселя L и максимальной суммарной паразитной ёмкости $C_{2OSS,max}$ транзисторов VT_2 и VT_1 , выбираемой с учётом максимальных паспортных значений и прогнозируемого временного дрейфа, выразим минимальную необходимую величину тока смещения I_0 :

$$I_0 = \sqrt{\frac{C_{2OSS,max} U_1^2}{L_{min}}} + I_s = \sqrt{\frac{C_{2OSS,max}}{L_{min}}} U_1 + I_s. \quad (4)$$

Определим максимальное амплитудное напряжение U_{max1} на суммарной ёмкости C_{2OSS} паразитных ёмкостей C_{OSS1} и C_{OSS2} для схемы замещения LC-контура, приведенной на рис. 3, в.

Через четверть периода T_{LC0} собственных колебаний LC-контура после момента времени t_0 энергия, накопленная в дросселе, будет полностью передана в ёмкости. Приравняв энергии дросселя и ёмкостей, определяемые выражениями (3), выполнив преобразования и подставив вместо некоторого тока $i_L(t)$ дросселя с индуктивностью L_{min} ток I_0 , определяемый по выражению (4), ёмкость приняв равной

суммарной $C_{2OSS,max}$, найдём максимальное амплитудное напряжение U_{max1} на ёмкостях:

$$U_{max1} = \sqrt{\frac{L_{min}}{C_{2OSS,max}}} I_0. \quad (5)$$

Максимальное амплитудное значение U_{max1} напряжения достигается через четверть периода собственных колебаний LC -контура $T_{LC,0}$. Длительность периода $T_{LC,0}$ рассчитаем из частоты колебаний, известной из (2):

$$T_{LC,0} = 2\pi\sqrt{L_{min}C_{2OSS,max}}. \quad (6)$$

Напряжение $u(t)$ на ёмкостях после момента времени t_0 изменяется по закону

$$u(\omega T_{LC,0}) = U_{max1} \sin \omega T_{LC,0}. \quad (7)$$

Приравняв выражения и выполнив преобразования, найдём угол γ , соответствующий напряжению U_1 и моменту времени t_S :

$$\gamma = \arcsin\left(\frac{U_1}{U_{max1}}\right). \quad (8)$$

Одной четверти периода $T_{LC,0}$, определяемого в (6), соответствует угол $\omega T_{LC,0} = 90^\circ$. Углу γ соответствует момент времени t_S , который можно определить как

$$t_S = \frac{\lambda}{4} \frac{T_{LC,0}}{90^\circ}. \quad (9)$$

В инженерной практике, как правило, считается, что ток дросселя на интервале паузы неизменен. Рассмотренный выше гармонический процесс изменения напряжения и тока на элементах преобразователя позволяет более точно определить длительность интервала времени t_S .

После момента времени t_S ток $i_L(t)$ дросселя L протекает через антипараллельный диод транзистора

VT_1 и падает линейно, происходит выделение энергии в виде тепла на активном сопротивлении антипараллельного диода. Эта выделяемая энергия представляет собой нежелательные статические потери энергии в ИП [7]. С учетом вышесказанного для обеспечения отпираания транзистора VT_1 при ZVS+ZCS, с одной стороны, и для минимизации статических потерь энергии – с другой, минимальная необходимая длительность паузы $t_{пауз,0,min}$ может быть выражена как

$$t_{пауз,0,min} = t_S - t_0. \quad (10)$$

Таким образом, выражение (10) позволяет определить минимальную необходимую длительность паузы $t_{пауз,0,min}$ между моментами переключения транзисторов VT_2 и VT_1 в окрестности момента времени t_0 , предварительно используя выражения (5)–(9) для учёта величины I_0 обратного тока смещения и напряжения U_1 на стороне 1 ИП для худшего случая разброса параметров элементов схемы ИП.

Инженерная методика расчёта длительности паузы $t_{пауз,0}$ между моментами генерации сигналов, управляющих транзисторами

Предлагаем инженерную методику расчёта длительности паузы $t_{пауз,0}$ между моментами генерации ЦУУ управляющих транзисторами VT_2 и VT_1 сигналов в окрестности момента времени t_0 на основании оценки временных задержек при переключении транзисторов и минимальной необходимой длительности паузы $t_{пауз,0,min}$ для худшего случая разброса параметров элементов схемы ИП.

На временных диаграммах, приведенных на рис. 5, показаны ток $i_L(t)$ дросселя L и сигналы управления $U_{y,VT2}$ и $U_{y,VT1}$, подаваемые ЦУУ в моменты времени $t_{y,VT2}$ и $t_{y,VT1}$ на входы драйверов транзисторов VT_2 и VT_1 соответственно в окрестностях момента времени t_0 .

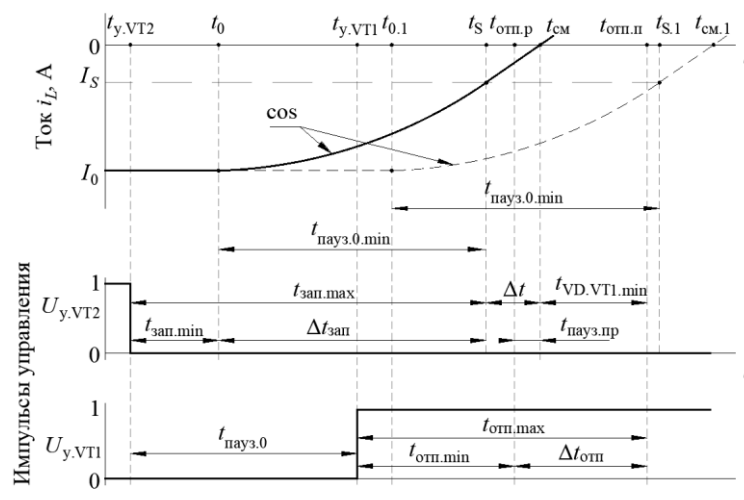


Рис. 5. Временные диаграммы тока i_L дросселя L и сигналов управления транзисторами $U_{y,VT2}$ и $U_{y,VT1}$

На временных диаграммах, представленных на рис. 5, использованы следующие обозначения:

– $t_{y,VT2}$ – момент окончания импульса – сигнала управления $U_{y,VT2}$, поступающего на вход драйвера, управляющего транзистором VT_2 ;

– $t_{y,VT1}$ – момент начала импульса – сигнала управления $U_{y,VT1}$, поступающего на вход драйвера, управляющего транзистором VT_1 ;

– $t_{пауз,0,min}$ – минимальная необходимая длительность паузы для худшего случая разброса парамет-

ров элементов ИП, вычисляемая по выражению (10), – максимальная длительность колебательного процесса от момента t_0 запирающего канала транзистора VT₂ до момента t_S заряда паразитной ёмкости сток-исток транзистора VT₁ до напряжения U_1 на стороне 1 ИП;

– $t_{\text{пауз.0}}$ – искомая длительность паузы – искомый интервал времени от $t_{y.VT1}$ до $t_{y.VT1}$, обеспечивающий отпирание транзистора VT₁ при ZVS+ZCS на основании оценки временных задержек при переключении транзисторов VT₂ и VT₁;

– $t_{\text{зап.min}}$, $t_{\text{зап.max}}$ – минимальная и максимальная длительности запирающего транзистора VT₂ соответственно, от момента $t_{y.VT2}$ окончания импульса на входе драйвера до момента смены сопротивления канала транзистора – с учётом задержек в драйвере и заряда паразитной ёмкости затвор-исток транзистора;

– $\Delta t_{\text{зап}}$ – разница во времени между моментами времени $t_{\text{зап.min}}$ и $t_{\text{зап.max}}$;

– t_0 и $t_{0.1}$ – наиболее ранний и поздний моменты смены сопротивления канала (запирающего) транзистора VT₂ соответственно при $t_{\text{зап.min}}$ и $t_{\text{зап.max}}$;

– t_S и $t_{S.1}$ – наиболее ранний и поздний моменты окончания колебательного процесса после смены сопротивления канала (запирающего) транзистора VT₂ при $t_{\text{зап.min}}$ и при $t_{\text{зап.max}}$ соответственно;

– $t_{\text{см}}$ и $t_{\text{см.1}}$ – наиболее ранний и поздний моменты смены знака тока $i_L(t)$ дросселя L (перехода тока дросселя через ноль);

– Δt – интервал времени между моментами времени t_S и $t_{\text{см}}$;

– $t_{\text{отп.min}}$, $t_{\text{отп.max}}$ – минимальная и максимальная длительности отпирания транзистора VT₁ соответственно от момента $t_{y.VT1}$ начала импульса на входе драйвера до момента смены сопротивления канала транзистора – с учётом задержек в драйвере и заряда паразитной ёмкости затвор-исток транзистора;

– $\Delta t_{\text{отп}}$ – разница между моментами времени $t_{\text{отп.min}}$ и $t_{\text{отп.max}}$;

– $t_{\text{отп.p}}$ и $t_{\text{отп.п}}$ – наиболее ранний и наиболее поздний моменты смены сопротивления канала (отпирания) транзистора VT₁ соответственно при $t_{\text{отп.min}}$ и $t_{\text{отп.max}}$;

– $t_{\text{пауз.пр}}$ – пауза проектная – интервал времени от наиболее позднего момента $t_{S.1}$ окончания колебательного процесса до наиболее раннего момента $t_{\text{отп.p}}$ смены сопротивления канала (отпирания) транзистора VT₁; представляет собой запас времени $t_{\text{пауз.пр}} > 0$, задаваемый при проектировании ЦУУ для гарантированного отпирания транзистора VT₁ при ZVS+ZCS для худшего случая разброса параметров элементов ИП;

– $t_{\text{VD.VT1.min}}$ – минимальное паспортное время восстановления обратного сопротивления антипараллельного диода транзистора VT₁.

Используя временные диаграммы, приведенные на рис. 5, определим наиболее ранний момент отпирания $t_{\text{отп.p}}$ транзистора VT₁ при ZVS+ZCS:

$$t_{\text{отп.p}} = t_0 + \Delta t_{\text{зап}} + t_{\text{пауз.0.min}} + t_{\text{пауз.пр}} \quad (11)$$

Выразим $t_{\text{отп.p}}$ через другие моменты времени и временные интервалы:

$$t_{\text{отп.p}} = t_0 + t_{\text{пауз.0.min}} + \Delta t + t_{\text{VD.VT1.min}} - t_{\text{отп}} \quad (12)$$

где $\Delta t = t_{\text{см}} - t_S$.

Приравняем правые части (11) и (12). Выполним преобразования, получим

$$t_{\text{пауз.пр}} = \Delta t + t_{\text{VD.VT1.min}} - \Delta t_{\text{отп}} - \Delta t_{\text{зап}} \quad (13)$$

С учётом того, что $t_{\text{пауз.пр}} > 0$, выразим из (13) интервал Δt :

$$\Delta t = \Delta t_{\text{отп}} + \Delta t_{\text{зап}} - t_{\text{VD.VT1.min}} \quad (14)$$

Выразим искомую длительность паузы $t_{\text{пауз.0}}$:

$$t_{\text{пауз.0}} = t_{y.VT1} - t_{y.VT2} \quad (15)$$

$$t_{y.VT2} = t_0 - t_{\text{зап.min}} \quad (16)$$

$$t_{y.VT1} = t_0 + t_{\text{пауз.0.min}} + \Delta t + t_{\text{VD.VT1.min}} - t_{\text{отп.max}} \quad (17)$$

Подставим (16) и (17) в (15), получим искомое время паузы $t_{\text{пауз.0}}$ при переключении транзисторов в окрестности момента времени t_0 :

$$t_{\text{пауз.0}} = t_{\text{пауз.0.min}} + \Delta t + t_{\text{VD.VT1.min}} - \Delta t_{\text{отп.max}} + t_{\text{зап.min}} \quad (18)$$

Оценку временных задержек при переключении следует делать исходя из предельных величин паспортных параметров драйверов МДП-транзисторов и характеристик транзисторов, выбранных в качестве силовых ключей для ИП. Таким образом, инженерный расчет длительности паузы $t_{\text{пауз.0}}$ выполняется путём подстановки оцененных задержек при переключении транзисторов и минимальной необходимой длительности паузы $t_{\text{пауз.0.min}}$ в выражение (18).

Уточнённый способ расчета обратного тока смещения I_0

Поскольку на интервале Δt ток $i_L(t)$ дросселя L спадает от величины I_S до нуля по линейному закону под воздействием напряжения U_1 , длительность этого интервала можно выразить как

$$\Delta t = L_{\text{min}} \frac{I_S}{U_1} \quad (19)$$

Подставляя (14) в (19), получим

$$I_S = \frac{U_1 (\Delta t_{\text{отп}} + \Delta t_{\text{зап}} - t_{\text{VD.VT1.min}})}{L_{\text{min}}} \quad (20)$$

Подставляя (20) в (4), выразим ток I_0 :

$$I_0 = \sqrt{\frac{C_{2\text{OSS.max}}}{L_{\text{min}}}} U_1 + \frac{U_1 (\Delta t_{\text{отп}} + \Delta t_{\text{зап}} - t_{\text{VD.VT1.min}})}{L_{\text{min}}} \quad (21)$$

Выражение (21) представляет собой уточнённый способ расчёта минимально необходимой и достаточной абсолютной величины I_0 обратного тока смещения дросселя L с учётом временных задержек при переключении транзисторов VT₂ и VT₁ и запаса по времени, в течение которого возможно отпирание транзистора VT₁ при ZVS+ZCS.

Результаты

В настоящей работе решена актуальная задача по определению минимально необходимой, но достаточной длительности паузы $t_{\text{пауз.0.min}}$ между моментом запирающего транзистора VT_2 и моментом отпирающего транзистора VT_1 с учётом величины I_0 обратного тока смещения дросселя L , напряжения U_1 на стороне 1 ИП и худшего случая разброса параметров элементов схемы ИП, а также разработана инженерная методика расчёта длительности паузы $t_{\text{пауз.0}}$ между моментами генерации сигналов, управляющих транзисторами VT_2 и VT_1 в окрестности момента времени t_0 . Кроме того, представлен уточнённый способ расчёта минимально необходимой и достаточной абсолютной величины I_0 обратного тока смещения дросселя L с учётом временных задержек при переключении транзисторов VT_2 и VT_1 и запаса по времени, в течение которого возможно отпирание транзистора VT_1 при ZVS+ZCS. Актуальность более точного расчёта величины I_0 обратного тока смещения дросселя L объясняется тем, что в окрестностях моментов времени t_0 и t_3 ток дросселя незначителен и энергии, запасённой в дросселе, может быть недостаточно для обеспечения режима переключения ZVS+ZCS транзисторов.

Рассмотренная методика с учётом её соответствующей коррекции может быть использована и для управления процессом переключения транзисторов в ИП с другими топологиями силовых цепей, но близкими процессами перезаряда паразитных ёмкостей силовых ключей.

Литература

1. Системы электропитания космических аппаратов / Б.П. Соустин, В.И. Иванчура, А.И. Чернышев, Ш.Н. Исляев. – Новосибирск: ВО «Наука»; Сибирская изд. фирма, 1994. – 318 с.
2. Erickson R.W. Fundamentals of Power Electronics. Second Edition / R.W. Erickson, D. Maksimovic. – New York: Kluwer Academic Publishers, 2001. – 883 p.
3. Eskandari S. Accurate Analytical Switching Loss Model for High Voltage SiC MOSFETs Includes Parasitics and Body Diode Reverse Recovery Effects / S. Eskandari, K. Pen, B. Tian // 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Expo, 2018. – URL: <https://www.researchgate.net/publication/327751654> (дата обращения: 14.06.2022).
4. Switching Loss Optimisation of Cascaded H-Bridge Converters for Bidirectional Grid-Tie Battery Energy Storage Systems / A. Petersen, D.A. Stone, M.P. Foster, D.T. Gladwin. – Beijing (China): IECON 2017 – 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2017. – URL: <https://eprints.whiterose.ac.uk/135063> (дата обращения: 14.06.2022).
5. Step-Up DC-DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage-Boosting Techniques, Topologies, and Applications / M. Forouzesh, Y.P. Siwakoti, S.A. Gorji, F. Blaabjerg, B. Lehman // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2017. – Vol. 32, No. 8. – P. 9143–9178. – URL: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/7872494> (дата обращения: 14.06.2022).
6. Topologies and Control Schemes of Bidirectional DC-DC Power Converters: An Overview / S.A. Gorji, H.G. Sahebi, M. Ektesabi, A.B. Rad // IEEE Access. – 2019. – Vol. 7. – P. 117997–118019. – URL: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/8811451> (дата обращения: 14.06.2022).
7. Waffler S. Comparative Evaluation of Soft-Switching Concepts for Bi-directional Buck+Boost DC-DC Converters / S. Waffler, J.W. Kolar. – Sapporo (Japan): Proceedings of the IEEE/IEEJ International Power Electronics. – 2010. – URL: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/5542152> (дата обращения: 14.06.2022).
8. Lee H.-S. High-Efficiency Bidirectional Buck-Boost Converter for Photovoltaic and Energy Storage Systems in a Smart Grid / H.-S. Lee, J.-J. Yun // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2019. – Vol. 34, No. 5. – P. 4316–4328. – URL: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/8421072> (дата обращения: 14.06.2022).
9. Petersen A. An Experimental Investigation of MOSFET Intrinsic Body Diode Performance / A. Petersen, D.A. Stone, M.P. Foster // 2018 IEEE 27th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2018. – URL: <https://eprints.whiterose.ac.uk/144231> (дата обращения: 14.06.2022).
10. Balogh L. Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuits / Dallas: 2018. – Power Supply Design Seminar. – URL: <https://ghioni.faculty.polimi.it/pel/readmat/gate-drive.pdf> (дата обращения: 14.06.2022).
11. Waffler S. A novel low-loss modulation strategy for high-power bidirectional buck + boost converters / S. Waffler, J.W. Kolar // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2009. – Vol. 24, No. 6. – P. 1589–1599. – URL: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/5071726> (дата обращения: 14.06.2022).
12. Waffler S. Efficiency Optimization of an Automotive Multi-Phase Bi-directional DC-DC Converter / S. Waffler, J.W. Kolar // Wuhan (China): Proceedings of the 6th IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference. – 2009. – P. 566–572. – URL: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/5157451> (дата обращения: 14.06.2022).
13. Краснобаев Ю.В. Анализ электромагнитных процессов в повышающе-понижающем преобразователе с возможностью реверса потока энергии и повышенным коэффициентом полезного действия / Ю.В. Краснобаев, В.В. Захаров, М.А. Карнаузов // Вестник Сиб. гос. аэрокосмического ун-та (Красноярск). – 2014. – Т. 455, № 3. – С. 100–107.
14. Повышающе-понижающий реверсивный импульсный преобразователь с высоким КПД / О.В. Непомнящий, И.Е. Сазонов, А.П. Яблонский, В.Н. Хайдукова // Успехи современной радиоэлектроники. – 2021. – Т. 75, № 8. – С. 43–50.
15. Сазонов И.Е. Снижение динамических потерь энергии в импульсном преобразователе напряжения // Сборник научных статей по матер. XXXIII Всерос. науч.-практ. конф. «Гуманитарные, естественно-научные и технические аспекты современности» в 2-х ч. – Ч. 1. – Ростов н/Д: Изд. Южного ун-та ИУБиП, 2021. – С. 323–328.

Непомнящий Олег Владимирович

Канд. техн. наук, доцент, проф. каф. вычислительной техники (ВТ) Сибирского федерального ун-та (СФУ) Киренского ул., 26, г. Красноярск, Россия, 66074
Тел.: +7-904-895-50-05
Эл. почта: 2955005@gmail.com

Краснобаев Юрий Вадимович

Д-р техн. наук, проф. каф. систем автоматического управления (САУП) СФУ
Киренского ул., 26, г. Красноярск, Россия, 66074
Тел.: +7-913-839-42-43
Эл. почта: uvkras@mail.ru

Сазонов Игорь Евгеньевич

Аспирант каф. ВТ СФУ
Киренского ул., 26, г. Красноярск, Россия, 66074
ел.: +7-903-959-06-93
Эл. почта: igorsazonow@gmail.com

Яблонский Алексей Павлович

Ассистент каф. ВТ СФУ
Киренского ул., 26, г. Красноярск, Россия, 66074
Тел.: +7-908-213-32-00
Эл. почта: AYablonskiy@sfu-kras.ru

Nepomnyashchiy O.V., Krasnobaev Yu.V.,
Sazonov I.E., Yablonskiy A.P.

A Switching Converter Losses Decreasing Method

A signal timing calculation method to control power switches of bidirectional switching converter (SC) with high efficiency is proposed. The method is applicable for MOSFET-based cascaded boost-buck converter, which has a negative offset current flow at the beginning of each conversion period. This current allows to perform turning on switches under zero-voltage and zero current switching condition to minimize switching losses. Meanwhile, the delay time between half-bridge transistors' switching points is needed, when transistors' output capacitances recharging takes place with following anti-parallel body diode of transistor is being turned on unlocking. A proposed method is based on a switching delay time of input stage transistors valuation for the worst case of SC's components' parameters scatter, and provides guaranteed turning on of the upper transistor of the input stage under zero voltage and zero current condition. A clarified offset current calculation method is provided which introduces described time delays and SC's input voltage.

Keywords: switching converter, MOSFET, driver circuit, switching losses, zero voltage switching, zero current switching, digital control.

DOI: 10.21293/1818-0442-2022-25-2-82-90

References

1. Soustin B.P., Ivanchura V.I., Chernyshev A.I., Islyayev Sh.N. *Sistemy elektropitaniya kosmicheskikh apparatov* [Power supply systems of spacecrafts]. Novosibirsk, VO Nauka, Sibirskaya izdatelskaya firma, 1994, 318 p. (in Russ.).
2. Erickson R.W., Maksimovic D. *Fundamentals of power electronics. Second Edition*. New York, Kluwer Academic Publishers, 2001, 883 p.
3. Eskandari S., Pen K., Tian B. Accurate Analytical Switching Loss Model for High Voltage SiC MOSFETs Includes Parasitics and Body Diode Reverse Recovery Effects. 2018 *IEEE Energy Conversion Congress and Expo*, 2018. Available at: <https://www.researchgate.net/publication/327751654> (accessed: June 14, 2022).
4. Petersen A., Stone D.A., Foster M.P., Gladwin D.T. Switching Loss Optimisation of Cascaded H-Bridge Converters for Bidirectional Grid-Tie Battery Energy Storage Sys-

tems. *IECON 2017 – 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2017. Available at: <https://eprints.whiterose.ac.uk/135063> (accessed: June 14, 2022).

5. Forouzesh M., Siwakoti Y.P., Gorji S.A., Blaabjerg F., Lehman B. Step-Up DC–DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage-Boosting Techniques, Topologies, and Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017. vol. 32, no. 8. pp. 9143–9178. – Available at: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/7872494> (accessed: June 14, 2022).

6. Gorji S.A., Sahebi H.G., Ektesabi M., Rad A.B. Topologies and Control Schemes of Bidirectional DC–DC Power Converters: An Overview. *IEEE Access*, 2019, vol. 7. pp. 117997–118019. Available at: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/8811451> (accessed: June 14, 2022).

7. Waffler S and Kolar J W. Comparative Evaluation of Soft-Switching Concepts for Bi-directional Buck+Boost DC-DC Converters. *Proceedings of the IEEE/IEEJ International Power Electronics*, 2010. Available at: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/5542152> (Accessed: June 14, 2022).

8. Lee H.-S. Yun. J.-J. High-Efficiency Bidirectional Buck–Boost Converter for Photovoltaic and Energy Storage Systems in a Smart Grid. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, vol. 34, no. 5, pp. 4316–4328. Available at: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/8421072> (accessed: June 14, 2022).

9. Petersen A. Stone D.A., Foster M.P. An Experimental Investigation of MOSFET Intrinsic Body Diode Performance. 2018 *IEEE 27th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2018. Available at: <https://eprints.whiterose.ac.uk/144231> (accessed: June 14, 2022).

10. Balogh L. Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuits. *Power Supply Design Seminar*. Dallas, 2018. Available at: <https://ghioni.faculty.polimi.it/pel/readmat/gate-drive.pdf> (accessed: June 14, 2022).

11. Waffler S., Kolar J.W. A novel low-loss modulation strategy for high-power bidirectional buck + boost converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2009. vol. 24, no. 6, pp. 1589–1599. Available at: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/5071726> (accessed: June 14, 2022).

12. Waffler S., Kolar J.W. Efficiency Optimization of an Automotive Multi-Phase Bi-directional DC-DC Converter. *Proceedings of the 6th IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference*. Wuhan, 2009. pp. 566–572. Available at: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/5157451> (accessed: June 14, 2022).

13. Krasnobaev Yu.V., Zakharov V.V., Karnaukhov M.A. [Analysis of electromagnetic processes in AC-DC converters with possibility of reverse flow of energy and increased efficiency]. *Vestnik SibGAU*, 2014, vol. 455, no. 3, pp. 100–107 (in Russ.).

14. Nepomnyashchiy O.V., Sazonov I.E., Yablonskiy A.P., Khaidukova V.N. [Low-loss bidirectional buck-boost DC-DC converter]. *Achievements of Modern Radioelectronics*, 2021, vol. 75, no. 8, pp.43–50 (in Russ.).

15. Sazonov I.E. *Snizhenie dinamicheskikh poter v impulsnom preobrazovatele napryazhenia* [Switching losses decreasing in switching converter]. Gumatitarnye, estestvenno-nauchnye i tekhnicheskie aspekty sovremennosti. Sbornik nauchnykh statey po materialam XXXIII Vserossiyskoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii. [Art, scientific and engineering aspects of modernity. Proc. of the XXXIII All-Russian scientific conference]. Rostov-on-Don, YuFU Publ., 2021, vol. 1, pp. 323–328 (in Russ.).

Oleg V. Nepomnyaschiy

Candidate of Science in Engineering, Associate Professor,
Professor, Head of Department of Computer Engineering,
Siberian Federal University
26, Kirenskogo st., Krasnoyarsk, Russia, 660074
Phone: +7-904-895-50-05
Email: 2955005@gmail.com

Yuriy V. Krasnobaev

Doctor of Science in Engineering, Professor,
Department of Automatic Control Systems,
Siberian Federal University
26, Kirenskogo st., Krasnoyarsk, Russia, 660074
Phone: +7-913-839-42-43
Email: uvkras@mail.ru

Igor E. Sazonov

Postgraduate student,
Department of Computer Engineering,
Siberian Federal University
26, Kirenskogo st., Krasnoyarsk, Russia, 660074
Phone: +7-903-959-06-93
Email: igorsazonow@gmail.com

Aleksey P. Yablonskiy

Assistant, Department of Computer Engineering,
Siberian Federal University
26, Kirenskogo st., Krasnoyarsk, Russia, 660074
Phone: +7-908-213-32-00
Email: AYablonskiy@sfu-kras.ru

Требования к подготовке рукописей статей,

представляемых для публикации в журнале

«Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники»

1. Электронный вариант статьи должен быть представлен в виде файла, названного по-русски фамилией первого автора, на дискете или диске в формате Word 2003–2016. Предпочтительнее представить его по электронной почте.

2. Оригинал на бумажном носителе должен полностью соответствовать электронному варианту.

3. Статья должна иметь (в порядке следования): УДК; И.О. Фамилии авторов; заглавие; аннотация (не реферат); ключевые слова; основной текст статьи; список библиографий под подзаголовком «Литература»; сведения об авторах; далее на английском языке: Фамилии авторов И.О., заглавие статьи, аннотацию, ключевые слова. Сведения об авторах включают в себя фамилию, имя, отчество, ученую степень, ученое звание, должность, место работы, телефон, электронный адрес.

4. Текст статьи должен быть размещен в две колонки без принудительных переносов через один интервал шрифтом Times New Roman 10 кегля на одной стороне листа белой писчей бумаги формата А4, без помарок и вставок. Для облегчения форматирования прилагается **шаблон статьи**, который размещен на сайте: journal.tusur.ru. Размер статьи со всеми атрибутами должен быть, как правило, не более пяти страниц.

5. Одни и те же символы в тексте, формулах, таблицах и рисунках должны быть единообразными по написанию. Русские буквы и греческие символы набираются прямым шрифтом, а переменные, обозначенные латинскими – курсивом, кроме слов, их сокращений, имен функций, программ, фирм и химических формул.

6. Формулы должны быть набраны в формульном редакторе (MathType) программы Word. Русские буквы, греческие символы, математические знаки (+, –, ×, ∈, =, скобки, ...) и цифры всегда набираются прямым не жирным шрифтом, а переменные (и кривые на графиках), обозначенные латинскими буквами или цифрами – курсивом, кроме англ. слов, их сокращений, имен функций, программ, фирм и химических формул (const, input; $\sin x(t_1)$; U_{in} ; $I_{вх}$; T_z ; β_2 ; H_2O , Adobe Acrobat, Cisco и т.д.); векторные величины – жирным, прямо (не курсив) – A_1 , $M(f)$, β_x . Шаблоны для набора формул необходимо взять на сайте из шаблона статьи.

7. Все употребляемые обозначения и сокращения должны быть пояснены.

8. Единицы измерения физических величин должны соответствовать Международной системе единиц (СИ) и написаны по-русски через пробел (х, ГГц; 20 ГГц; T , град; $7^\circ C$). Десятичные числа пишутся через запятую (не точку).

9. Таблицы и рисунки должны иметь тематические заголовки (не повторяющие фразы-ссылки на них в тексте). (Рис. 1. Название рисунка; Таблица 1.

Название таблицы). Большие блоки расшифровки условных обозначений лучше приводить в тексте. Подписи и надписи на рис. – Times New Roman, 9 пт (после масштабирования), не жирным, не курсивом, переменные – также, как и в тексте. На все рисунки и таблицы должны быть ссылки в тексте (... на рис. 3, ... в табл. 2).

10. Рисунки и фотографии должны быть **черно-белыми**, четкими, контрастными, аккуратными, сгруппированными. Графики – не жирно, сетка – четко. Единицы измерения – на русском. Десятичная запятая (не точка). Рисунки могут быть выполнены в программах CorelDraw, Illustrator, Word, Visio и должны давать возможность внесения исправлений.

11. Иллюстрации, должны быть разрешением не менее 600 dpi. Масштаб изображения – 8 или 16,7 см по ширине (при условии читаемости всех надписей, выполненных шрифтом Times New Roman, после масштабирования – 9 кегль).

12. На все источники, указанные в списке литературы, должны быть ссылки по тексту (нумерация в порядке упоминания, например, [1, 2], [5–7]). Описание источников должно соответствовать ГОСТ 7.1–2003 и ГОСТ Р 7.0.5–2008 и содержать всю необходимую для идентификации источника информацию, а именно: *для неперiodических изданий* – фамилию и инициалы автора, полное название работы, место издания, название издательства, год издания, количество страниц; *для периодических изданий* – фамилию, инициалы автора, полное название работы, название журнала, год выпуска, том, номер, номера страниц (см. примеры оформления библиографий).

Бумажный вариант рукописи статьи должен быть подписан авторами и (для сторонних авторов) иметь сопроводительное письмо на бланке организации.

Плата за публикацию рукописей не взимается.

Материальные претензии авторов, связанные с распространением материалов их статей после опубликования, не принимаются.

Авторы несут полную ответственность за содержание статей и за последствия, связанные с их публикацией.

Контактная информация

Адрес: 634050, Томск, пр. Ленина, 40.

Эл. почта: vnmas@tusur.ru. Тел.: +7 (382-2) 51-21-21



