Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

XXIII международная научная конференция

# ВОЛНОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА И ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Сборник статей

Часть 1

1–5 июня 2020 г.

Санкт-Петербург

Санкт-Петербург, Россия

2020

УДК 621.38
ББК 32.85
В67

В67 Волновая электроника и инфокоммуникационные системы: Двадцать третья междунар. науч. конф. (СПб., 1–5 июня 2020 г.): сб. статей: в 2 ч. Ч. 1. СПб.: ГУАП, 2020. 378 с.
ISBN 978-5-8088-1483-7
ISBN 978-5-8088-1484-4 (Ч. 1)

Материалы XXIII международной научной конференции отражают современное состояние волновой электроники и ее применение в информационных и телекоммуникационных системах.

Представляют интерес для широкого круга исследователей, преподавателей, аспиранто в и специалистов в области акустооптики, акустоэлектроники.

***Конференция проводится при финансовой поддержке РФФИ (грант №20-07-20026)***

ISBN 978-5-8088-1483-7
ISBN 978-5-8088-1484-4 (Ч. 1)

© Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, 2020

# ОРГАНИЗАТОРЫ И СПОНСОРЫ КОНФЕРЕНЦИИ

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения (ГУАП)

Российский фонд фундаментальных исследований (РФФИ)

Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова Российской Академии Наук (Москва)

ОАО «Морион»

Издательский дом «Медиа Паблишер»

IEEE – Institute of Electrical and Electronics Engineers

OSA – The Optical Society

SPIE – international society for optics and photonics

Региональный центр НТИ по направлению «Технологии беспроводной связи и “Интернета вещей”» по Северо-Западному Федеральному округу

ООО «ФАНТОМ»

# Вступительное слово

Дорогие друзья! Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения (ГУАП) остается верным своей традиции проведения больших ежегодных международных научных мероприятий, конгрессов, симпозиумов и семинаров по тематике своих научных исследований. Я очень рад, что несмотря на сложную эпидемиологическую обстановку в мире, XXIII международная научная конференция «Волновая электроника и инфокоммуникационные системы» состоится и в этом году, хотя и в *online*-формате. Важное место в работе ГУАП занимают научные мероприятия по направлениям «Акустооптика», «Акустоэлектроника», «Инфокоммуникации», «Методы и устройства обработки информации», «Электромеханика» и «Встроенные микроэлектронные системы».

На конференции приглашаются ведущие ученые мира и специалисты (без ограничения возраста) для прочтения докладов о последних достижениях в соответствующих областях науки и техники.

Организаторы считают крайне полезным общение ученых различных стран, установление ими прямых контактов и совместные научные исследования в дальнейшем. Организаторам конференций постоянно оказывается поддержка различными фондами и международными объединениями, а также отечественными предприятиями. В частности, организаторы выражают самую искреннюю благодарность Генеральному директору ОАО «Морион» В.А. Волкову за регулярную финансовую помощь. Кроме того, мы отмечаем постоянную поддержку со стороны Российского фонда фундаментальных исследований, международных научных обществ SPIE и OSA, ряда других научных организаций. Надеемся, что традиция проведения научных конференций «Волновая электроника и инфокоммуникационные системы» сохранится и получит дальнейшее развитие.

*Председатель организационного комитета*
*XXIII международной научной конференции*
*«Волновая электроника и инфокоммуникационные системы»*
*академик РАН А.С. Бугаев*

# АКУСТООПТИКА

**УДК 534.8, 535.4**

***В.И. Балакший****
доктор физико-математических наук, профессор
***М.И. Купрейчик****
аспирант
***С.Н. Манцевич****
кандидат физико-математических наук, доцент
*Московский государственный университет имени М.В. Ломоносова

# НЕОБЫЧНЫЕ ВАРИАНТЫ АНИЗОТРОПНОЙ ДИФРАКЦИИ СВЕТА В ДВУОСНОМ КРИСТАЛЛЕ TL3ASS4

На примере кристалла ромбической сингонии $Tl_3AsS_4$ проведено исследование необычных вариантов акустооптического рассеяния, которые реализуются, когда взаимодействующие пучки распространяются вблизи одной из оптических осей двуосного кристалла. Основное внимание уделено особенностям частотных зависимостей углов Брэгга для различных направлений распространения акустических волн. Установлен ряд необычных закономерностей акустооптического эффекта в двуосных кристаллах, которые могут иметь практическое значение. В частности, показано, что на основе кристалла $Tl_3AsS_4$ может быть реализован модулятор неполяризованного излучения, существенно превосходящий по своим характеристикам существующие серийные аналоги.
***Ключевые слова:*** акустооптическое взаимодействие, анизотропная дифракция света, брэгговский фазовый синхронизм, двуосные кристаллы, модуляция неполяризованного света.

*Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (РНФ), грант № 19-12-00072.*

***V.I. Balakshy****
Dr. of Physical and Mathematical Science, Professor Professor
***M.I. Kupreychik****
Graduate Student
***S.N. Mantsevich****
PhD of Physical and Mathematical Sciences, Associate Professor
* Lomonosov Moscow State University

# UNUSUAL VARIANTS OF ANISOTROPIC LIGHT DIFFRACTION IN BIAXIAL CRYSTAL $TL_3ASS_4$

Using as an example rhombic crystal Tl3AsS4, we investigated unusual variants of acousto-optic scattering of light that occur when interacting beams propagate near one of the optical axes of a biaxial crystal. The main attention is paid to the peculiarities of frequency dependences of Bragg angles for different directions of acoustic wave propagation. A number of unusual regularities of the acousto-optic effect in biaxial crystals have been established, which may have practical significance. In particular, it is shown that a non-polarized radiation modulator can be implemented on the basis of $Tl_3AsS_4$ crystal, which significantly exceeds the existing serial analogues in its characteristics.
***Keywords:*** acousto-optic interaction, anisotropic diffraction of light, Bragg phase matching, biaxial crystals, modulation of non-polarized light.

При конструировании акустооптических (АО) устройств в подавляющем большинстве случаев в качестве среды взаимодействия световых и акустических волн используются кристаллы. При их выборе разработчики обращают внимание на физические и химические свойства материалов, из которых важную роль играет степень оптической, акустической и акустооптической анизотропии кристалла. В настоящее время в акустооптике широко применяются одноосные кристаллы с выраженной анизотропией физических свойств, такие как парателлурит ($TeO_2$), ниобат лития ($LiNbO_3$) каломель ($Hg_2Cl_2$), TAS ($Tl_3AsSe_3$) и другие [1-4]. Однако расширение диапазона применения АО устройств стимулирует поиски новых материалов, в том числе и двуосных кристаллов, которые также демонстрируют высокие значения АО качества, что делает перспективным изучение их свойств. Благодаря особому, более сложному типу оптической и акустооптической анизотропии, присущему только двуосным кристаллам, в них реализуются такие варианты АО взаимодействия, которые принципиально невозможны в одноосных кристаллах, что позволяет рассчитывать на создание АО устройств с улучшенными характеристиками. При этом широкое разнообразие частотных зависимостей углов Брэгга, по сравнению с одноосными кристаллами, позволяет точнее подбирать геометрию среза кристалла для конкретного АО устройства [5-12].

Следует отметить, что задача расчета характеристик АО дифракции в двуосных кристаллах представляет весьма серьезную математическую проблему, решаемую, для подавляющего большинства конфигураций АО взаимодействия, только компьютерными методами. Трудоемкость задачи связана с тем, что ввиду сложного типа оптической анизотропии двуосных кристаллов, уравнения, описывающие процесс АО рассеяния, имеют неявный вид. Вероятно, именно сложность аналитического анализа АО эффекта является причиной слабой изученности особенностей АО взаимодействия в двуосных кристаллах и низкого интереса к ним со стороны разработчиков АО устройств.

В данной работе представлены результаты исследования анизотропной дифракции для наиболее интересного варианта взаимодействия, когда направления распространения световых пучков близки к одной из оптических осей двуосного кристалла, а волновой вектор акустической волны направлен практически ортогонально к последней. Как показали наши расчеты, именно в таком случае рассеяние света приобретает качественно новые, по сравнению с анизотропной дифракцией в одноосных кристаллах, свойства [10–12]. Конкретные численные расчеты выполнены для двуосного кристалла ромбической сингонии $Tl_3AsS_4$, для которого известны все компоненты упругого и фотоупругого тензоров [13–15]. Основное внимание уделено изучению АО дифракции в различных срезах кристалла в плоскости взаимодействия, совпадающей с главной кристаллографической плоскостью, содержащей оптические оси. Подобный выбор обусловлен относительной простотой практической реализации рассматриваемых вариантов АО рассеяния по сравнению с дифракцией в косых срезах кристалла.

Кристалл $Tl_3AsS_4$ можно отнести к числу наиболее перспективных материалов для среднего ИК диапазона. Он прозрачен в диапазоне длин волн от 0.6 до 12 мкм, что позволяет рассчитывать на создание на его основе высокоэффективных АО устройств для управления излучением $CO_2$ лазера, имеющего широкое применение в науке и технике. Важным достоинством материала являются малые, в сравнении с кристаллом парателлурита, акустические потери в срезах с высоким значением АО качества, что позволяет использовать его на высоких частотах ультразвука и создавать дефлекторы и модуляторы с высоким быстродействием. Для длины волны излучения $\lambda = 1.06$ мкм главные показатели преломления равны: $n_X = 2.646,\ n_Y = 2.598,\ n_Z = 2.642$ [13]. Оптические оси расположены в плоскости *XY*; угол между ними составляет $2\psi = 33.1°$.

Рассмотрим вариант, когда плоскость АО взаимодействия совпадает с плоскостью *XY*. В этом случае можно ввести две оптические квазимоды: квазиобыкновенную волну (*qo*), поляризованную ортогонально плоскости *XY*, и квазинеобыкновенную волну (*qe*), у которой вектор поляризации лежит в плоскости *XY*. При этом наиболее интересные варианты АО взаимодействия соответствуют анизотропной дифракции [1, 2].

На рис. 1 представлены частотные зависимости углов Брэгга $\theta_B(f)$ для анизотропной дифракции света с длиной волны $\lambda = 1.06$ мкм в плоскости *XY* кристалла $Tl_3AsS_4$. Направление медленной сдвиговой акустической моды задается углом $\chi$, отсчитываемым от оси *Y* в сторону, противоположную оси *X*. Сплошные кривые на графиках соответствуют ситуации, когда падающий свет является *qo*-волной, а дифрагированный – *qe*-волной, в то время как штриховые кривые отвечают обратной ситуации. Указано также направление рассеяния света. Например, ветвь +1*qo* отображает процесс рассеяния *qo*-волны в +1-й порядок.

а) б)

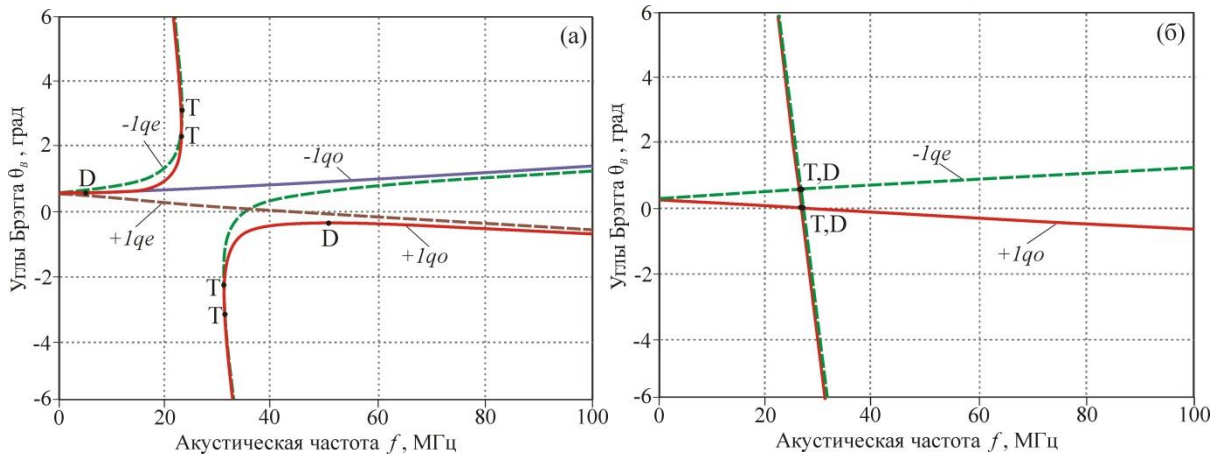



*Рис. 1. Частотные зависимости углов Брэгга для разных направлений акустической волны:* $\chi = 72.9°$ *(а);* $\chi = 73.1°$ *(б)*

Рис. 1а относится к варианту среза кристалла с углом $\chi = 72.9$. Кривые касаются оси ординат в точке, соответствующей распространению взаимодействующих световых пучков вдоль одной из оптических осей. Точками T и *D* отмечены области, оптимальные для создания видеофильтров и дефлекторов, соответственно [1, 2]. При увеличении угла $\chi$ рабочие точки видеофильтров и дефлекторов в области положительных и отрицательных углов Брэгга сближаются. Особый интерес представляет случай, реализующийся при $\chi = 73.1°$ (рис. 1б), когда рабочие точки видеофильтра и дефлектора совпадают. Следует подчеркнуть, что форма представленных на рис. 1 зависимостей $\theta_B(f)$ обусловлена сложной структурой волновой поверхности вблизи оптической оси двуосного кристалла и, как следствие, не имеет аналогов в одноосных кристаллах.

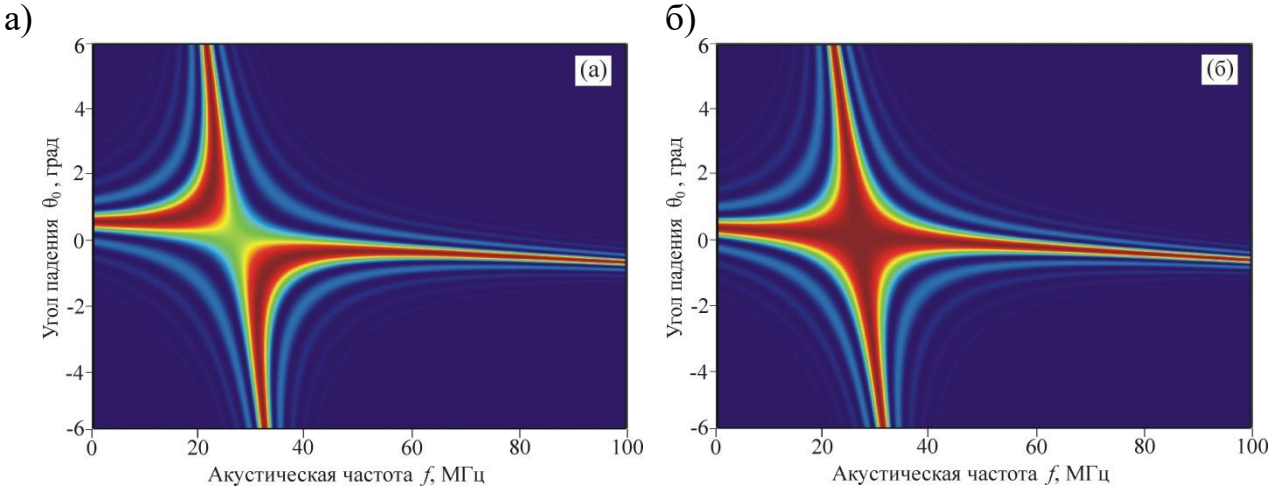



*Рис. 2. Области АО взаимодействия для разных направлений акустической волны:* $\chi = 72.9°$ *(а),* $\chi = 73.1°$ *(б)*

Более полное представление об особенностях АО взаимодействия в двуосных кристаллах дает рис. 2, на котором представлены области взаимодействия для ветви *+1qo*, рассчитанные для тех же $\chi$, что и на рис. 1. Здесь эффективность дифракции $\zeta$ показана градациями цвета: от нуля (темно синий) до единицы (темно красный). Значения $\zeta$=1 соответствуют падению света на АО ячейку под углом Брэгга: $\theta_0 = \theta_B$. При $\chi = 72.9°$ (рис. 2а) АО область состоит из двух несвязных диапазонов дифракции, расположенных в области низких и высоких частот, сближающихся друг с другом по мере увеличения угла среза. Наконец, при $\chi = 73.1°$ левый и правый диапазоны сливаются, формируя единый угло-частотный диапазон сложной формы (рис. 2б). При дальнейшем увеличении угла $\chi$ единая область снова распадается на два несвязных диапазона. Рис. 2б демонстрирует уникальную ситуацию, принципиально невозможную в одноосных кристаллах, когда в брэгговском режиме дифракции обеспечивается одновременно низкая угловая и частотная селективность взаимодействия. Следует заметить, что высокая селек-

тивность дифракции, присущая режиму дифракции Брэгга, является, как правило, негативным фактором, ограничивающим характеристики АО устройств по разрешению и быстродействию. Найденный срез кристалла может быть использован для создания АО дефлектора, позволяющего отклонять не только коллимированные световые пучки, но и пучки, несущие изображение.

Брээговская дифракция в двуосных кристаллах обладает еще одной интересной и практически важной особенностью. На рис. 3 представлены частотные зависимости углов Брэгга для $\chi = 73.6°$ в расширенном диапазоне частот ультразвука. Из графиков видно, что ветви *+1qe* и *+1qo* пересекаются в точке М на частоте $f_m = 415$ МГц, что невозможно при дифракции в одноосных кристаллах. Это означает, что на этой частоте оптические волны с различной поляризацией должны эффективно рассеиваться в один и тот же +1-й дифракционный порядок. Аналогичное пересечение ветвей *–1qe* и *–1qo* наблюдается на частоте $f_m = 398$ МГц в отношении 1-го порядка. Это позволяет использовать такой вариант АО взаимодействия для модуляции интенсивности неполяризованного излучения. Расчеты показали, что изменение угла среза кристалла от $\chi = 73.1°$ до $\chi = 74.2°$ дает изменение рабочей частоты от $f_m = 27$ МГц до $f_m = 600$ МГц. Такие высокие значения частот ультразвука позволяют рассчитывать на создание на основе кристалла $Tl_3AsS_4$ эффективных быстродействующих АО модуляторов в среднем ИК диапазоне, что представляет несомненный практический интерес.

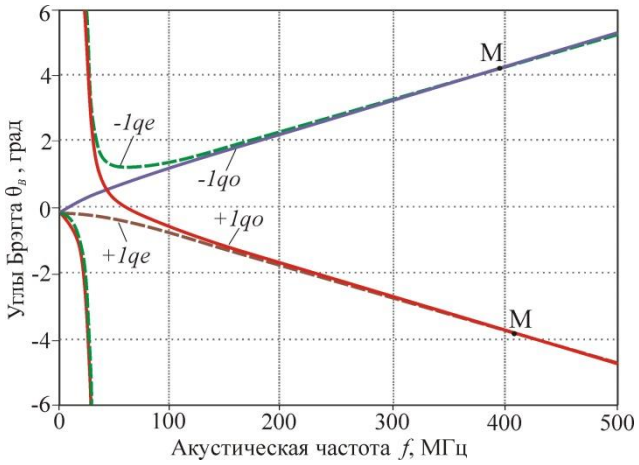



*Рис. 3. Частотные зависимости углов Брэгга для акустической волны, распространяющейся в направлении* $\chi = 73.6°$

Таким образом, в работе установлено, что благодаря особому типу оптической анизотропии двуосных кристаллах может быть реализован уникальный вариант рассеяния света с одновременно низкой угловой и частотной селективностью взаимодействия, что позволяет рассчитывать на создание АО приборов нового типа. Определены оптимальные для реализации этого необычного варианта дифракции срезы кристалла. Доказано, что на основе анизотропной дифракции в двуосных кристаллах могут быть созданы устройства управления неполяризованным излучением. В частности, пред-

ложен АО модулятор неполяризованного излучения, существенно превосходящий по своим характеристикам существующие серийные аналоги.

## Библиографический список

1. Балакший В.И., Парыгин В.Н., Чирков Л.Е. Физические основы акустооптики. М.: Радио и связь, 1985.

2. Xu J., Stroud R. Acousto-optic devices. N.Y.: Wiley, 1992.

3. Задорин А.С. Динамика акустооптического взаимодействия. Томск: ТГУ, 2004.

4. Акустические кристаллы. Справочник / Под ред. М. П. Шаскольской. М.: Наука, 1982.

5. Pinnow D.A. Alpha iodic acid: a solution grown crystal with a high figure of merit for acoustooptic device applications // Appl. Phys. Lett. 1968. V. 13. No. 4. P. 156–158.

6. Balakshy V.I., Kupreychik M.I. Acousto-optics of biaxial crystals // Physics Procedia. 2015. V. 70. Pp. 758–761.

7. Mil'kov M.G., Volnyanskii M.D., Antonenko A.M., Voloshinov V.B. Acoustic properties of biaxial crystal of double lead molybdate $Pb_2MoO_5$ // Acoust. Phys. 2012. V. 58. No. 2. Pp. 172–179.

8. Mazur M.M., Velikovskiy D.Yu., Mazur L.I., et al. Elastic and photo-elastic characteristics of laser crystals potassium rare-earth tungstates $KRE(WO_4)_2$, where RE=Y, Yb, Gd and Lu // Ultrasonics. 2014. V. 54. No. 5. Pp. 1311–1317.

9. Buryy O., Andrushchak N., Ratych A., et al. Global maxima for the acousto-optic effect in $SrB_4O_7$ crystals // Appl. Opt. 2017. V. 56. No. 7. Pp. 1839–1845.

10. Balakshy V.I., Kupreychik M.I. Anisotropic light diffraction in a biaxial crystal of alpha-iodic acid // Phys. Wave Phenom. 2016. V. 24. No. 1. Pp. 58–63.

11. Balakshy V.I., Kupreychik M.I. The spatial structure of acousto-optic phase matching in biaxial crystal of alpha-iodic acid // Opt. & Spectr. 2017. Vol. 123. No. 3. Pp. 463–470.

12. Kupreychik M.I., Balakshy V.I. Peculiarities of acousto-optic interaction in biaxial crystal of alpha-iodic acid // Appl. Opt. 2018. V. 57. No. 20. Pp. 5549–5555.

13. Roland G.W., Gottlieb M., Feichtner J.D. Optoacoustic properties of thallium arsenic sulphide $TI_3AsS_4$ // Appl. Phys. Lett. 1972. V. 21. No. 2. Pp. 52–54.

14. Goutzoulis A., Gottlieb M., Davies K., Kun Z. Thallium arsenic sulfide acoustooptic Bragg cells // Appl. Opt. 1985. V. 24. No. 23. Pp. 4183–4188.

15. Mytsyk B., Kryvyy T., Demyanyshyn N., et al. Piezo-, elasto- and acousto-optic properties of $TI_3AsS_4$ crystals // Appl. Opt. 2018. V. 57. No. 14. Pp. 3796–3801.

**УДК 535.8**

***В.И. Батшев****
кандидат технических наук
***М.О. Шарикова****
инженер-исследователь
***А.Б. Козлов****
младший научный сотрудник
***В.Э. Пожар****
доктор физико-математических наук, профессор
***С.В. Боритко****
доктор физико-математических наук, профессор
*Научно-технологический центр уникального приборостроения РАН
Москва

## РАЗРАБОТКА АКУСТООПТИЧЕСКОГО ВИДЕОСПЕКТРОМЕТРА БЕЗ ПОЛЯРИЗАТОРОВ

Разработана оптическая схема акустооптического изображающего спектрометра без применения поляризаторов, что делает прибор проще, компактнее, дешевле и обеспечивает более высокое качество изображения. Даны рекомендации по практическому применению предложенной схемы.
***Ключевые слова:*** акустооптическая фильтрация, видеоспектрометр, поляризатор.

*Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проект 18-29-20095).*

***V.I. Batshev***
PhD of Tech. Sciences
***M.O. Sharikova***
Student
***A.B. Kozlov***
Junior Researcher
***V.E. Pozhar***
PhD, Professor
***S.V. Boritko***
PhD, Professor
Scientific and Technological Center of Unique Instrumentation, Russian Academy of Sciences

## POLARIZER-FREE AOTF-BASED SPECTRAL IMAGING SYSTEM

A scheme of an acousto-optical spectral imaging system without the use of polarizers is proposed, which makes it more compact, simpler and cheaper. Recommendations on its practical application are given.
***Keywords:*** acousto-optical tunable filter; spectral imaging; polarizer.

## Введение

Акустооптические фильтры (АОФ) представляют собой наиболее перспективные элементы для создания изображающих спектрометров благодаря тому, что имеют следующие важные преимущества: быстрая произвольная спектральная адресация, высокое спектральное (до 0.1 нм) и пространственное (до 1 мегапикселя) разрешение, программируемость режимов работы, возможность управлять формой и шириной аппаратной функции, отсутствие подвижных частей, устойчивость к вибрациям, компактность [1-3].

Обычно АОФ представляет собой акустооптический (АО) кристалл, расположенный между входным и выходным скрещенными поляризаторами. С помощью пьезопреобразователя в АО кристалл вводится звуковая волна, на которой происходит дифракция оптического излучения; при этом меняется состояние поляризации света. Наличие пары скрещенных поляризаторов позволяет отделить дифрагированное узкополосное излучения от недифрагированного. Самый распространенный материал, из которого делают АО фильтры, анизотропный одноосный кристалл парателлурита. Выводы, представленные в этой статье, справедливы именно для этого материала.

Однако поляризаторы обладают некоторыми недостатками. Недорогие пленочные не обеспечивают достаточный поляризационный контраст, и из-за того, что интегральная интенсивность дифрагированного света существенно ниже, чем недифрагированного, пленочные поляризаторы не позволят его отфильтровать. Поэтому на практике используются призмы Глана-Тейлора, представляющие собой пару призм, разделенных воздушным зазором. Недостатками их является высокие требования к качеству изготовления (к оптической однородности, к форме и шероховатости преломляющих поверхностей), большие размеры (длина вдоль оптической оси больше светового диаметра), малая (~ 4°) угловая апертура, большие хроматические аберрации, высокая цена.

## Предлагаемая оптическая схема

Анализ распространения излучения внутри АО кристалла, выполненный в геометрическом приближении по формулам, представленным в статье [4], показал возможность другого способа отделения дифрагированного излучения. На рис. 1 показано распространение света внутри АО кристалла. Входное неполяризованное широкополосное оптическое излучение можно представить, как суперпозицию двух ортогонально линейно поляризованных волн: обыкновенной «о» и необыкновенной «е». Свет падает под углом $\theta$ к оси [110] кристалла. Звуковая волна $\mathbf{q}$ вводится через его нижнюю грань, срезанную так, что угол между $\mathbf{q}$ и осью [110] составляет $\gamma$. Поскольку статья посвящена изображающим спектрометрам, то ограничимся здесь рассмотрением случая широкоугольной дифракции, при котором эффективность дифракции высока в пределах некоторой конечной угловой апертуры АОФ. Для определенности будем считать, что в широкоугольном режиме дифрагирует падающее «е» поляризованное излучения.

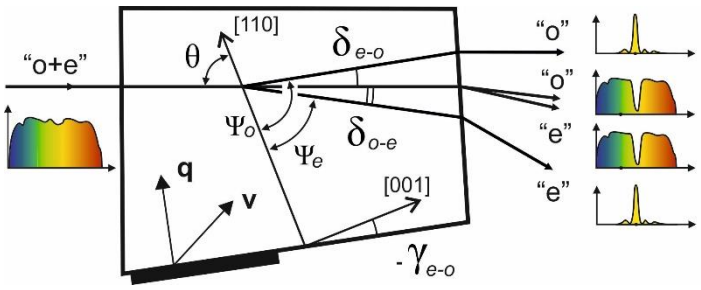



*Рис. 1. Распространения излучения в АО кристалле*

При дифракции происходит не только изменение состояния поляризации света, но и его отклонение на некоторый угол δ. Разные поляризационные составляющие отклоняются в разные стороны: «о» волна дифрагирует вверх и отклоняется на угол $\delta_{e\text{-}o}$, «е» волна – вниз на угол $\delta_{o\text{-}e}$. Строго говоря, углы $\delta_{o\text{-}e}$ и $\delta_{e\text{-}o}$ не равны, но, когда одна из составляющих дифрагирует в широкоугольном режиме, отличия между углами минимальны, поэтому далее будем использовать δ без индекса.

Предлагаемая оптическая схема спектрометра представлена на рис. 2. В ней выделение дифрагированного излучения производится с помощью двух диафрагм. Входная диафрагма ограничивает угловую апертуру АОФ, а выходная отсекает все излучение, кроме дифрагированного «о» поляризованного. Следует отметить, что присутствующие в схеме объективы не только заменяют поляризаторы, но выполняют также функцию формирования изображении. В классических схемах АО спектрометров присутствуют и поляризаторы, и объективы.

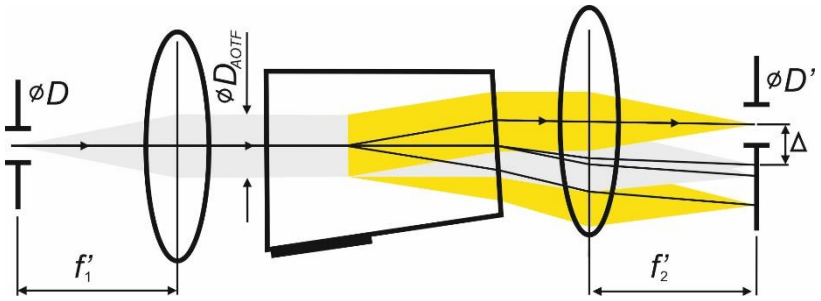



*Рис. 2. Оптическая система АОФ без поляризаторов*

Условием выделения дифрагированного излучения является условие: $\Delta \geq D'$.

Выходная диафрагма совпадает с изображением входной, поэтому

$$D'/D = f'_2/f'_1,$$

где $f'_1$ и $f'_2$ – фокусные расстояния входного и выходного объективов. Расстояние Δ между изображениями входной диафрагмы, сформированными в дифрагированном и недифрагированном пучках, равно

$$\Delta = f'_2 n \sin\delta,$$

где $n$ – показатель преломления АО кристалла. Таким образом, диаметр входной диафрагмы должен быть равен

$$D = f'_1 n \sin\delta.$$

**Рекомендации по применению предложенного метода**

Из последнего выражения следует, что угол δ определяет целесообразность применения предлагаемого метода. При слишком малых δ диаметр входной диафрагмы и как следствие угловая апертура АОФ получаются малыми, что обуславливает высокие светоэнергетические потери, а также падение разрешающей способности АОФ вследствие дифракции на его апертуре.

Расчеты показывают, что предлагаемый метод может эффективно применяться для создания АО изображающих спектрометров, работающих в видимом и ближнем инфракрасном диапазонах, если $15° \le \theta \le 75°$. При этом $\delta \ge 2°$.

*В работе использовано оборудование Центра коллективного пользования Научно-технологического цента уникального приборостроения РАН [5].*

**Библиографический список**

1. Machikhin A.S., Pozhar V.E., Batshev V.I. Compact AOTF-based spectral imaging system for medical endoscopic analysis // Photonics and Lasers in Medicine. 2013. V. 2(2). Pp. 153–159.

2. Gupta N. Hyperspectral imager development at Army Research Laboratory Proc.SPIE. 2008. V. l. 6940. Pp. 1–10.

3. Pannel C.N.,. Wachman E.S, Farkas D.L., Ward J. and Seale W. Acousto-optic tunable filters, advances and applications to microscopy // Proc. SPIE. 2005.V. 6088. Pp. 165–173.

4. Pozhar V., Machikhin A. Image aberrations caused by light diffraction via ultrasonic waves in uniaxial crystals // Appl.Optics. 2012. V. 51(19). Pp. 4513–4529.

5. Центр коллективного пользования Научно-технологического центра уникального приборостроения РАН. URL: http://ckp.ntcup.ru (дата обращения: 01.04.2020).

**УДК 534.535**

***В.Н. Белый****
доктор физико-математических наук, профессор, член-корреспондент НАН
***П.А. Хило*****
доктор физико-математических наук, профессор
***Н. С. Казак****
доктор физико-математических наук, академик
***Н. А. Хило****
кандидат физико-математических наук
*Институт физики имени Б.И. Степанова НАН Беларуси, Минск
**Гомельский государственный технический университет им. П.О. Сухого, Гомель

## ИЗОТРОПНАЯ АКУСТООПТИЧЕСКАЯ ДИФРАКЦИЯ БЕССЕЛЕВЫХ СВЕТОВЫХ ПУЧКОВ В АНИЗОТРОПНЫХ КРИСТАЛЛАХ

Исследованы особенности акустооптической (АО) дифракции с участием бесселева светового и бесселева акустического пучков в акустически поперечно изотропных кристаллах гексагональных классов симметрии. Рассмотрена АО дифракция на вертикально поляризованной (SV-) акустической поперечной волне, которая имеет более сложную поляризационную структуру в сравнении с горизонтально поляризованной (SH-) волной, дифракция на которой исследовалась ранее [1-3]. Показано, что использование SV- волны приводит к модуляции и диагональных компонент тензора диэлектрической проницаемости $\Delta\varepsilon_{ij}$ и установлено, что за счет диагональных компонент может быть повышена эффективность изотропной дифракции.
***Ключевые слова:*** бесселевы световые пучки, бесселевы акустические пучки, акустооптическая дифракция.

***V.N. Belyi****
PhD, Professor, Correspondence Member NAS
***P.A. Khilo*****
PhD, Professor
***N.S. Kazak****
PhD, Academician
***N.A. Khilo****
PhD
*Institute of Physics of the NAS of Belarus, Minsk
**Sukhoi Gomel State Technical University, Gomel

## ISOTROPIC ACOUSTO-OPTICAL DIFFRACTION OF BESSEL LIGHT BEAMS IN ANISOTROPIC CRYSTALS

There were investigated the peculiarities of acousto-optical (AO) diffraction with the participation of Bessel light and Bessel acoustic beams in acoustically transverse isotropic crystals of hexagonal symmetry. AO diffraction was studied on vertically-polarized (SV-) acoustic transverse wave, which has a more complex polarization structure compared to horizontally polarized

(SH-) wave, the diffraction on which was studied earlier [1-3]. It is shown that the use of SV-wave leads to modulation also of diagonal components of permittivity tensor that allows using them in the process of AO interaction. It is established that due to diagonal components $\Delta\varepsilon_{ii}$ of the permittivity tensor the isotropic diffraction of Bessel light beam with high efficiency can be realized. The proposed in the work schemes of AO interaction are perspective for dynamic reconstruction in wide limits of cone angle of Bessel light beams and also for transformation of the order of their screw dislocations.

## Геометрия акустооптического взаимодействия бесселевых светового и акустического пучков

Для АО взаимодействия бесселевых световых пучков (БСП) в одноосных кристаллах оптимальная геометрия, соответствующая цилиндрической симметрии пучков, реализуется при их распространении вдоль оптической оси. В этом случае отсутствуют искажения взаимодействующих пучков, вызванные анизотропией. Что касается бесселевых акустических пучков (БАП), то для уменьшения эффектов анизотропии наиболее простым является случай распространения в акустически поперечно изотропных средах. Далее этот случай и будет рассматриваться.

На рис.1 показана часть сечения поверхностей волновых векторов одноосного положительного кристалла плоскостью, проходящей через оптическую ось *c,* с которой совмещена декартова координата *z*. Эллиптическая кривая относится к необыкновенной плоской волне (индекс *e*), или же TH-бесселевой моде; круговая расположена внутри эллиптической ($n_o < n_e$) и относится к обыкновенной плоской волне (индекс *o*), или к TE- моде БСП.

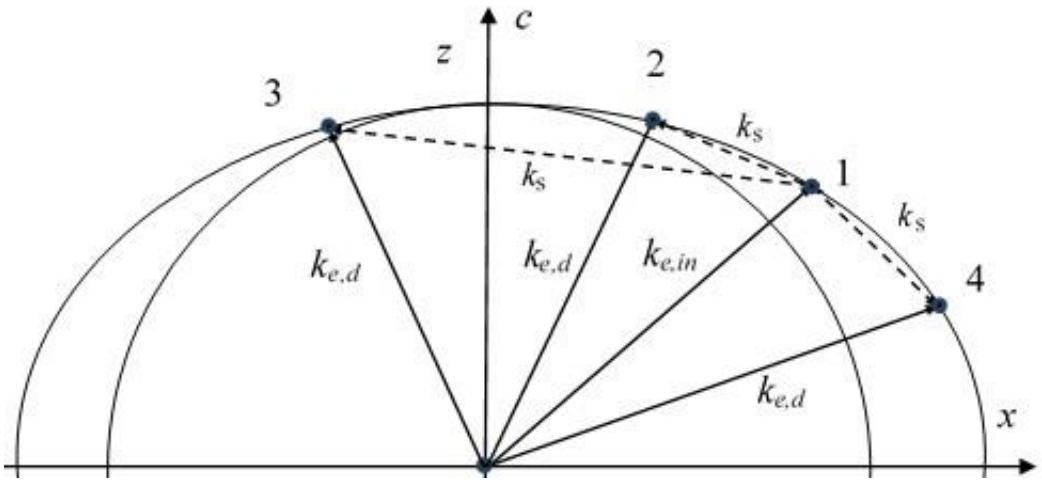



*Рис. 1. Сечение поверхности волновых векторов одноосного оптически положительного кристалла главной плоскостью кристалла XZ (c – оптическая ось) и возможные векторные диаграммы АО взаимодействия бесселевых светового и акустического пучков: $k_{e,in}$ – волновой вектор падающего БСП, $k_{e,d}$ – волновые векторы дифрагированных БСП, $k_s$ – волновой вектор БАП*

Как видно на рис. 1, можно выделить два режима дифракции: первый – относительно низкочастотный (каналы рассеяния 1-2 и 1-4) и второй – высокочастотный (канал 1-3), для которого волновой вектор дифрагированной

волны заканчивается на левой стороне рис. 1. При этом канал 1-4 соответствует рассеянию на обратном БАП.

Далее будет рассматриваться один тип дифракции, а именно, изотропный $e \to e$ тип. В этом случае падающий БСП является ТН-поляризованным (или *e*-пучком). Волновой вектор этого пучка обозначен на рис. 1 как $k_{e,in}$. Волновые векторы $k_{e,d}$ относятся к дифрагированным БСП, а вектор $k_s$ - к БАП. Световые падающий и дифрагированный БСП распространяются в положительном направлении оси z, а акустический БП может распространяться как попутно, так и встречно по отношению к БСП.

Уравнения векторного синхронизма для БП, аналогичны известным уравнениям для плоских волн и для изотропной дифракции имеют вид

$$\vec{k}_e + \vec{k}_s = \vec{k}_{d,e} \tag{1}$$

Из уравнения (1), в зависимости от решаемой задачи, можно определить параметры одного из полей по заданным параметрам двух остальных. К примеру, при заданных углах падения $\gamma_e$ и дифракции $\gamma_{ed}$ световых пучков, частота $f_s$ и угол конусности БАП, необходимые для реализации синхронной брэгговской дифракции, находятся из (1) и равны

$$f_s = \frac{v(\gamma_s)k_s}{2\pi} \ , \ k_s = \sqrt{k_{ed}^2(\gamma_{ed}) + k_e^2(\gamma_e) - 2k_e k_{ed}\cos(\gamma_{ed} - \gamma_e)}, \tag{2}$$

$$tg(\gamma_s) = -\frac{k_{ed}\sin(\gamma_{ed}) - k_e\sin(\gamma_e)}{k_{ed}\cos(\gamma_{ed}) - k_e\cos(\gamma_e)}. \tag{3}$$

Здесь $v(\gamma_s)$ – фазовая скорость SV- поляризованного БАП. Эта скорость рассчитывается из уравнения (4)

$$2\rho v^2 = c_{44} + c_{11}\sin^2\gamma_s + c_{33}\cos^2\gamma_s -$$
$$-\left[\left((c_{11} - c_{44})\sin^2\gamma_s + (c_{44} - c_{33})\cos^2\gamma_s\right)^2 + (c_{13} + c_{44})^2\sin^2 2\gamma_s\right]^{1/2}, \tag{4}$$

где $c_{ik}$ – компоненты тензора упругой жесткости и ρ – плотность кристалла.

Так для кристалла ZnO, который будет использоваться далее в качестве примера, компоненты тензора упругой жесткости и плотность равны $c_{44}=4.25\cdot10^{10}$ Па, $c_{11}=20.97\cdot10^{10}$ Па, $c_{33}=21.09\cdot10^{10}$ Па, $c_{13}=10.51\cdot10^{10}$ Па, $\rho=5.67\cdot10^{3}$кг/м$^3$.

### Тензор АО дифракции бесселевых светового и акустического пучков

Для *SV*-поляризованного БАП порядка *n* в поперечно изотропном кристалле компоненты вектора смещения $\vec{U}$ представим в виде ([5-6] а также [1, 2])

$$\vec{U} = u_0\left[J_n^-(q_s\rho)\vec{e}_\rho + iJ_n^+(q_s\rho)\vec{e}_\varphi + 2ic_z J_n(q_s\rho)\vec{e}_z\right]\exp i\left(k_{sz}z + in\varphi - \Omega t\right), \tag{5}$$

где

$$J_n^{\pm}(q_s\rho) = J_{n-1}(q_s\rho) \pm J_{n+1}(q_s\rho),\ J_n(q_s\rho) = q_s = k_s \sin(\gamma_s),$$

$$c_z = \frac{-(c_{13} + c_{44})\ {q_s}^2}{c_{44}{q_s}^2 + c_{33}{k_{sz}}^2 - \rho\Omega^2} \cdot \frac{k_{sz}}{q_s}.$$

Здесь $q_s$ и $k_{sz} = \sqrt{k_s^2 - q_s^2}$ – радиальная и продольная компоненты волнового вектора $\vec{k}_s$, относящегося к БАП; $\gamma_s$ – угол конуса БАП; $u_0 = \sqrt{\frac{P}{\rho v^3}} \frac{1}{k_{sz}\sqrt{W_s}}$; $P$– мощность акустической волны; $\rho$ – плотность кристалла, $\Omega = 2\pi f$, $f$ – частота акустической волны; $W_s = 2\pi \int_0^{R_b} \left( J_n^{-2}(q_s\rho) + J_n^{+2}(q_s\rho) + 2c_z^2 J_n^2(q_s\rho) \right) \rho d\rho$; $R_b$ – радиус бесселева пучка.

Тензор $\Delta\varepsilon$, описывающий процесс АО дифракции, представим в виде

$$\Delta\hat{\varepsilon} = \Delta\hat{\varepsilon}_0 \exp(ik_{sz}z + in\varphi - i\omega_s t). \qquad (6)$$

Для кристаллов гексагональных классов симметрии тензор $\Delta\hat{\varepsilon}_0$ имеет вид

$$\Delta\hat{\varepsilon}_0 = \Delta\varepsilon^0 \begin{bmatrix} c_z p_{13} J^n(q_s\rho) & 0 & -ip_{44} J_n^-(q_s\rho) \\ 0 & c_z p_{13} J^n(q_s\rho) & p_{44} J_n^+(q_s\rho) \\ -ip_{44} J_n^-(q_s\rho) & p_{44} J_n^+(q_s\rho) & c_z p_{33} J^n(q_s\rho) \end{bmatrix}, \qquad (7)$$

где $\Delta\varepsilon^0 = \varepsilon_o \varepsilon_e u_0 / 4$.

Из (6) следует, что если падающий БСП имеет порядок $m$, то при любом типе взаимодействия он будет рассеиваться в бесселев пучок, имеющий порядок $m+n$. Важной особенностью тензора АО дифракции (7) является наличие в нем диагональных компонент $\Delta\varepsilon_{\rho\rho}$, $\Delta\varepsilon_{\phi\varphi}$ и $\Delta\varepsilon_{zz}$. Следствием этого является то, что в оптически положительных кристаллах при возбуждении вертикально поляризованным БАП становится возможной АО дифракция типа e→e. Этот тип дифракции важен тем, что здесь возможно достижения высокой эффективности АО преобразования вследствие оптимального согласования, или т.н. пространственного синхронизма [1-3] падающего и дифрагированного БСП.

## Эффективность дифракции

Процедура вывода укороченных уравнений для АО дифракции с участием бесселевых пучков достаточно стандартная и описывалась ранее (см.,

напр. [2]). Для рассматриваемого здесь e→e типа АО дифракции эти уравнения имеют вид

$$\frac{dA^e_{m+n}}{dz} = i\chi^{ee}_{m+n,m}A^e_m \exp\left(-i\Delta k_z z\right),$$
$$\frac{dA^e_m}{dz} = i\chi^{ee}_{m,m+n}A^e_{m+n} \exp\left(i\Delta k_z z\right). \qquad (9)$$

Здесь $A^e_m$ и $A^e_{m+n}$ – амплитуды исходного и дифрагированного БСП. $\Delta k_z$ – волновая расстройка. Параметры акустооптической связи $\chi^{ee}_{m,n}$, в отличие от случая плоских волн, содержат интегралы перекрытия различных компонент бесселевых светового и акустического пучков и поэтому различаются по величине.

а) б)

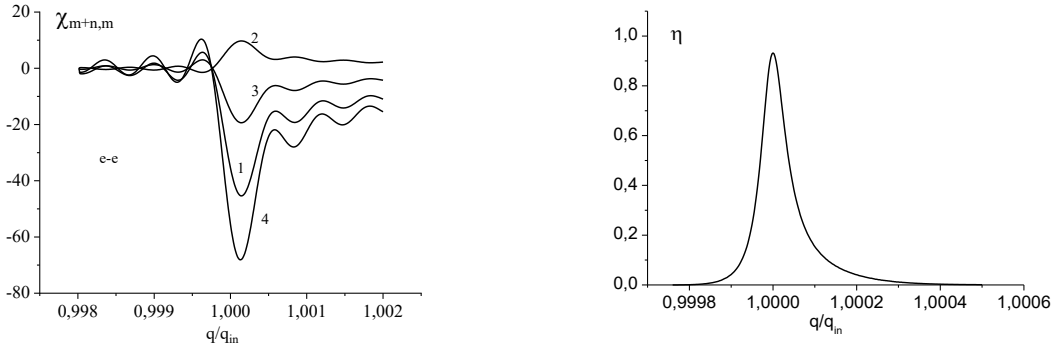



*Рис. 2. Зависимость от поперечного волнового числа дифрагированного БСП параметров АО связи, обусловленных взаимодействием различных компонент бесселевых светового и акустического пучков (а); резонансная кривая для эффективности АО дифракции e → e типа (б). Угол* $\gamma_e = 35^0$

На рис. 2 показаны зависимости от поперечного волнового числа АО параметров, содержащих интегралы перекрытия радиальных (азимутальных) компонент БСП и z-компоненты БАП (график 1), z-компоненты падающего(дифрагированного) БСП с радиальной (азимутальной) компонентами дифрагированного(падающего) и азимутальной (радиальной) компонентами акустического пучка (графики 2 и 3) и z-компонент световых пучков и БАП (график 4). Как видим, в последнем случае величина АО параметра при синхронизме относительно большая, что и обеспечивает повышение эффективности АО дифракции.

Таким образом, в работе показано, что в оптически положительных кристаллах возможна эффективная изотропная АО дифракция бесселевых световых пучков при их взаимодействии с SV- поляризованной акустической волной. Изотропная АО дифракция может быть реализована в несколько каналов, что позволяет осуществлять перестройку угла конуса БСП в широких пределах. Наличие фазовой дислокации в БАП позволяет также осуществ-

лять трансформацию порядка винтовой дислокации бесселевых световых пучков.

## Библиографический список

1. Belyi V.N., Khilo P.A., Kazak N. S., Khilo N. A. Transformation of phase dislocations under acousto-optic interaction of optical and acoustical Bessel beams //J. Opt. 2016. №7. Pp.074002-08.

2. Belyi V.N., Khilo P.A., Kazak N. S., Khilo N. A. Features of the acousto-optic interaction of Bessel light beams and Bessel acoustic beams in transversely isotropic crystal //Journal of Optical Technology. 2017. V. 84. Pp.130-136.

3. Belyi V.N., Khilo P.A., Kazak N. S., Khilo N. A. Low- frequency backward acousto-optical scattering of Bessel light beams // Opt. comm. 2018. V. 415. Pp.6-12.

4. Auld B. A. Acoustic Fields and Waves in Solids. V. 1. John Wiley & Sons, Inc. 1973. 430 p.

5. Salo J., Salomaa M. M. Nondiffracting waves in anisotropic media // Phys. Rev. E. 1999, V. 67. Pp. 056609 (9pp).

6. Hanorvar F., Sinclair N. N. Acoustic wave scattering from transversely isotropic cylinders // J. Acoust. Soc. Amer. 2003. V. 100. Pp. 57–63.

**УДК 534.8**

***С.В. Боритко****
доктор физико-математических наук, профессор
***Я.С. Боритко*****
младший научный сотрудник
*Научно-технологический центр уникального приборостроения РАН, Москва
**Институт медико-биологических проблем РАН, Москва

# ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КОМБИНАЦИОННОГО РАССЕЯНИЯ ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ ДРАГОЦЕННЫХ КАМНЕЙ В СЛОЖНЫХ ЮВЕЛИРНЫХ ИЗДЕЛИЯХ

На примере разработанного в НТЦ Уникального приборостроения РАН акустооптического спектрометра комбинационного рассеяния показана возможность достоверной неразрушающей диагностики драгоценных камней в сложных ювелирных изделиях, а также исследования спектральных особенностей натуральных и синтетических кристаллов.
***Ключевые слова:*** драгоценные камни, сложные ювелирные изделия, спектроскопия комбинационного рассеяния, акустооптический спектрометр.

*Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 18-07-00089 а.*

***S.V. Boritko****
PhD, Professor
***Y.S. Boritko*****
Junior Researcher
*Scientific and Technological Centre of Unique Instrumentation of the RAS, Moscow
**Institute of Biomedical Problems of the RAS, Moscow

# USAGE OF RAMAN SCATTERING FOR GEMSTONES DIAGNOSTICS IN COMPLEX JEWELRY

The possibilities of reliable non-destructive gemstone diagnostics in complex jewelry and studying the spectral features of natural and synthetic crystals are shown using the acousto-optical Raman scattering spectrometer developed at the Scientific and Technical Center for Unique Instrumentation of the Russian Academy of Science.
***Keywords:***

Человек всегда интересовался драгоценными камнями. Сначала его привлекали только красота камня, блеск и окраска. Позже стали использовать физические свойства: твердость и способность раскалываться на тонкие острые пластинки. В более поздние времена камни стали ценить за редкость и долговечность. В результате были сформулированы три основные положения, позволяющие считать природные минералы драгоценными: красота, износостойкость и уникальность. Следует отметить, что в ювелирной практике издавна использовали всевозможные имитации. В конце XIX в. был открыт синтез драгоценных камней группы корунда. С 1902 г. французский химик

М.А. Вернель начал поставлять на рынок синтетические рубины, а чуть позже – сапфиры и шпинель. Таким образом, задача достоверной диагностики драгоценного камня (особенно в сложном ювелирном изделии) стоит довольно остро и ее значимость будет только возрастать.

Многие физические методы, используемые для исследования твердых тел, базируются на измерении расстояния между энергетическими уровнями того или иного рода [1-3]. Так как любое твердое тело состоит из атомов, жестко связанных между собой, то для такой системы характерны коллективные колебания с определенным и частотами. Следовательно, если облучать объект с помощью источника света, имеющим одну спектральную линию, то в спектре рассеянного света помимо релевской линии будут существовать линии, имеющие смещенные частоты – линии комбинационного рассеяния [4]. Причем их число, спектральное положение, ширина и интенсивность связаны с составом и структурой рассеивающего объекта. Впервые на возможность использования комбинационного рассеяния для диагностики минералов указал Курт Нассау [5].

Для использования в задачах диагностики спектрометр должен иметь высокие чувствительность, спектральное разрешение и спектральный контраст. Этим требованиям удовлетворяет спектрометр на основе акустооптических фильтров [6]. Такой спектрометр (рис. 1) состоит из излучающей части – в нашем случае лазера (λ=532нм) и приемной части, включающей оптический блок, совмещенный с блоком управления (фото на рис. 1), а также волоконно-оптического зонда, необходимого для освещения исследуемого объекта и приема рассеянного излучения. Спектрометр управляется компьютером, на котором установлена специальная программа.

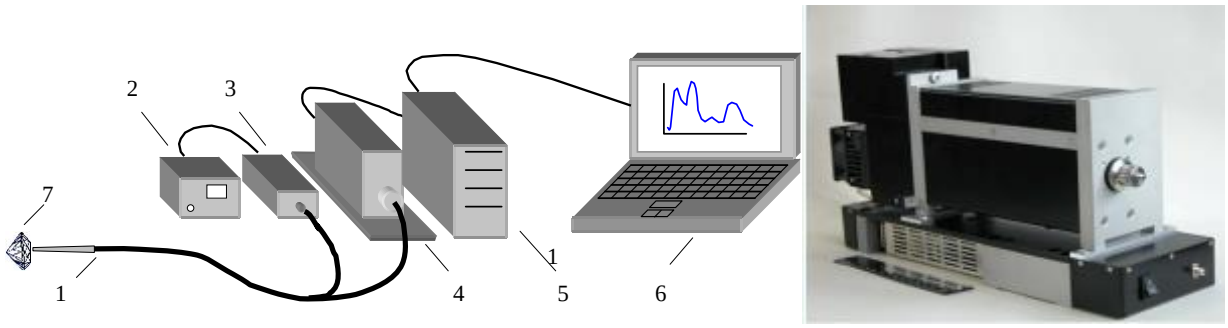



*Рис.1. Составные части установки: 1 – волоконно-оптический зонд; 2 – блок питания лазера; 3 – лазерная головка; 4 – оптический блок; 5 – блок управления; 6 – управляющий компьютер; 7 – диагностируемый ювелирный камень*

Когда речь заходит о драгоценных ювелирных камнях, в первую очередь говорят о бриллиантах, т.е. ограненных *алмазах*. Кристаллы алмаза имеют кубическую решетку, в которой атомы углерода связаны между собой сильными ковалентными связями. Такие кристаллы обладают максимальной твердостью (10 по шкале Мосса) и для них характерно одно групповое колебание. Следовательно, в спектре комбинационного рассеяния существует

только один ярко выраженный пик, уширенный в меру теплового колебания решетки, что и демонстрирует рис. 2.

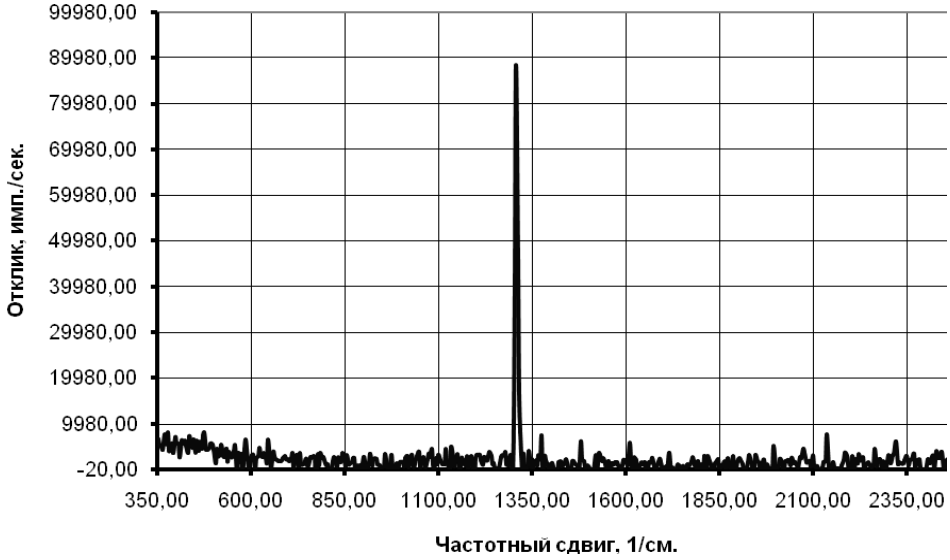



*Рис. 2. Спектр комбинационного рассеяния натурального алмаза ювелирного качества (виден характерный пик на частоте 1332 см$^{-1}$)*

Наиболее близким имитатором алмаза является *фианит*, который был синтезирован в Физическом институте Академии наук СССР. По химическому составу фианит представляет собой окись циркония и гафния в сочетании с добавками редкоземельных элементов – эрбия, кобальта, ванадия, хрома и железа, что приводит к образованию нескольких частот групповых колебаний. Следовательно, спектр комбинационного рассеяния фианита значительно богаче, чем у алмаза (рис. 3).

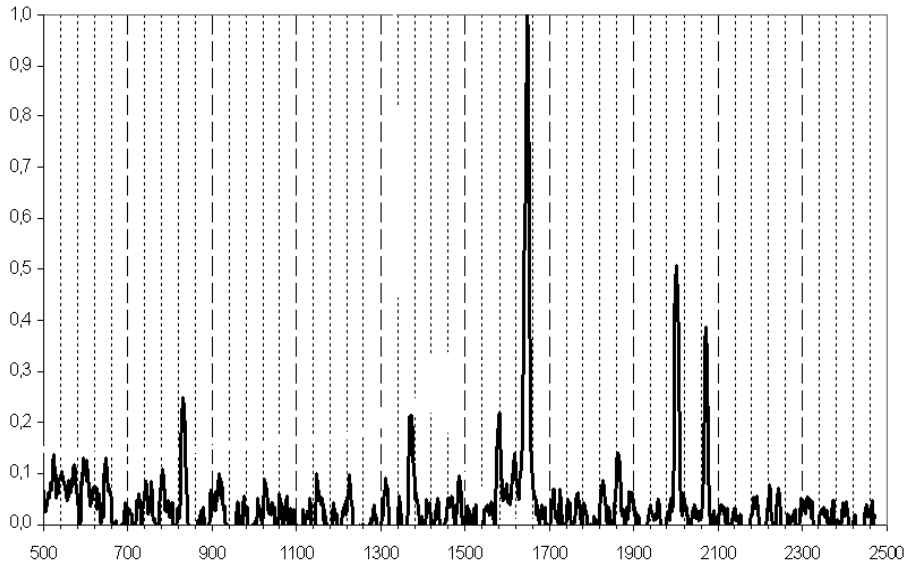



*Рис. 3. Нормированный спектр комбинационного рассеяния фианита*

Другим, используемым с давних пор, имитатором алмаза является *горный хрусталь.* По факту, это чистый кварц ($SiO_2$), бесцветный и прозрачный кристалл, встречающийся в речных отложениях в виде отполированной гальки. На рис. 4 показан спектр комбинационного рассеяния кристалла кварца. Виден четко выраженный одиночный характеристический пик (что характерно для алмаза), но его частота составляет 466 $см^{-1}$ и, следовательно, диагностика камня в ювелирном изделии и в этом случае однозначна.

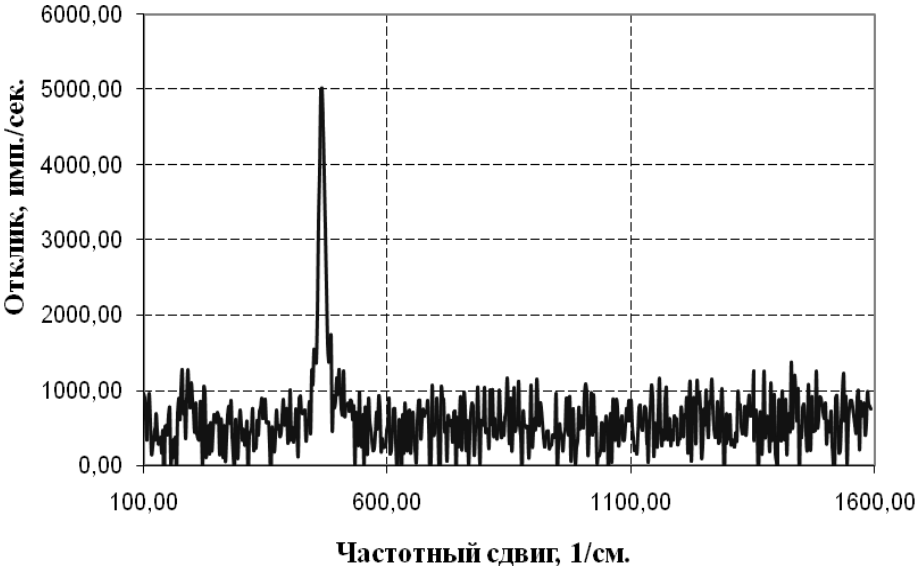



*Рис. 4. Спектр комбинационного рассеяния кристалла горного хрусталя*

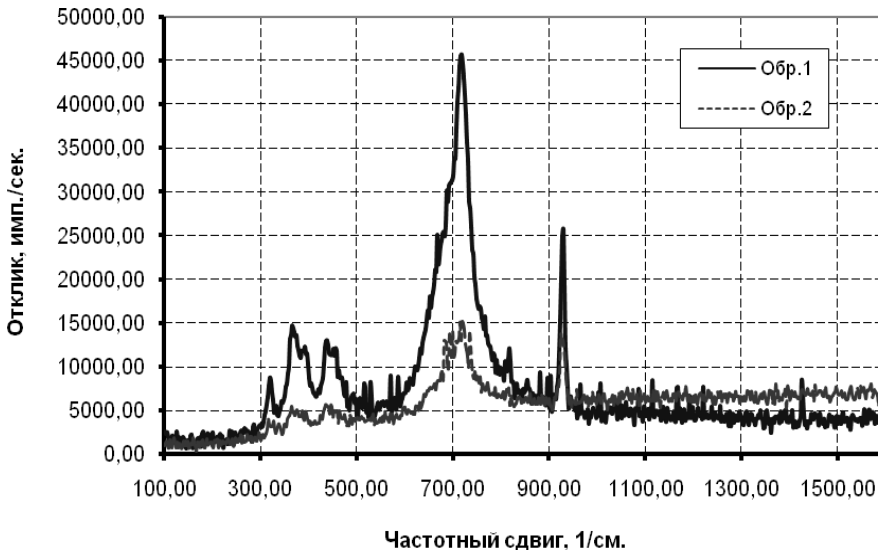



*Рис. 5. Спектр комбинационного рассеяния для двух кристаллов шеелита (МН-25827 и МН-25512)*

Приведенные на рис. 5 спектры комбинационного рассеяния двух разных кристаллов *шеелита,* любезно предоставленных сотрудниками хранилища государственного «Геологического музея» им. В.И. Вернадского (г. Москва), добытых из разных месторождений в разное время, демонстрируют другую возможность рассматриваемой методики. На графике видно, что

независимо от образца основные характеристические пики в спектрах совпадают. Это позволяет однозначно определять межвидовой тип исследуемого минерала.

В заключение следует отметить, что анализ приведенных выше результатов однозначно подтверждает жизнеспособность рассмотренной методики неразрушающей диагностики драгоценных камней-минералов в сложных ювелирных изделиях и надежность работы ее конкретного приборного оформления на основе акустооптического спектрометра комбинационного рассеяния.

**Библиографический список**

1. Хинкли Е.Д., Нилл К.В., Блум Ф.А. Инфракрасная спектроскопия с использованием перестраиваемых лазеров. В кн.: Лазерная спектроскопия атомов и молекул. Под ред. Г. Вальтера. М.: Мир, 1979. С. 155-235.

2. Курицин Ю.А. Инфракрасная спектроскопия с инжекционными лазерами. В кн.: Лазерная аналитическая спектроскопия /Под ред. Летохова В.С. М.: Наука, 1986. С. 120-173.

3. Купцов А.Х., Жижин Г.Н. Фурье-спектры комбинационного рассеяния и инфракрасного поглощения полимеров. Справочник. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2001. С. 6–16.

4. Raman C.V., Khrishnan K.S. The production of new radiations by light scattering // Proc. Roy. Soc. (London). 1929. V. 122. Pp. 23-35.

5. Nassau K. Raman spectroscopy as gemstone test. // J.Gemmol. 1982. Vol.XYII. No. 5. Pp. 306-320.

6. Мазур М.М., Шорин В.Н. Акустооптический рамановский спектрометр // Акустооптические, акустические и рентгено-спектральные методы и средства измерений в науке и технике. 2005. №48(140). С. 15-26.

***УДК* 535.243**

***В.И. Казаков****
кандидат технических наук
***О.Д. Москалец****
кандидат технических наук, доцент
***А.С. Хомутов****
аспирант
*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

# СПЕКТРОМЕТР НА БАЗЕ АКУСТООПТИЧЕСКОГО ПЕРЕСТРАИВАЕМОГО ФИЛЬТРА ДЛЯ БЕСКОНТАКТНОГО СПЕКТРАЛЬНОГО КОНТРОЛЯ В ЭКСТРЕМАЛЬНЫХ УСЛОВИЯХ

Рассматривается применение оптического спектрометра на базе акустооптического перестраиваемого фильтра в системе оптического спектрального контроля процессов, протекающих в экстремальных условиях. Приводится структурная схема такого спектрометра и обсуждается вопрос выбора его элементной базы. Рассмотрены режимы работы спектрометра на базе АОПФ при разных типах управляющего сигнала: сигнала с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) и сигнала со ступенчатой перестройкой частоты (СЧМ). Приведены результаты компьютерного моделирования аппаратной функции прибора при разных видах модуляции. Результаты показывают широкие перспективы применения спектрометра на базе АОПФ при использовании СЧМ в системах контроля для сканирования определенного набора спектральных линий, по которым возможно получать исчерпывающую информацию о состоянии контролируемого процесса. Существенным достоинством спектрометра при использовании СЧМ является его быстродействие, так как в этом случае нет необходимости сканировать весь диапазон и поэтому время анализа спектра существенно сокращается.
***Ключевые слова:*** оптический спектрометр, акустооптическое взаимодействие, дифракция, акустооптический перестраиваемый фильтр, аппаратная функция, контроль, экстремальные условия.

*Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (РНФ): проект №19-79-10110.*

***V.I. Kazakov****
PhD
***O.D. Moskaletz****
PhD, Associate Professor
***A.S. Khomutov****
Graduate Student
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

# SPECTROMETER BASED ON ACOUSTO-OPTIC TUNABLE FILTER FOR CONTACTLESS SPECTRAL MONITORING IN EXTREME CONDITIONS

The application of an optical spectrometer based on an acousto-optic tunable filter (AOTF) in an optical spectral monitoring system for processes occurring under extreme conditions is considered. A structural diagram of such a spectrometer is presented and the choice of its element base is discussed. The modes of operation of the spectrometer based on AOTF for various types of control signal are considered: a signal with linear frequency modulation (LFM) and a signal with stepwise frequency tuning (SFT). The results of computer simulation of the spectrum spread function for different types of modulation are presented. The results show broad prospects for the use of an AOTF-based spectrometer when using the SFT in monitoring systems for scanning a specific set of spectral lines, from which it is possible to obtain comprehensive information about the state of the controlled process. An essential advantage of the spectrometer when using the SFT-modulation is its speed, because in this case there is no need to scan the whole range and therefore the time of spectrum analysis is significantly reduced.
***Keywords:*** optical spectrometer, acousto-optic interaction, diffraction, acousto-optic tunable filter, spectrum spread function, control, extreme conditions

## Введение

Оптический спектральный метод контроля [1] является одним из удобных и востребованных при контроле процессов, сопровождающихся эмиссией оптического излучения. Исследование спектральных характеристик эмиссионного оптического излучения позволяет получать исчерпывающую информацию о состоянии и динамике контролируемого процесса. Спектральный метод контроля является единственно возможным, когда речь идет о контроле процессов в экстремальных условиях, например, в условиях воздействия высоких температур, повышенных уровнях вибраций и механических воздействий, присутствия агрессивной химической среды и т.д. Такие воздействия не позволяют разместить прибор контроля непосредственно в зоне протекания процесса. В качестве примера таких ситуаций можно привести следующие. Оптический спектральный метод контроля применяется при выплавке металлов, в т.ч. тугоплавких [2]. Выплавка металлов происходит при температурах свыше 2000°С, что не позволяет производить контроль химического состава выплавляемого металла непосредственно в процессе выплавки традиционными методами контроля. В этом случае удобным представляется способ оптического спектрального контроля [3], с помощью которого ведется регистрация спектральных линий атомов металлов в расплаве и, таким образом, удается получить информацию о составе выплавляемого металла.

Другим примером, в котором оптический спектральный метод контроля может быть успешно использован, является контроль состояния ракетного двигателя при стендовых испытаниях [4, 5]. Появление в спектре излучения факела ракетного двигателя спектральных линий конструкционных материалов свидетельствует о нештатном режиме работы двигателя и необходимости немедленного прекращения стендовых испытаний.

Следует отметить, что для того, чтобы иметь возможность проведения спектральных измерений необходимо удалить спектральный прибор на безопасное для него расстояние от контролируемого процесса в экстремальных условиях [6]. Для этого предлагается использование волоконно-оптической системы передачи [7], состоящую из системы формирующей оптики (система

ввода), которая должна быть изготовлена из элементов, устойчивым к воздействию экстремальных условий (в частности, жаропрочная линза), волоконного кабеля, также устойчивого к таким воздействиям, и системы ввода излучения в спектральный прибор.

В качестве спектрального прибора могут быть использованы различные типы спектрометров. Известны способы построения систем контроля на базе дифракционного решеточного спектрального прибора [8], многоканального оптического спектрометра [9]. В данной работе предлагается использование спектрометра на базе АОПФ со ступенчатой перестройкой частоты. У прибора такого типа есть важные достоинства, которые заключаются в следующем:

- отсутствуют механические подвижные части в конструкции спектрометра, что повышает его надежность при работе в экстремальных условиях;
- прибор обладает высоким быстродействием за счет быстрой перестройки частоты под интересующий участок спектра;
- компактность спектрометра.

Работа посвящена разработке структурной схемы спектрометра для контроля процессов в экстремальных условиях, а также разработке математической модели получения оценки энергетического спектра и установлению исчерпывающей характеристики спектрального прибора – его аппаратной функции.

## 1. Структурная схема спектрометра и описание его работы

Оптический спектрометр на базе акустооптического перестраиваемого фильтра (АОПФ) относится к числу дифракционных спектральных приборов. Принцип его работы заключается в том, что световая волна дифрагирует на формируемой решеткоподобной структуре в среде акустооптического взаимодействия – акустооптическом перестраиваемом фильтре (АОПФ) [10, 11].

Формирование решеткоподобной структуры производится за счет подачи управляющего электрического колебания на вход АОПФ с последующим его преобразованием в акустическую волну, которая вызывает изменения показателя преломления в среде. Ключевой особенностью работы такого спектрального прибора является перестройка решеткоподобной структуры (изменение периода решетки) путем изменения частоты подаваемого на АОПФ электрического колебания, что позволяет «сканировать» анализируемый оптический спектр с помощью единственного точечного фотодетектора.

Общая структурная схема спектрометра на базе АОПФ приведена на рис. 1.

На структурной схеме формирователем электрического управляющего сигнала является прямой цифровой синтезатор (DDS). Синтезатор формирует электрический сигнал в диапазоне рабочих частот АОПФ (50 – 100 МГц), с заданным видом модуляции, например, линейно-частотной модуляцией или ступенчатой частотной модуляцией.

Ключи в схеме работают в импульсном режиме и «вырезают» требуемый спектр непрерывного сигнала, импульсный режим работы позволяет выделить требуемую частоту управляющего сигнала, что предоставляет воз-

можность оценить влияние акустического сигнала определенной частоты. В спектрометре предусмотрен коаксиальный вход (SMA) для использования внешнего генератора, что позволяет сделать прибор более универсальным.

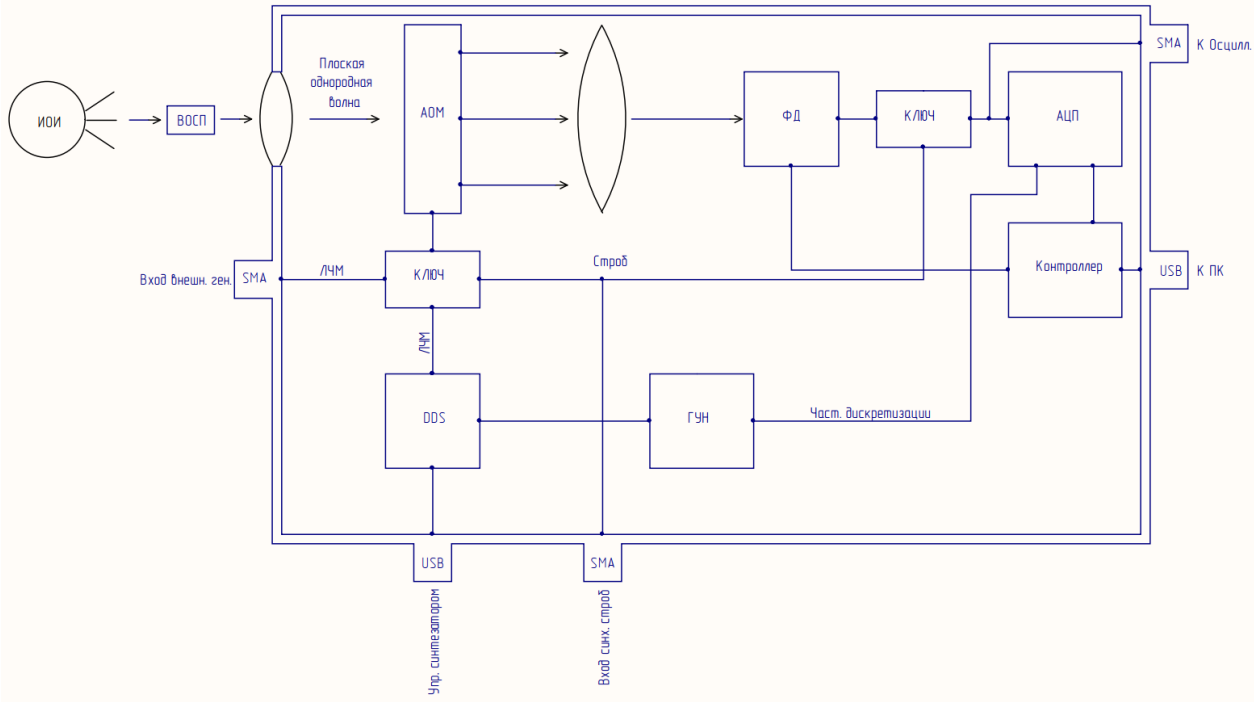



*Рис. 1. Структурная схема оптического спектрометра на базе АОПФ*

В качестве фотодетектора (ФД) предлагается использовать точечный фотоприемник. Для возможности вывода аналогового сигнала с ФД на внешний осциллограф предусмотрен коаксиальный разъём (SMA), также используется аналого-цифровой преобразователь (АЦП) для возможности передачи цифрового сигнала на персональный компьютер (ПК) и дальнейшей цифровой обработки.

Предложенная схема спектрометра позволяет работать в нескольких режимах, которые выбираются с помощью управляющего электрического импульса и видом дифракции в среде акустооптического взаимодействия. В статье исследуется работа оптического спектрометра на базе АОПФ в режиме дифракции Рамана-Ната с различными видами управляющих сигналов: управляющим сигналом с ЛЧМ, гармоническим сигналом, управляющим сигналом со ступенчатой частотной модуляцией (СЧМ). Возможность управлять длительностью импульса позволяет учесть и компенсировать переходный процесс фотодетектора.

## 2. Сопоставление режимов работы спектрометра при различных видах управляющего колебания в задачах оптического спектрального контроля

### *2.1. Режим работы с использованием ЛЧМ-сигнала*

В этом режиме электрическое управляющее колебание представляет собой периодическую последовательность электрических импульсов (ра-

диоимпульсов) с линейным изменением мгновенной частоты. Создаваемая решеткоподобная структура с переменным шагом позволяет последовательно детектировать спектральные компоненты оптического сигнала. Характеристики этой решеткоподобной структуры могут быть контролируемым способом изменены быстро и в значительных пределах.

На рис. 2 показан характер изменения мгновенной частоты управляющего колебания, на котором используются следующие обозначения: $\Omega_n$ – начальная частота управляющего сигнала с ЛЧМ; $\Omega_{\min}$ – минимальная частота; $\Delta\omega$ – девиация частоты управляющего сигнала с ЛЧМ; M – скорость изменения частоты управляющего сигнала с ЛЧМ; $T_a$ – время анализа.

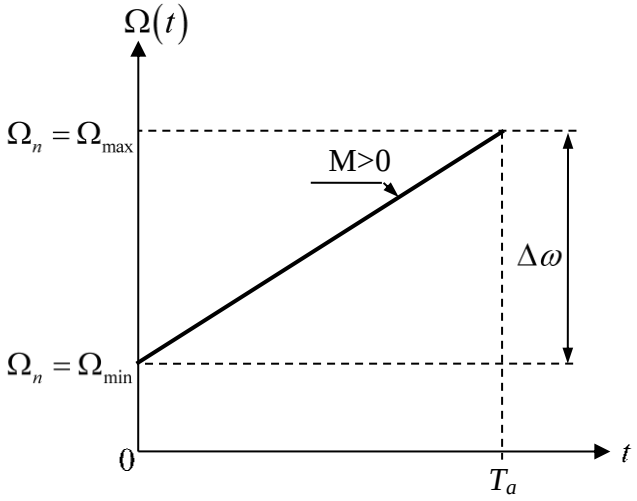



*Рис. 2. Закон изменения частоты управляющего сигнала с ЛЧМ*

Для определения комплексной аппаратной функции рассматриваемого спектрального прибора достаточно рассмотреть один цикл его работы падении однородной плоской монохроматической плоской световой волны частоты $\omega'$. Этому соответствует управляющее колебание:

$$s(t) = U \exp\left( i\Omega_0 t + \frac{\mathrm{M}t^2}{2} \right),\ t \in [0; T_a], \qquad (1)$$

где $\Omega_0$ – средняя частота колебаний; $\mathrm{M} = const$ – скорость изменения мгновенной частоты.

Управляющее колебание (1) возбуждает в среде акустооптического взаимодействия акустический столб:

$$u(x,y,z,t) = \hat{V}s(t) = \mathrm{X}_s(y,z) U \exp\left( i\left( \Omega_0 t + \frac{\mathrm{M}t^2}{2} \right) - \left(\Omega_0 + \mathrm{M}t\right)\frac{x}{v} + \mathrm{M}\frac{x^2}{2v^2} \right) \qquad (2)$$

где $v$ – скорость звука в среде акустооптического взаимодействия, $t$ – текущее время.

В работе [12] приведены подробные математические выкладки, описывающие взаимодействие падающей на вход спектрометра однородной плоской монохроматической волны со сформированным акустическим столбом с дальнейшим пространственным Фурье-преобразованием результата акусто-оптического взаимодействия. Таким образом была установлена аппаратная функция спектрального прибора на базе АОПФ при использовании ЛЧМ сигнала. Аппаратная функция имеет вид:

$$\mathrm{K}(t,\mathrm{M},\Delta\omega)=\mathrm{A}\,\omega'\int_{-0{,}5L}^{0{,}5L}\exp\left(i\left(\frac{\mathrm{M}t}{v}+\frac{\Delta\omega\Omega_0}{\omega_0 v}\right)x+\left(\frac{\omega'\mathrm{M}}{\omega_0 2v^2}\right)x^2\right)dx, \qquad (3)$$

где $L$ – размер апертуры акустооптического модулятора, $\Delta\omega$ – девиация частоты, $\omega_0$ – частота монохроматической волны, падающей на вход спектрального прибора при определении аппаратной функции, $\omega'=\omega_0+\Delta\omega$, $x$ – пространственная координата в плоскости АОПФ вдоль распространения акустической волны.

Выбрав наиболее типичные параметры для АОПФ (например, на кристалле диоксида теллура $TeO_2$): $L$ = 1 см, $v$ = 4000 м/с, $\Omega_0$ = 100 МГц, а также требуемую для сканирования диапазона длин волн 400 – 600 нм девиацию частоты $\Delta\omega$ = 30 МГц, были получены следующие результаты компьютерного моделирования аппаратной функции спектрометра при различных скоростях перестройки частоты M = 0,1 МГц/мкс, 0,5 МГц/мкс и 5 МГц/мкс.

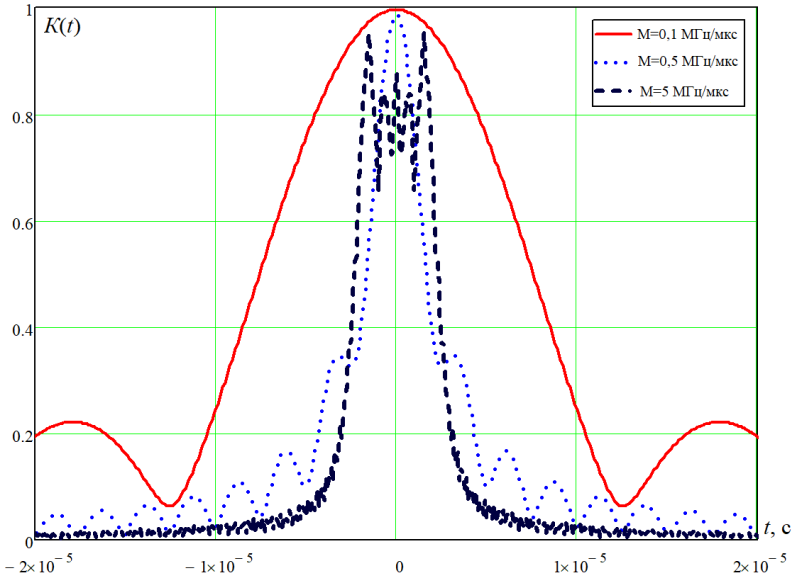



*Рис. 3. Результат моделирования аппаратной функции спектрометра при использовании ЛЧМ-сигнала при различных скоростях перестройки частоты*

Результаты моделирования показывают, что аппаратная функция имеет максимально приближенный к идеальной аппаратной функции в форме *sinc*(·) вид при скорости перестройки M = 0,1 МГц/мкс. Дальнейшее увеличение скорости перестройки частоты приводит к серьезному искажению формы

аппаратной функции даже несмотря на уменьшение ее ширины. Таким образом, предварительная оценка для сканирования участка спектра может составлять по меньшей мере $T_a = \Delta\omega/M$ = 30 МГц / 0.1 МГц/мкс = 300 мкс.

*2.2. Режим работы с использованием управляющего сигнала со ступенчатым изменением частоты (СЧМ)*

Еще одним возможным режимом измерения оптического спектра с помощью спектрометра на базе АОПФ является использование управляющего сигнала со ступенчатым изменением частоты (СЧМ). Используемый управляющий сигнал с СЧМ состоит из последовательности радиоимпульсов длительности $t_и$. При этом длительность каждого импульса должна быть больше времени «заполнения» АОПФ акустической волной. Это время определяется как $T=L/v$ и при размере апертуры АОПФ 1 см и скорости звуковой волны 4000 м/с составляет 2,5 мкс. Закон изменения частоты управляющего сигнала при СЧМ приведен на рис. 3.

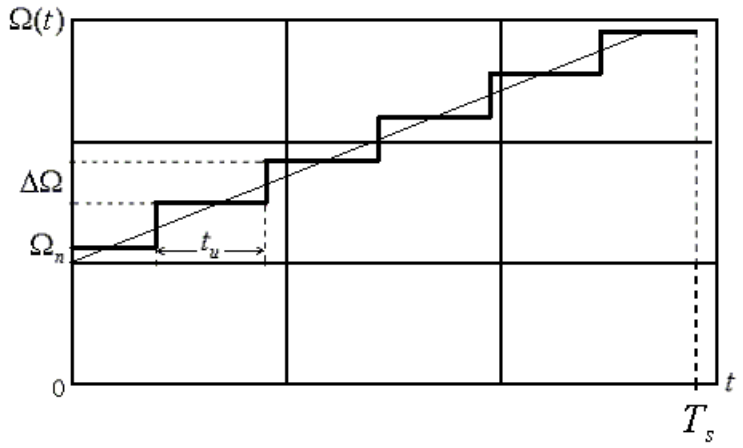



*Рис. 3. Закон изменения частоты управляющего сигнала с СЧМ*

Этому режиму работы соответствует управляющий сигнал в форме последовательности радиоимпульсов со скачкообразным изменением мгновенной частоты $\Omega(t)$:

$$\Omega(t) = \sum_{n=1}^{N} \Delta\Omega_n \theta(t - (n-1)\Delta\tau), \tag{4}$$

где $\Delta\Omega_n > 0 -$ скачок круговой частоты в каждом элементарном радиоимпульсе, при этом круговая частота колебаний первого элементарного радиоимпульса $\Omega_1 = \Delta\Omega_1$; $\theta(\cdot) -$ ступенчатая функция Хевисайда; $t \in (kT_s, kT_s + \tau_s)$, $k = 0,1.2...$; $N -$ число скачков частоты в отдельном управляющем радиоимпульсе; $\Delta\tau = T_a / N -$ длительность элементарного радиоимпульса в составе отдельного управляющего радиоимпульса.

Сформированный в течение одного периода управляющий сигнал со скачкообразным изменением частоты описывается выражением:

$$s_2(t) = S_0 \cdot \sum_{n=1}^{N} \left(\theta(t-(n-1)\Delta\tau) - \theta(t-n\Delta\tau)\right) \cdot \exp(i\Omega_n t + \varphi_n), \quad (5)$$

где

$$\Omega_n = \sum_{m=1}^{n} \Delta\Omega_m \theta(t-(m-1)\Delta\tau). \quad (6)$$

Соотношение (5) позволяет записать переменную во времени временную спектральную частоту:

$$\omega(t) = \frac{Fc_0}{vx} \sum_{n=1}^{N} \Delta\Omega_n \theta(t-(n-1)\Delta\tau), \quad (7)$$

Соотношению (7) соответствует комплексная аппаратная функция оптического дифракционного спектрального прибора, где в качестве диспергирующей системы используется акустооптический модулятор при скачкообразном изменении частоты управляющего сигнала [13]:

$$K_l(\omega(t), \omega', t) = \frac{1}{x} \frac{\sin((\omega(t)-\omega')T_0/2)}{(\omega(t)-\omega')} \exp(i\omega' t), \quad (8)$$

На рис. 4 представлен результат компьютерного моделирования аппаратной функции при использовании СЧМ с шагом перестройки частоты $\Delta\Omega$ = 1 МГц.

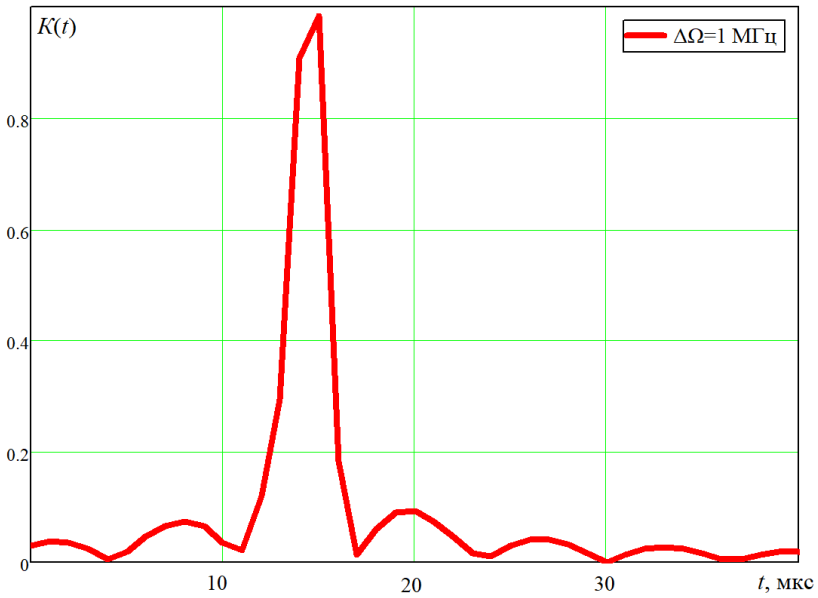



*Рис. 4. Аппаратная функция спектрометра на базе АОПФ при использовании СЧМ (ΔΩ=1 МГц)*

Результаты моделирования показывают, что даже при таком большом интервале перестройки частоты аппаратная функция имеет достаточно приближенную форму к требуемой в форме sinc. Общее время сканирования спектра при девиации частоты 30 МГц будет составлять порядка 150…200 мкс. В случае, если необходимо анализировать лишь заранее определенный набор спектральных линий, это время может быть значительно уменьшено.

## Заключение

В работе предложено использование спектрометра на базе АОПФ в системе контроля физических и физико-химических процессов, протекающих в экстремальных условиях. Для устранения негативного воздействия экстремальных условий на спектрометр предлагается использование волоконно-оптической системы передачи.

Выполнено сопоставление режимов спектрометра при различных видах управляющих колебаний, подаваемых на АОПФ: в случае использования непрерывного ЛЧМ сигнала и сигнала со ступенчатой перестройкой частоты (СЧМ). Результаты моделирования показали, что применение ЛЧМ позволяет последовательно сканировать весь диапазон, но время сканирования оказывается достаточно большим, так как повышение скорости перестройки частоты сильно искажает аппаратную функцию. Использование СЧМ позволяет производить сканирование лишь на заранее определенных участках спектра путем скачкообразной перестройки частоты генератора. Это значительно уменьшает время сканирования спектра, при этом форма аппаратной функции близка к идеальной. Таким образом, в системах контроля предпочтительнее использовать именно СЧМ, где требуется высокое быстродействие прибора контроля.

## Библиографический список

1. ГОСТ Р 56542-2015. Контроль неразрушающий. Классификация видов и методов. М.: Стандартинформ, 2015. 16 с.

2. Спектральный комплекс для контроля процесса плавки обеспечения взрывобезопасности промышленных вакуумно-дуговых печей СЗП. URL: https://www.geo-ndt.ru/pribor-1616-spektralnii-kompleks-dlya-kontrolya-processa-plavki-obespecheniya-vzrivobezopasnosti-promishlennih-vakyymno-dygovih-pechei-szp.htm

3. Williamson R. Plasma Studies in Vacuum ARC Remelting / R. Williamson, F. Zanner, L. Bertram, H. Peebles // MRS Proceedings. 1987. V. 98. P. 365.

4. Алехин А. А., Баринов В. А., Любченко Ф. Н. Исследование спектральных характеристик свечения факела двигателя 11Д58М // Теоретические и экспериментальные исследования вопросов общей физики: сб. науч. тр. / ЦНИИмаш. Королев, 2003. С. 6–14.

5. Vaganov M. A. The multichannel spectral device with transmitting analyzed optical signals by the optical fiber for the liquid propellant rocket engine diagnostics/ M. A. Vaganov, O. D. Moskaletz// Proc. of SPIE Current Developments in Lens Design and Optical Engineering XIV. V. 8841. Bellingham, WA, 2013. Pp. 884114 -1 – 884114 -8.

6. Ваганов М. А. Резонансный метод бесконтактного анализа оптических спектров и его техническая реализация для решения задач контроля процессов горения. СПб., 2014. 152 с.

7. Paraskun A.S The Application Of Contactless Optical Spectroscopy in Automatic Control Systems of Technological Processes / Paraskun A.S., Moskaletz O.D., Kazakov V.I., Vaganov M.A. // 2019 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF 2019) Pp. 8840653.

8. Москалец О.Д., Казаков В.И., Кулаков С.В. Формирование и считывание спектроскопической информации в системе анализа спектра на базе дифракционной решетки // Датчики и системы. 2019. №11. С. 11-17.

9. Пат. 86734 РФ, МПК8 G 01 J 3/26. Параллельный анализатор спектра сигналов оптического диапазона / И. Н. Архипов, М. А. Ваганов, С. В. Кулаков, Е. Н. Котликов, О. Д. Москалец, Л. Н. Пресленев, В. Н. Прокашев (РФ). № 2009116195/22 // Изобретения и полезные модели. 2009. № 25. 2 с.

10. Калинин В. А. Спектральные измерения в оптическом диапазоне с передачей анализируемых сигналов по оптическому волокну. СПб., 2006. 133 с.

11. Пожар В. Э. Методы акустооптической спектрометрии. Автореф. … дис. д-ра физ.-мат. наук. М., 2005.

12. Kazakov V.I., Korol G.I., Moskaletz O.D. Investigations of spread function of the optical spectral device based on acousto-optic tunable filter. Proc. SPIE. Vol. 9889. Optical Modelling and Design IV, 98891O, 2016.

13. Moskaletz O.D., Vaganov M.A., Kazakov V.I., Khomutov A.S. Measurement of optical spectrum by a spectral device based on an acousto-optic tunable filter with a stepwise tuning frequency. Proc. of SPIE V. 11354. P. 113542Z. 2020.

**УДК 534.535**

***Г.В. Кулак****
доктор физико-математических наук, профессор
***В.Н. Белый*****
доктор физико-математических наук, профессор
***П.И. Ропот*****
кандидат физико-математических наук, доцент
***Г.В. Крох****
исследователь
***О.В. Шакин*******
доктор технических наук, профессор
*Мозырский государственный педагогический университет им. И.П. Шамякина, Беларусь
**Институт физики им. Б.И. Степанова НАН Беларуси, Минск, Беларусь
***Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, Россия

# АКУСТООПТИЧЕСКАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ БЕССЕЛЕВЫХ СВЕТОВЫХ ПУЧКОВ ИНФРАКРАСНОГО ДИАПАЗОНА В ОДНООСНЫХ КРИСТАЛЛАХ

Исследованы особенности неколлинеарной акустооптической фильтрации квазибездифракционных бесселевых световых пучков инфракрасного диапазона спектра в одноосных кристаллах. Найдено выражение для эффективности дифракции в зависимости от параметров взаимодействующих бесселевых пучков *о*- и *е*- типа, а также от значений интегралов перекрытия. С использованием метода интегралов перекрытия показано, что независимо от значения моды бесселевого светового пучка в условиях поперечного фазового синхронизма дифрагированных бесселевых пучков *о*- и *е*- типа в диапазоне оптического спектра 8,4 – 13,6 мкм нм в кристаллах теллура достижима полоса пропускания фильтра ~20 нм; для кристаллов ортоселеноарсенита в диапазоне спектра 9 – 14 мкм достижима полоса пропускания ~48 нм.

***Ключевые слова*****:** неколлинеарное акустооптическое взаимодействие, инфракрасный диапазон, бесселевы световые пучки, акустооптическая фильтрация, одноосный кристалл, эффективность дифракции.

*Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (РФФИ): проект № 20-57-00004, и Белорусского республиканского фонда фундаментальных исследований (БРФФИ): проект № Ф20Р-286.*

***G.V. Kulak****
Dr. of Phys.-Math Sciences, Professor
***V.N. Belyi*****
Dr. of Phys.-Math Sciences, Professor
***T.V. Ropot*****
PhD of Physical and Mathematical Sciences, Associate Professor

***G.V. Krokh***[*]
Researcher
***O.V. Shakin***[***]
Dr. of Engineering, Professor
* Mozyr State Pedagogical University named after I.P. Shamya Kina, Belarus
**Insitute of Physics of NAS Belarus, Belarus
***State University of Aerospace Instrumentation,
St. Petersburg, Russia

## ACOUSTO-OPTICAL FILTRATION OF INFRARED REGION BESSEL LIGHT BEAMS IN UNIAXIAL CRYSTALS

The noncollinear acousto-optic filtration of infrared region Bessel light beams in uniaxial crystals has been investigated. An expression is found for the diffraction efficiency depending on the parameters of the interacting Bessel beams of the o- and e-type, as well as on the values of the overlap integrals. Using the method of overlap integrals it is shown that independently of the order of Bessel light beams in the conditions of transversal phase-matching of diffracted waves in the range of optical spectrum 8,4 – 13,6 μm in tellurium crystals the bandwidth of transmission ~20 nm is reached. For ortoselenoarsenit crystals in the range of optical spectrum 9 – 14 μm the bandwidth of transmission ~48 nm is reached.
***Keywords*:** noncollinear acousto-optic interaction, acousto-optic filtration, Bessel light beams, uniaxial crystal, diffraction efficiency.

Прогресс в развитии акустооптических (АО) устройств, функционирующих в длинноволновой области инфракрасного спектра (ИК), связан с созданием двулучепреломляющих материалов, которые являются прозрачными в этой области и имеют высокое значения параметра акустооптического качества $M_2$ с учетом обратно пропорциональной квадратичной зависимости эффективности дифракции (в режиме слабого АО взаимодействия) от длины волны света [1-3].

На рис. 1 показана схематическая диаграмма волновых векторов акустооптического перестраиваемого фильтра (АОПФ) в режиме спектрометра, работающего в дальнем ИК диапазоне спектра 8,4 – 13,6 мкм для кристалла *Te* и в диапазоне 9 – 14 мкм для кристалла $Tl_3AsSe_3$.

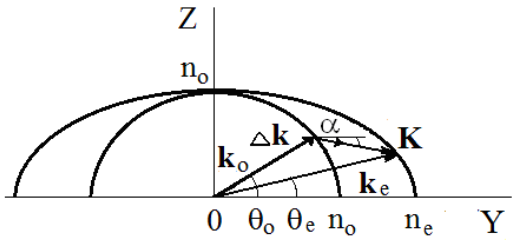



*Рис. 1. Векторная диаграмма акустооптического взаимодействия в YZ плоскости кристалла Te и $Tl_3AsSe_3$*

Кроме обычного продольного фазового согласования, бесселевы световые пучки (БСП) должны удовлетворять условиям поперечного фазового согласования [4]. При этом вычисление интегралов перекрытия ($g_m$), для бессе-

левого пучка порядка *m*, позволяет найти их максимальные значения в условиях поперечного фазового синхронизма ($g_m \approx 1$).

## Теоретические результаты и их обсуждение

Рассмотрим геометрию АО взаимодействия, при которой УЗ волна распространяется в кристалле *Te* ($Tl_3AsSe_3$) в направлении под углом $\alpha$ к оси *Y* и занимает пространство между плоскостями $z = 0$ и $z = l$. Будем считать, что падающая световая волна в одноосном кристалле имеет обыкновенную «*o*» поляризацию и является бесселевым световым пучком *o*-типа [5]. В свою очередь, дифрагированная волна имеет необыкновенную «*e*» поляризацию и является бесселевым пучком *e*-типа (рис. 1). Ось падающего БСП *o*-типа расположена в плоскости YZ под углом $\theta_o$ к оси Y. При этом реализуются условия пространственного $\vec{k}_o \pm \vec{K} = \vec{k}_e + \Delta\vec{k}$ и временного $\omega \pm \Omega = \omega_d$ синхронизма, где $\vec{k}_o$ ($\vec{k}_e$) – волновой вектор БСП *o*-типа (*e*-типа), $\vec{K}$ – волновой вектор УЗ волны, $\Delta\vec{k}$ – расстройка фазового синхронизма (продольное фазовое рассогласование). Падающий и дифрагированный пучки соответственно *o*- и *e*-типа обладают сложной неоднородной по сечению пучка поляризационной структурой [6]. Решение системы уравнений связанных волн ищем с использованием следующих граничных условий: $A_o(z=0) = A$, $A_e(z=0) = 0$. Тогда выражение для дифракционной эффективности имеет вид:

$$\eta = \frac{\chi^2 \sin^2\left[l_d\sqrt{\chi^2 + (\Delta k_z/2)^2}\right]}{\chi^2 + (\Delta k_z/2)^2}, \chi = \frac{\pi n_o^4 g_m p_{эф}}{2n\lambda_0 \sin(\theta_o+\alpha)\sin(\theta_e+\alpha)}\sqrt{\frac{2I_a}{\sigma\upsilon^3}},$$

$$\Delta k_z = \left(-\frac{2\pi n_o}{\lambda_0^2}\right)\left\{\sqrt{\left[(\xi(\theta_o)-\eta)^2 + 2\eta\xi(\theta_o)(1-\cos(\theta_o+\alpha))\right]} - 1\right\}\Delta\lambda,$$

$$\xi(\theta_o) = \frac{n_e}{\sqrt{n_o^2\cos^2\theta_o + n_e^2\sin^2\theta_o}}, \eta = \frac{\lambda_0 f}{n_o \upsilon},$$

причем $\lambda_0$ – центральная длина световой волны, $\Delta\lambda$ – отклонение длины волны света от центральной, *f* – частота УЗ волны, $\upsilon$ – фазовая скорость сдвиговой УЗ волны; $p_{эф} = (p_{11}-p_{12})\cos(\alpha)\sin(2\alpha+\theta_e)/2 + (n_e/n_o)^2 p_{41}\cos(2\alpha+\theta_e)$ для кристалла Te и $p_{эф} = (p_{11}-p_{12})\cos^2(\alpha) - 2(n_e/n_o)^2 p_{44}\sin^2(\alpha)$ для кристалла $Tl_3AsSe_3$ ($p_{11}, p_{12}, p_{44}, p_{41}, p_{66}$ – фотоупругие постоянные, $\sigma$ – плотность кристалла, $n = (n_o + n_e)/2$, $I_a$ – интенсивность УЗ волны, $l_d \sim l$ (*l* – длина акустического пучка [2, 3]). При решении системы уравнений связанных волн находят комплексную амплитуду дифрагированной волны $A_e$. Тогда в качестве коэффициента дифференциального уравнения относительно $A_e$ получаем интеграл перекрытия $g_m$ дифрагированных волн.

Исследованы зависимости эффективности дифракции η от отстройки длины волны падающего светового пучка от условий точного брэгговского синхронизма Δλ.

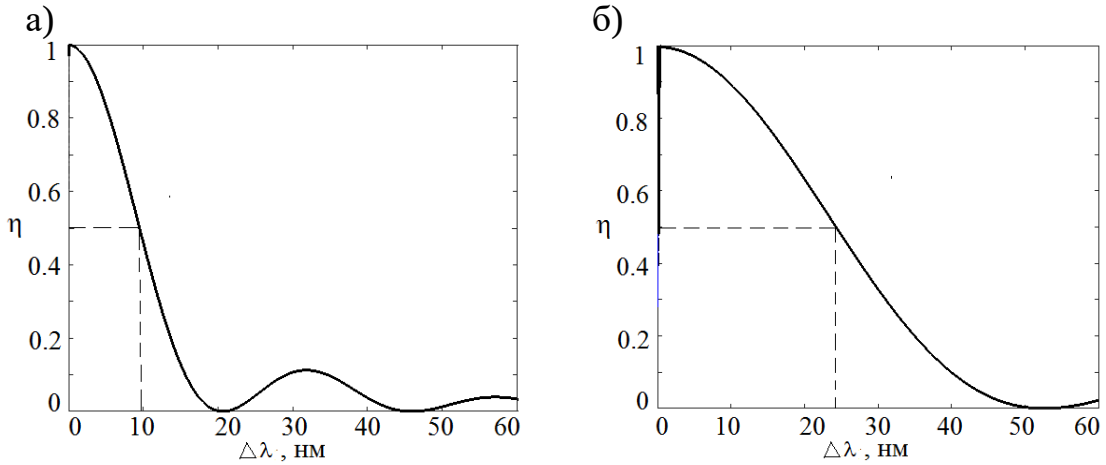



*Рис. 2. Зависимость эффективности дифракции η от ширины Δλ спектра АОПФ для кристалла Te (а) с $n_o$=4,8 и $n_e$=6,25, $\lambda_0$=11 мкм, $\alpha=10^0$, l= 2 см, η≈1, f=35,7 МГц, m=0÷3, (максимальной эффективности дифракции соответствует акустической интенсивности $I_a$=6 Вт/см$^2$); зависимость эффективности дифракции η от ширины спектра АОПФ для кристалла $Tl_3AsSe_3$ (б) с $n_o$=3,334, $n_e$=3,146, $\lambda_0$=11 мкм, $\alpha=14^0$, l= 2 см, η≈1., f=19,7 МГц, m=0÷3 (максимальной эффективности дифракции соответствует акустической интенсивности $I_a$=0,1 Вт/см$^2$).*

Шарина полосы АОПФ рассчитывалась по уровню 50% от максимального значения дифракционной эффективности. Ширина полосы пропускания для кристаллов *Te* составила $\Delta\lambda_{1/2}$=20 нм. Значения полосы пропускания обусловлены нарушением брэгговского синхронизма при отклонении длины волны падающего света от центральной ($\lambda_0$). Ширина полосы пропускания для кристалла $Tl_3AsSe_3$ составила $\Delta\lambda_{1/2}$=48 нм.

## Заключение

Таким образом, в одноосных кристаллах Te и $Tl_3AsSe_3$ в широком диапазоне спектра ИК излучения возможна неколлинеарная АО фильтрация полихроматических бесселевых световых пучков *о*- и *е*-типов для мод БСП различных порядков (*m*) в условиях поперечного синхронизма дифрагированных волн. В диапазоне оптического ИК спектра 8,4 – 13,6 мкм нм в кристаллах теллура достижима полоса пропускания фильтра ~20 нм и для кристаллов ортоселеноарсенита в диапазоне ИК спектра 9 – 14 мкм достижима полоса пропускания ~48 нм. Аналогичные особенности АО фильтрации БСП имеют место в кристаллах парателлурита в видимом диапазоне спектра [6].

## Библиографический список

1. Feichner J.D., Gottlieb M., Conroy J.J. $Tl_3AsSe_3$ noncollinear acoustooptic filtration at 10 μm // Applied Physics Letters. 1979. V. 34. No.1. Pp. 1-2.

2. Suhre D.R., Villa E. Imaging spectroradiometer for 8-12 μm region with a 3 $cm^{-1}$ passband acousto-optic tunable filter // Applied Optics. 1998. V. 37. No. 12. Pp. 2340-2345.

3. Gupta N., Voloshinov V.B., Knyazev G.A., Kulakova L.A. Tunable wide-angle acousto-optic filter in single-crystal tellurium // Journal of Optics. 2012. V. 14. P. 1-9.

4. Belyi V.N., Khilo P.A., Kazak N.S., Khilo N.A. Generation of TH- and TE-polarized Bessel light beams at acousto-optic interaction in anisotropic crystals // Optics commun. 2014. V. 325. P. 84 – 91.

5. Гиргель С.С. Бесселевы световые пучки в одноосных кристаллах. Ковариантные методы в теоретической физике. Оптика и акустика. Сборник научных трудов. Минск. 2005. С. 170-176.

6. Кулака Г.В., Крох Г.В., Ропот П.И., Шакин О.В. Неколлинеарная акустооптическая фильтрация полихроматических бесселевых световых пучков в одноосных кристаллах // Журнал прикладной спектроскопии. 2018. Т. 85. № 3. С. 485-490.

**УДК 534.535**

***Г.В. Кулак****
доктор физико-математических наук, профессор
***Н.С. Казак*****
доктор физико-математических наук, профессор
***Т.В. Николаенко****
кандидат физико-математических наук, доцент
***О.В. Шакин*******
*Мозырский государственный педагогический университет им. И.П. Шамякина, Беларусь
**Институт физики им. Б.И. Степанова НАН Беларуси, Минск, Беларусь
***Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, Россия

# ДИФРАКЦИЯ БЕССЕЛЕВЫХ СВЕТОВЫХ ПУЧКОВ НА УЛЬТРАЗВУКОВЫХ ВОЛНАХ ЛЯВА

Исследована брэгговская дифракция бесселевых световых пучков на дисперсионных волнах Лява в многослойной системе воздух-$SiO_2$-Si в зависимости от амплитуды деформации ультразвуковой волны для толщин слоя, соответствующих первым четырем модам Лява. Показано, что возмущенные волнами Лява слои на основе акустооптических кристаллов могут быть использованы в качестве модуляторов бесселевых световых пучков в режиме отражения и пропускания. Установлено, что различные моды Лява могут быть раздельно детектированы бесселевыми световыми пучками нулевого порядка в условиях поперечного фазового синхронизма.
***Ключевые слова:*** волна Лява, бесселев световой пучок, акустооптическое взаимодействие, плоскопараллельный слой, брэгговская дифракция.

*Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (РФФИ): проект № 20-57-00004, и Белорусского республиканского фонда фундаментальных исследований (БРФФИ): проект № Ф20Р-286.*

***G.V. Kulak****
Dr. of Physical and Mathematical Sciences, Professor
***N.S. Kazak*****
Dr. of Physical and Mathematical Sciences, Professor
***T.V. Nikolaenko****
PhD of Phisics-Mathematical Sciences, Associated Professor
***O.V. Shakin*******
Dr. of Engineering, Professor
In Mozur State Pedagogical University, Belarus
**B.I. Stepanov Insitute of Physics of NASB Minsk, Belarus
***State University of Aerospace Instrumentation, St. Petersburg, Russia

## DIFFRACTION OF BESSEL LIGHT BEAMS BY THE LAVE WAVES

The acousto-optical Bragg diffraction of Bessel light beams on dispersion Lave waves in a multi-layer air-$SiO_2$-Si system was studied as a function of the ultrasonic wave deformation amplitude for layer thicknesses corresponding to the first four Lave modes. It is shown that the slabs made of the acousto-optical crystals and perturbed by the Lave waves may be used as Bessel light beams modulator in the regime of reflection and transmission. It was found that various Lave modes can be separately detected by zero-order Bessel light beams under conditions of transverse phase matching.
***Keyworlds:*** Lava waves, Bessel light beam, acousto-optical interaction, plan-parallel slab, Bragg diffraction.

### Введение

В полубесконечной среде (подложке), на которую нанесен тонкий слой (акустический волновод) с отличающимися от подложки упругими свойствами, могут возникать поверхностные сдвиговые ультразвуковые (УЗ) волны. К настоящему времени этот вид сдвиговых упругих волн волноводного типа, волн Лява, хорошо изучен в кристаллоакустике, однако недостаточно используется в акустооптике [1, 2, 3].

### Теоретические результаты и обсуждение

Рассмотрим особенности акустооптического (АО) преобразования бесселевых световых пучков на поверхностных сдвиговых УЗ волнах Лява с учетом многократных френелевских отражений на границах слоя. Пусть плоскопараллельный слой толщиной $h$ с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_2$ помещен на однородную прозрачную среду (подложку) с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_3$. Среда со стороны свободной поверхности слоя имеет диэлектрическую проницаемость $\varepsilon_1$. Начало системы координат $XYZ$ поместим на свободной границе слоя, направив ось $X$ вдоль нормали к поверхности слоя, а ось $Y$ – перпендикулярно плоскости падения (рис. 1).

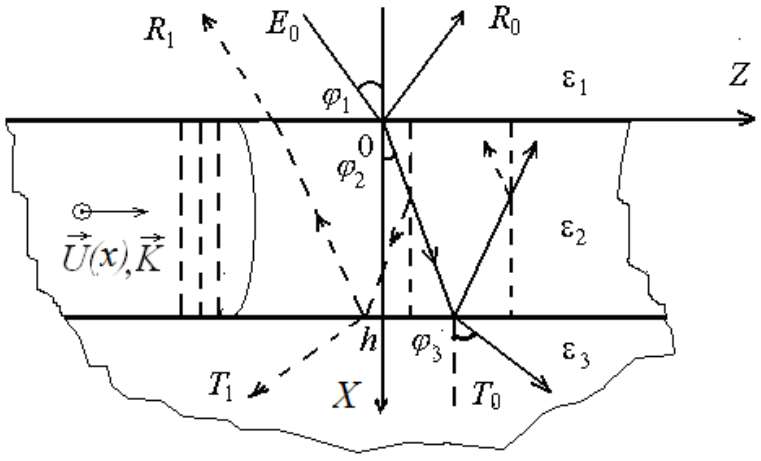



*Рис. 1. Схема брэгговской дифракции света на ультразвуковых волнах Лява*

Условием существования волн Лява является требование того, чтобы скорость поперечной волны в слое (волноводе) $\upsilon_2$ была меньше фазовой скорости поперечной волны той же поляризации в подложке $\upsilon_2'$ [3]. Это условие следует из отсутствия механических напряжений на свободной поверхности слоя и условия непрерывности механических напряжений в каждой точке поверхности раздела «слой-подложка». Слоистая система характеризуется размерным параметром – толщиной слоя *h*, и, следовательно, волны Лява обладают дисперсией.

Плоскопараллельный слой толщиной $h$, диэлектрическая проницаемость которого $\varepsilon_2$, расположен между однородными прозрачными средами с диэлектрическими проницаемостями $\varepsilon_1$ и $\varepsilon_3$ (рис. 1). Начало системы координат *XYZ* расположено на верхней границе слоя, а ось X перпендикулярна границе слоя. Ультразвуковая волна со смещением $U_2(x,z)$ создаёт периодическую в пространстве и времени решетку диэлектрической проницаемости вдоль оси *Z* и пространственно-неоднородную вдоль оси *X*

$$\varepsilon_2(x,z,t) = \varepsilon_2 + \Delta\varepsilon_2(x)\exp\{i(K_3 z - \Omega t)\},$$

где $\Delta\varepsilon_2(x) = -\varepsilon_2^2 p_{эф} U\cos(K_1 x)$; $U = K_3 U_0 / 2$ – амплитуда деформации УЗ волны, $p_{эф}$ – эффективная фотоупругая постоянная, $U_0$ – амплитуда смещения. Плоская световая волна с частотой $\omega >> \Omega$ и волновым вектором $\vec{k}_1 = \vec{e}_x k_{1x} + \vec{e}_z k_{1z}$ $(k_{1x} = kn_1\cos\phi_1,\quad k_{1z} = kn_1\sin\phi_1,\ n_1 = \sqrt{\varepsilon_1})$ падает на слоистую структуру под углом $\phi_1$ и имеет линейную *s* – поляризацию. Угол преломления на границе «свободная поверхность-слой» $\phi_2 = arc\sin(\sqrt{\varepsilon_1/\varepsilon_2}\sin\phi_1)$ близок к углу Брэгга $\phi_2 \approx \phi_Б \approx K/2k_2$, где $k_2 = kn_2$. Поле дифрагированных бесселевых световых пучков (БСП) представимо в виде ряда

$$\vec{E} = \sum_{p=-\infty}^{p=+\infty} A_p(z)\vec{e}_{i,d}(\rho,\phi)\exp[i(k_{pz}z - \omega_p t - \pi p/2)], \qquad (1)$$

где $k_{pz} = k_{0z} + pK$, $\omega_p = \omega + p\Omega$; здесь $\vec{e}_{i,d}(\rho,\phi)$ – вектор-функции поляризации дифрагированных волн для БСП произвольного порядка (*m*).

При условии малости фотоупругих постоянных и при наличии затухания УЗ волны в подложке АО взаимодействием в подложке можно пренебречь. Подставив выражения (1) в волновое уравнение (см. [3]) и применив стандартные граничные условия на плоскостях *x*=0 и *x*=*h*, получим систему алгебраических уравнений относительно амплитудных коэффициентов пропускания ($t_0$, $t_{-1}$) и отражения ($r_0$, $r_{-1}$) для волн нулевого и первого порядков. Данная система уравнений может быть решена только численными методами. Однако, пренебрегая медленным изменением линейных членов, зависящих от *x*, по сравнению с экспоненциальными, получим систему линейных алгебраических уравнений относительно $t_0$, $t_{-1}$, $r_0$, $r_{-1}$, решение кото-

рой представимо в замкнутой форме. Амплитудные коэффициенты отражения и пропускания для волн, дифрагированных в нулевой и первый порядки, находим из соотношений

$$t_0 = -n_1 n_2 Z_a^{-1} Z_b^{-1}\left[\left(e^{-ik_a} + e^{-ik_b}\right) + r_{12} r_{23}\left(e^{ik_a} + e^{ik_b}\right)\right] e^{-ik_3 h},$$

$$r_0 = -Z_b^{-1}\left(e^{-ik_b} + r_{12} r_{23} e^{ik_b}\right),$$

$$r_{-1} = 4in_1 n_2 Z_a^{-1} Z_b^{-1}\left(n_2 - n_3\right)\left(n_1 + n_2\right)^{-1} \sin\left(k_a - k_b\right), \qquad (2)$$

$$t_{-1} = 2n_1 n_2 Z_a^{-1} Z_b^{-1}\left[\left(e^{-ik_a} + e^{-ik_b}\right) + r_{12} r_{23}\left(e^{ik_a} - e^{ik_b}\right)\right] e^{-ik_3 h},$$

где

$$Z_a = (r_{12} r_{23} e^{ik_a} + e^{-ik_a}),\ Z_b = (e^{-ik_b} + r_{12} r_{23} e^{ik_b}),$$

$$r_{12} = \left(n_1 \cos\phi_1 - n_2 \cos\phi_2\right)/\left(n_1 \cos_1 + n_2 \cos\phi_2\right),$$

$$r_{23} = \left(n_2 \cos\phi_2 - n_3 \cos\phi_3\right)/\left(n_2 \cos\phi_2 + n_3 \cos\phi_3\right),$$

$$k_3 = kn_3;\ n_3 = \sqrt{\varepsilon_3};\ k_{a,b} = k_2 h\sqrt{\left(1 \mp \eta_a\right) - K^2/4k_2^2};\ \eta_a = n_2^2 p_{эф} U g_m / 2.$$

Рассчитывались интегралы перекрытия дифрагированных волн $g_m$. Далее, при численных расчетах, использовались энергетические коэффициенты отражения ($R_0, R_1$) и пропускания ($T_0, T_1$), которые определены соотношениями:

$$R_0 = |r_0|^2, R_1 = |r_{-1}|^2, T_0 = \frac{n_3 \cos\phi_3}{n_1 \cos\phi_1}|t_0|^2, T_1 = \frac{n_3 \cos\phi_3}{n_1 \cos\phi_1}|t_{-1}|^2. \qquad (3)$$

Численные расчеты коэффициентов пропускания и отражения (3) для падающих бесселевых световых пучков нулевого порядка ($m$=0) проводились для многослойной структуры: воздух – кварц ($SiO_2$) – кремний (Si). При этом волна Лява высокой частоты концентрируется, в основном, в слое $SiO_2$ [2]. Предполагается, что на слой $SiO_2$ толщиной $h$ со стороны свободной поверхности под углом $\phi_1$, обеспечивающим брэгговский режим дифракции в слое, падает излучение *He-Ne* лазера с длиной волны $\lambda_0$=0,6328 мкм. УЗ волна Лява частотой $f$=$\Omega/2\pi$ =500 МГц, распространяясь в поверхностном слое, создает деформации с амплитудой $U = \sqrt{2I_a / \rho_2 \upsilon^3}$, где $I_a$ – интенсивность УЗ волны, $p_{эф} = p_{44}$ – эффективная фотоупругая постоянная, соответствующая анизотропной АО дифракции в слое. Зависимость коэффициента пропускания $T_1$ от амплитуды деформаций $U$ для различных мод Лява приведена на рис. 2,а. Значительные амплитуды деформации ($U$~$10^{-2}$) могут быть достигнуты уменьшением ширины УЗ пучка $W$ и оптимальным выбором толщины слоя $h_n$ ($n$=1,2,3,4, где $n$ – порядок моды Лява). Рис. 2,б иллюстрирует зави-

симости коэффициентов отражения $R_1$ дифрагированных волн для толщин слоя $h_n$, соответствующих первым четырем модам Лява.

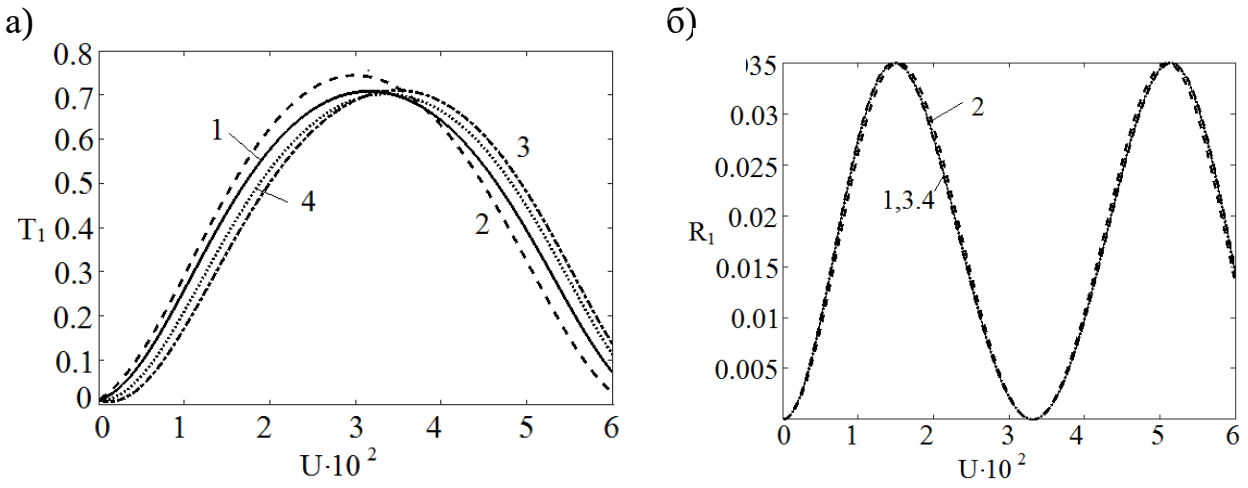



*Рис. 2. Зависимость коэффициента пропускания $T_1$ (а) и отражения $R_1$ (б) от амплитуды деформации U для различных $h_n$: 0,15708 (1); 0,47124 (2); 0,78539 (3); 1,09956 мм (4) ($n_1$=1; $n_2$=1,54; $n_3$=3,52; $p_{44}$=0,068; $\upsilon$=4687 м/с, $\lambda_0$=0,6328 мкм, f=500 МГц, m=0)*

При увеличении амплитуды деформации $U$ преобладают интерференционные эффекты, вызванные многократным френелевским отражением световых волн от границ слоя, и приводящие к увеличению эффективности дифракции света на ультразвуке. Величина коэффициента отражения $R_1$ незначительно изменяется для различных мод Лява, соответствующих различным толщинам слоя $h_n$.

## Заключение

Проведенные исследования позволяют заключить, что возмущенные ультразвуковыми волнами Лява слои на основе акустооптических материалов могут быть использованы в качестве модуляторов света в режиме отражения и пропускания. При этом различные моды волн Лява могут детектироваться оптическими методами, а наибольшая эффективность дифракции бесселевых световых пучков на ультразвуке достигается в условиях резонансного возбуждения отдельных мод.

## Библиографический список

1. Яковкин И.Б., Петров Д.В. Дифракция света на акустических поверхностных волнах. Новосибирск: Наука, Сибирское отделение, 1979. 184 с.

2. Дьельсан Э., Руайе Д. Упругие волны в твердых телах. Применение для обработки сигналов. М.: Наука, 1982. 424 с.

3. Кулак Г.В. Дифракция света на ультразвуке в условиях френелевского отражения // Опт. и спектр. 1994. Т. 76. № 6. С. 1027–1029.

**УДК 535.421**

***М.И. Купрейчик***
аспирант
***В.И. Балакший***
доктор технических наук, профессор
Московский государственный университет имени М.В. Ломоносова

# ИЗОТРОПНАЯ ДИФРАКЦИЯ НЕПОЛЯРИЗОВАННОГО ИЗЛУЧЕНИЯ В ПЕРИОДИЧЕСКИ НЕОДНОРОДНОМ АКУСТИЧЕСКОМ ПОЛЕ В ДВУОСНОМ КРИСТАЛЛЕ $TL_3ASS_4$

Исследована возможность создания на основе двуосного кристалла $Tl_3AsS_4$ акустооптических устройств управления неполяризованным излучением. Показана целесообразность применения фазированного преобразователя для повышения характеристик дефлекторов неполяризованного излучения. Установлено, что при использовании преобразователя с противофазным включением соседних секций перекачка энергии во второй дифракционный порядок приводит к существенному сужению частотного диапазона. Изучена возможность применения преобразователей с электронным управлением фазами соседних секций для создания дефлекторов с большим числом разрешимых положений в режиме высокой эффективности дифракции.
***Ключевые слова***: акустооптическое взаимодействие, дифракция Брэгга, условие фазового синхронизма, акустооптические дефлекторы, дифракция неполяризованного излучения.

*Работа выполнена при частичной поддержке гранта Российского научного фонда (РНФ) № 19-12-00072.*

***M.I. Kupreychik***
Postgraduate Student
***V.I. Balakshy***
PhD, Professor
M.V. Lomonosov Moscow State University

# ISOTROPIC DIFFRACTION OF UNPOLARIZED RADIATION IN PERIODICALLY INHOMOGENEOUS ACOUSTIC FIELD IN $TL_3ASS_4$ BIAXIAL CRYSTAL

The possibility of implementing unpolarized radiation control acousto-optic devices based on $Tl_3AsS_4$ biaxial crystal is investigated. The feasibility of using phased piezo-transducers to improve the performance of unpolarized radiation deflectors is shown. It is established that the energy transfer to the second diffraction order leads to a significant narrowing of frequency range when using the transducer with antiphase excitation of adjacent sections. The possibility of using the transducer with electronic control of the phases of sections to create deflectors with large number of spatially resolved elements in high efficiency mode is studied.
***Keywords:*** acousto-optic interaction, Bragg diffraction, Bragg phase matching, acousto-optic deflectors, diffraction of unpolarized radiation.

## Введение

Методы управления оптическим излучением, основанные на акустооптическом (АО) эффекте, находят широкое применение в различных областях науки и техники [1-3]. Современные АО модуляторы, дефлекторы и фильтры позволяют оперативно и с высокой точностью управлять параметрами световой волны, а также изменять направление ее распространения.

Проблема создания устройств управления неполяризованным излучением является актуальной, до сих пор до конца не решенной задачей современной акустооптики. Наиболее очевидный способ ее решения состоит в поиске срезов кристаллов с близкими коэффициентами АО качества для различных поляризаций падающего излучения в режиме изотропной дифракции. Подходящим для этой цели материалом является молибдат свинца $PbMoO_4$ [1], однако этот кристалл обладает плохими термофизическими свойствами. В списке перспективных материалов, не смотря на технологические трудности, свое место занимают и двуосные кристаллы. Одним из таких кристаллов является кристалл $Tl_3AsS_4$, для которого и проведены дальнейшие расчеты в настоящей работе.

Кристалл $Tl_3AsS_4$ – синтетический монокристалл ромбической сингонии, принадлежащий к точечной группе (mmm), с плотностью $\rho$=6.2 г/см$^3$ и температурой плавления $t$=420°C. Необходимо отметить, что именно кристаллы ромбической сингонии, из всех сингоний двуосных кристаллов заслуживают особого внимания, продиктованного возможным прикладным значением. $Tl_3AsS_4$ прозрачен в диапазоне длин волн от 0.6 до 12 мкм и является одним из наиболее перспективных материалов для создания АО устройств среднего ИК диапазона [4]. Отличительной особенностью материала являются низкие средние значения скоростей акустических мод, что вкупе с высокими значениями фотоупругих коэффициентов определяет чрезвычайно высокую АО эффективность [4,5]. Важным достоинством кристалла являются малые, в сравнении с кристаллом парателлурита, акустические потери в срезах с высоким значением АО качества, что позволяет использовать его на высоких частотах ультразвука [4]. Для длины волны излучения $\lambda$=2 мкм, для которой и проводились расчеты характеристик дифракции, главные показатели преломления равны: $n_Z$=2.584, $n_Y$=2.541, $n_X$=2.583 [4]. Необходимые для проведения расчетов значения упругих модулей и фотоупругих коэффициентов были взяты из источника [5]. Близкие значения фотоупругих коэффициентов $p_{1,1}$=0.44 и $p_{2,1}$=0.45 вкупе с умеренным двулучепреломлением материала определяют близкие значения коэффициентов АО качества для разных поляризаций падающего излучения. Как показывают расчеты, во всем диапазоне прозрачности кристалла эти значения отличаются не более чем на 10%; для длины волны $\lambda$=2 мкм различие составляет 5%, при этом меньший из коэффициентов АО качества равен $M$ =750·10$^{-18}$ с$^3$/г. Немаловажным моментом здесь является простота необходимой конфигурации среза кристалла. Дифракция происходит на чистой продольной акустической моде, распространяющейся вдоль кристаллографической оси $X$, которая с легкостью может быть возбуждена пьезо-преобразователем, в то время как оптические пучки распространяются вблизи кристаллографической оси $Z$. Именно простота прак-

тической реализации АО ячейки, наряду с высокой АО эффективностью, явилась причиной выбора именно этого среза кристалла для проведения дальнейших расчетов. Указанная геометрия изотропного АО рассеяния в кристалле $Tl_3AsS_4$ может быть использована для создания высокоэффективных АО модуляторов и АО дефлекторов неполяризованного излучения, существенно превосходящих по своим характеристикам существующие аналоги.

Известно, что практически линейный вид частотных зависимостей углов Брэгга, присущий изотропной дифракции, определяет относительно небольшое число разрешимых положений у АО дефлекторов, функционирующих на ее основе [1]. С другой стороны, при использовании в качестве источника ультразвука фазированного пьезо-преобразователя с противофазным возбуждением соседних секций последние практически не уступают по характеристикам аналогичным АО дефлекторам, функционирующим в режиме анизотропного АО рассеяния [6]. Диаграмма направленности такого преобразователя состоит из двух главных максимумов, расположенных симметрично относительно направления, ортогонального к плоскости преобразователя под углами $\Psi=\pm V/2df$, где $V$, $f$ – фазовая скорость и частота акустической волны, $d$ – период решетки преобразователя. При изменении частоты ультразвука происходит поворот эквивалентных волновых фронтов, отвечающих максимумам диаграммы направленности, что и обеспечивает расширение частотного диапазона АО ячейки. Фазовая неоднородность акустического поля приводит к тому, что максимальная эффективность дифракции достигается при оптимальных углах падения, отличных от угла Брэгга. Подобные углы могут быть истолкованы как углы Брэгга для системы эквивалентных волновых фронтов. При этом, не смотря на нарушение условия АО синхронизма, при падении излучения под оптимальными углами эффективность дифракции может достигать 100%, однако для этого требуется несколько большая акустическая мощность [7].

## Результаты расчетов

Частотные зависимости оптимальных углов падения для АО ячейки с фазированным преобразователем, соседние секции которого излучают в противофазе, показаны на рис. 1а. Здесь и далее собственную моду, отвечающую большему показателю преломления, будем называть модой $\alpha$, а моду с меньшим показателем будем обозначать как мода β. Расчеты проведены для периода структуры пьезо-преобразователя $d$=0.9 мм. В областях, отмеченных точками $D$, реализуется вариант АО взаимодействия с низкой частотной селективностью дифракции, оптимальный для создания АО дефлекторов [1,2]. Конфигурации дефлекторов в разных порядках дифракции соответствуют АО рассеянию на разных эквивалентных волновых фронтах, при этом наблюдаемая симметрия относительно оси абсцисс обусловлена симметричным расположением главных максимумов диаграммы направленности. На рис. 1б представлена АО область взаимодействия для ветвей $+1$β, рассчитанная для $N$=8 секций пьезо-преобразователя, периода структуры $d$=0.9 мм и зазора между отдельными секциями $a$=0.3 мм без учета перекачки энергии в

+2ой дифракционный порядок. Эффективность дифракции ζ показана градациями цвета: от нуля (черный) до единицы (белый). Значения ζ=1 соответствуют падению света на АО ячейку под оптимальными углами.

а) б)

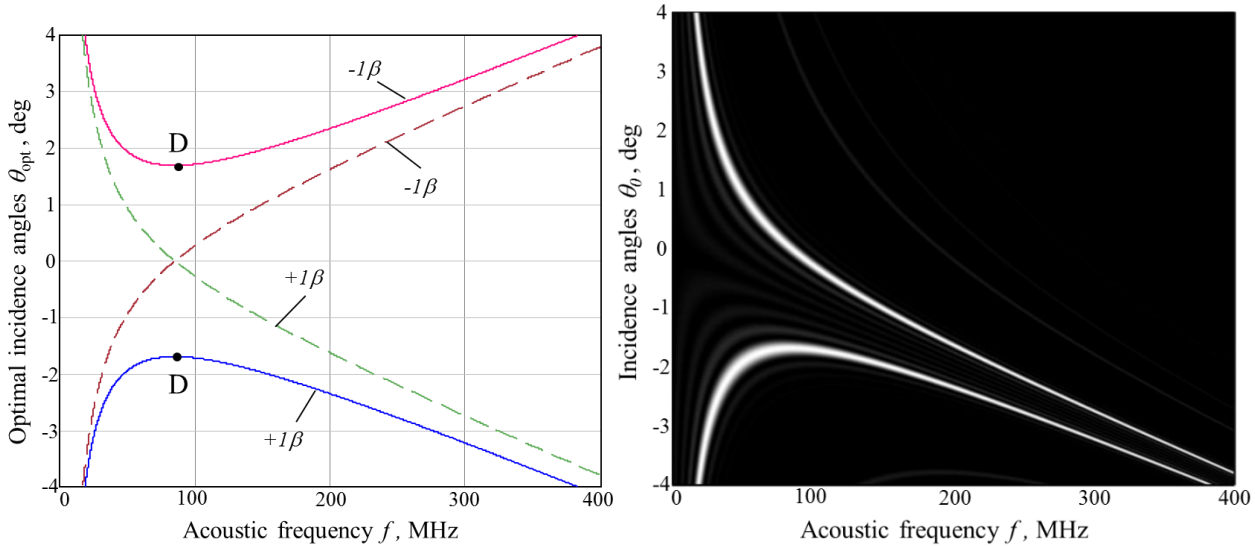



*Рис. 1. Частотные зависимости оптимальных углов падения (а) и АО область взаимодействия (б)*

Частотные характеристики дифракции, отвечающие АО области на рис. 1б, рассчитанные для угла падения $\theta_0$=–1.75°, представлены на рис. 2а для различных значений максимальной эффективности дифракции: ζ=0.4 (1), ζ=0.8 (2). Сплошными кривыми показаны характеристики с учетом перекачки энергии в +2ой порядок, в то время как характеристики без учета перекачки энергии изображены пунктиром. Как следует из приведенных графиков, перекачка энергии в +2ой порядок наблюдается в узкой области вблизи центральной частоты диапазона дефлектора. При этом в случае не слишком высокой эффективности дифракции она практически не оказывает влияние на ширину частотного диапазона АО ячейки. При дальнейшем увеличении мощности акустической волны эффективность дифракции +1ом порядке в центре диапазона дефлектора уменьшается, в то время как эффективность дифракции +2ом порядке существенно возрастает. Можно показать, что максимальная эффективность дифракции в +1ом порядке в центре диапазона составляет 50% и достигается при мощности акустической волны, вдвое меньшей, чем мощность, необходимая для достижения 100% эффективности дифракции. Таким образом, для реализации максимального частотного диапазона в режиме высокой эффективности дифракции при подходе к центральной частоте необходимо постепенно снижать потребляемую АО ячейкой мощность. Как нетрудно видеть из рис. 2б, построенном для угла падения $\theta_0$= –1.7°, эффективная дифракция неполяризованного излучения в таком случае наблюдается в полосе $\Delta f_1$=52 МГц. Сплошными и пунктирными кривыми на графике показаны характеристики для моды β и моды $\alpha$, соответственно. Частотный диапазон дефлектора может быть расширен при плавном

изменении фазового сдвига между подсекциями из $N$=4 секций, соединенных противофазно, от значения $\Delta\Phi=\pi$ в центре частотного диапазона до значения $\Delta\Phi=\pi/2$ на его краях, что требует подключения в цепь второй из подсекций фазовращателя. При таком подходе частотный диапазон составляет $\Delta f_2$=73 МГц, что почти в 4 раза превосходит частотный диапазон АО ячейки с теми же параметрами при дифракции в однородном акустическом поле.

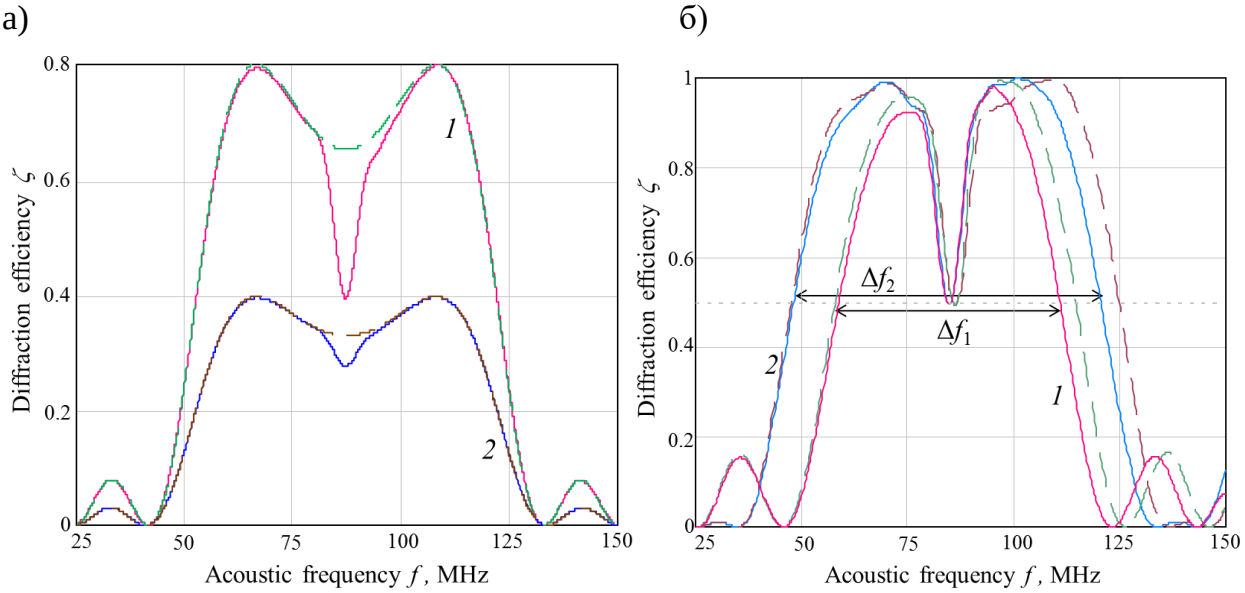



*Рис. 2. Частотные характеристики АО дифракции*

Для устранения провала в центре частотного диапазона необходимо избавиться от симметрии ветвей оптимальных углов падения +1β и –1β, для чего требуется изменить величину сдвига фаз между соседними секциями. Последнее приводит к повышению сложности изготовления АО ячейки, что, в свою очередь, накладывает существенные ограничения на число секций в структуре преобразователя. Частотные зависимости оптимальных углов падения для преобразователя со сдвигом фаз $\Delta\Phi=\pi/2$ между соседними секциями и периодом структуры $d$=0.12 мм приведены на рис. 3а. В таком случае наблюдается существенное различие в характеристиках дефлекторов в различных порядках дифракции, что обусловлено асимметрией диаграммы направленности относительно ортогонального к плоскости преобразователя направления. На рис. 3б представлены частотные характеристики взаимодействия для ветвей +1β, +1α для угла падения $\theta_0$= – 1.7°, рассчитанные для $N$=4 секций пьезо-преобразователя, периода структуры $d$=0.12 мм и зазора между отдельными секциями $a$=0.4 мм. Нетрудно видеть, что заметная перекачка энергии в $+2^{\text{ой}}$ порядок наблюдается в диапазоне, существенно сдвинутом относительно центральной частоты в область более низких частот. Плавным изменением сдвига фаз между секциями от значения $\Delta\Phi=\pi/2$ в центре диапазона до значения $\Delta\Phi=5\pi/6$ на его высокочастотной границе можно добиться существенного расширения частотного диапазона в область больших частот. Как следует из рис. 3б, эффективная дифракция неполяризованного излучения наблюдается в диапазоне частот $\Delta f_1$=63 МГц, при этом, что более важно,

в полосе $\Delta f_2$=55 МГц эффективность дифракции превышает 80%, что более чем в 5 раз шире аналогичного диапазона при рассеянии в однородном акустическом поле.

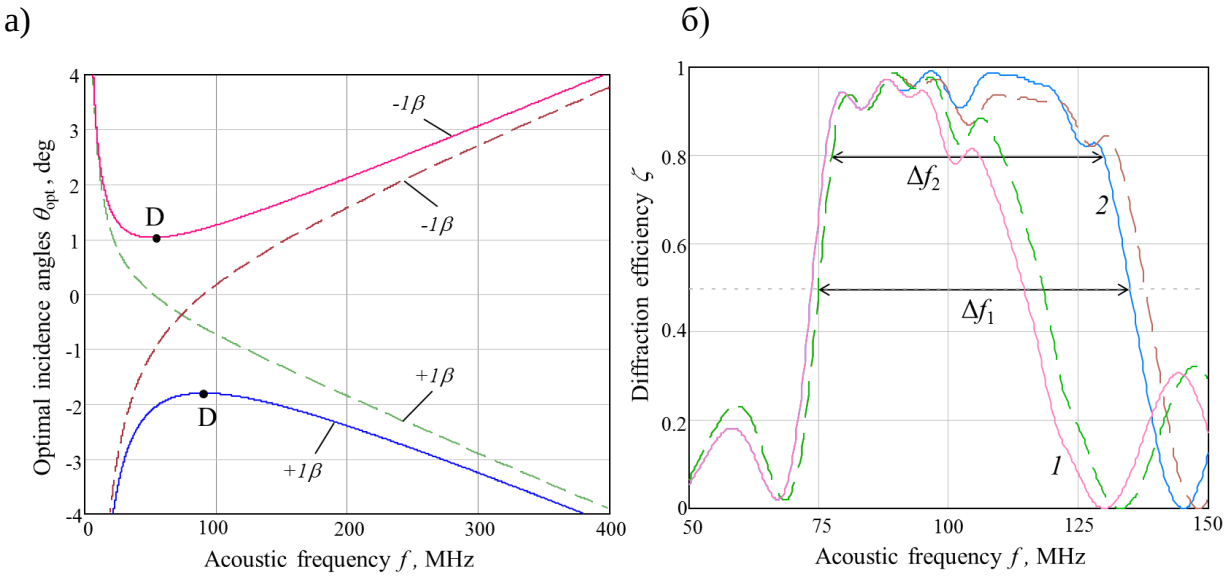



*Рис. 1. Частотные зависимости оптимальных углов падения (а) и частотные характеристики АО дифракции (б)*

Таким образом, на основании проведенных расчетов можно утверждать, что применение фазированных преобразователей в режиме изотропного АО рассеяния действительно позволяет существенно расширить частотный диапазон дефлектора неполяризованного излучения и, как следствие, повысить его число разрешимых положений.

## Библиографический список

1. Балакший В. И., Парыгин В. Н., Чирков Л. Е. Физические основы акустооптики. М.: Радио и связь, 1985.

2. Xu J. and Stroud R. Acousto-Optic Devices: Principles, Design, and Applications. NY: Wiley, 1992.

3. Goutzoulis A. P. and Pape D. R. Design and Fabrication of Acousto-Optic Devices. NY: Marcel Dekker, 1994.

4. Goutzoulis A. P., Gottlieb M., Davies K., and Kun Z. Thallium arsenic sulfide acoustooptic Bragg cells // Applied Optics. 1985. V. 24. P. 4183–4188.

5. Mytsyk B., Kryvyy T.,Demyanyshyn N., et al. Piezo–, elasto– and acousto-optic properties of Tl3AsS4 crystals. Applied optics. 2018. V. 57. Pp. 3796–3801.

6. Korpel A., Adier R., Desmares P., Watson W. A television display using acoustic deflection and modulation of coherent light // Proc. IEEE. 1966. V. 54. No. 10. Pp. 1429–1437.

*7.* Balakshy V. I., Kupreychik M. I., and Mantsevich S. N. Anisotropic light diffraction in spatially periodical acoustic field // Proc. SPIE. 2019. V. 11210. Pp. 00L:1–00L:10.

**УДК 548.0**

***С.Н. Курилкина****
доктор физико-математических наук, профессор
***В.Н. Белый****
доктор физико-математических наук, профессор
*Институт физики им. Б.И. Степанова НАН Беларуси, Минск, Беларусь

## ДИФРАКЦИОННЫЕ КАТАСТРОФЫ В ОПТИКЕ И АКУСТИКЕ КРИСТАЛЛОВ

Рассмотрены различные типы сингулярных точек поверхности волновых векторов. Показано, что распространение световых и акустических пучков в соответствующих им направлениях идентифицируется с простейшими дифракционными катастрофами. Установлена возможность преобразования одного типа катастрофы в другой при наличии малого возмущения, что продемонстрировано на примере снятия вырождения фазовых скоростей вдоль оптической (акустической) оси гиротропного кристалла и преобразовании дифракционной катастрофы, заключающейся в соответствии одной волновой нормали конуса лучей, в дифракционную катастрофу сборки. Для последней характерно образование на лучевой поверхности острых граней и выделение дополнительной подоболочки, вследствие чего вблизи оптической (акустической) оси в одном направлении могут распространяться с различными групповыми скоростями не две, а четыре (для акустики – квазипоперечные) волны.
***Ключевые слова:*** кристалл, поверхность волновых векторов, лучевая поверхность, теория катастроф, дифракция.

***S.N. Kurilkina****
Dr. in Physics and Mathematics, Professor
***V.N. Belyi****
Dr. in Physics and Mathematics, Professor
*Institute of Physics of the NAS of Belarus, Minsk

## DIFFRACTION CATASTROPHES IN OPTICS AND ACOUSTICS OF CRYSTALS

In this paper, different types of singular points of the wave vector surface are considered. It is shown that the light and acoustic beam propagation along directions related to these points is identified with the simplest diffraction catastrophes. It is established the possibility of transformation of one type of catastrophes to another in the presence of small disturbance. For illustration of this we are shown an example of removing the degeneracy of phase velocities along the optical (acoustic) axis in a gyrotropic crystal and transforming a diffraction catastrophe, consisting in correspondence of one wave normal to the whole cone of the rays, into a diffraction catastrophe of the fold. The latter is characterized by the formation of sharp edges and allocation of additional sub-surface on the ray surface. Owing to this not two, but four (for acoustic – quasi transversal) waves with different group velocities may propagate in definite direction near optical (acoustic) axis.
***Keywords:*** crystal, wave vector surface, ray surface, catastrophe theory, diffraction.

В последние десятилетия достаточно интенсивно развивается теория катастроф – раздел математики, включающий теорию бифуркаций дифференциальных уравнений и теорию особенностей гладких отображений [1]. Данная теория нашла многочисленные применения в различных областях:

прикладной математике, экономике, политологии. В настоящем сообщении теория катастроф используется для анализа распространения оптического и акустического излучения в кристаллах. В основе представленного подхода – исследование особенностей волновых поверхностей с использованием ковариантных методов, развитых в работах академика Ф.И. Федорова и его учеников [2-4].

Вектор электрической напряженности (смещения) оптического (акустического) излучения в кристалле в общем случае представим в виде суперпозиции плоских волн интегралом:

$$\mathbf{A}(\mathbf{r},t) = (2\pi)^{-2} \int_0^\infty d\mathbf{k}\mathbf{A}(\mathbf{k})\mathbf{a}\exp i[(\mathbf{kr} - \omega t], \qquad (1)$$

где $\mathbf{a}$ – вектор поляризации. Для монохроматических пучков с центральным волновым вектором $\mathbf{k_0} = k_0\mathbf{n_0}$ ($\mathbf{n_0}$ – единичный вектор волновой нормали центральной волны) продольная составляющая волнового вектора $k_z$ волны как функция его поперечной составляющей $\mathbf{q} = \mathbf{k} - \mathbf{k_0}$ представляется следующим разложением

$$k_z = k_0 - \mathbf{uq}/V - \mathbf{q}w\mathbf{q}/(2V) - \mathbf{q}W\mathbf{qq}/(6V) - \ldots. \qquad (2)$$

Здесь $\mathbf{u} = \partial\omega/\partial\mathbf{k}$ – групповая скорость, $w = \partial\mathbf{u}/\partial\mathbf{k}$ – тензор ее производной (умноженный на величину групповой скорости тензор кривизны поверхности волновых векторов), $W = \partial^2\mathbf{u}/\partial\mathbf{k}\partial\mathbf{k}$ – вторая производная групповой скорости, определяющая скорость изменения кривизны поверхности волновых векторов. Подставляя (2) в (1), получим выражение для амплитуды поля в кристалле

$$\mathbf{A}(\mathbf{r},t) = (2\pi)^{-2} \int_0^\infty d\mathbf{q}\mathbf{A}(\mathbf{q})\mathbf{a}\cdot\mathbf{a}\exp i[(\mathbf{r} - \mathbf{u}t)\mathbf{q} - \frac{t}{2}\mathbf{q}w\mathbf{q} - \frac{t}{6}\mathbf{q}W\mathbf{qq}]\exp i[k_z z - \omega t], \qquad (3)$$

где с помощью введения диадного произведения $\mathbf{a}\cdot\mathbf{a}$ учтена возможность изменения поляризации в пучке. Как следует из (3), с тензором кривизны поверхности волновых векторов $w$ оказывается связанной дифракционная расходимость пучка излучения. Таким образом, анализ последней можно свести к исследованию особенностей поверхности волновых векторов. Сингулярности этой поверхности соответствуют дифракционным катастрофам в поле излучения.

К числу таких сингулярностей следует отнести оптические (акустические) оси, для которых имеет место касание полостей поверхности волновых векторов двух волн. Такие кратные, или конические, точки определяются уравнением

$$\partial \det L_{o,a}/\partial\mathbf{n} = 0, \qquad (4)$$

где $L_o = \Lambda + n^{-2} = \varepsilon^{-1}\mathbf{n}^{\times}\mathbf{n}^{\times} + n^{-2}$, $\mathrm{n}_{ij}^{\times} = \delta_{ikj}\mathrm{n}_k$, $\mathbf{n}$ – вектор волновой нормали, $\delta_{ikj}$- псевдотензор Леви-Чивита, $n$ – показатель преломления, $L_a = \Lambda - V^2$, $\Lambda_{jl} = c_{ijkl}n_i n_k$, $c_{ijkl}$ – компоненты тензора упругости, отнесенные к плотности среды, $V$- фазовая скорость, $\delta_{jl}$ – символы Кронекера. Векторы групповых скоростей изонормальных волн, распространяющихся вдоль оптической (акустической) оси, определяемые как нормали к поверхности волновых векторов, оказываются неопределенными. В поле излучения развивается катастрофа, заключающаяся в соответствии одной волновой нормали (вдоль оптической (акустической) оси) целого конуса лучей, т.е. имеет место явление внутренней рефракции. Уравнение конуса корректно получается в результате дифференцирования (4):

$$B\mathrm{u}_r\mathrm{u}_s + \mathrm{B}_r\mathrm{u}_s + \mathrm{B}_s\mathrm{u}_r + \mathrm{B}_{rs} = 0,$$
$$B = V^2\mathrm{Sp}L/|\varsigma|,\ \mathrm{B}_r = -V\delta_{ijk}\delta_{lmn}\delta_{jm}\Lambda_{il,r}L/4\varsigma,\ \mathrm{B}_{rs} = \delta_{ijk}\delta_{lmn}\Lambda_{il,r}\Lambda_{jm,s}L_{kn}/8. \quad (5)$$

Здесь $\mathrm{B}_r$- компоненты вектора, задающего направление оси конуса, $\varsigma = -c^2$ для оптики (1 для акустики). Согласно (5), зависимость продольной составляющей волнового вектора от его поперечных составляющих вблизи оптической (акустической) оси в первом приближении представляется в виде

$$\mathrm{u}_r q_r = \left\{-\mathrm{B}_r q_r \pm \sqrt{(\mathrm{B}_r q_r)^2 - B\cdot \mathrm{B}_{rs}q_r q_s}\right\}/B. \quad (6)$$

При этой известной зависимости можно определить изменение векторов поляризации изонормальных волн *вблизи* оптической (акустической) оси:

$$\mathrm{a}_i\mathrm{a}_l \sim \delta_{ijk}\delta_{lmn}L_{jm,r}q_r L_{kn}/(\delta_{il}\delta_{ijk}\delta_{lmn}L_{jm,r}q_r L_{kn}). \quad (7)$$

Изменение кривизны поверхности волновых векторов получается при дальнейшем дифференцировании (4). Малое возмущение (например, наличие гиротропии) обусловливает снятие вырождения фазовых скоростей вдоль оптической (акустической) оси и разделение полостей поверхности волновых векторов в этом направлении. Коническая точка заменяется на омбилическую, причем для полости поверхности, соответствующей медленной волне, собственные значения тензора $w$ (кривизны поверхности волновых векторов) оказываются отрицательными, что соответствует появлению вогнутости вблизи оптической (акустической) оси. Как показывает расчет, для оптического двухосного кристалла, например, последнее имеет место при выполнении условия:

$$(\varepsilon_3^{-1} - \varepsilon_2^{-1})(\varepsilon_2^{-1} - \varepsilon_1^{-1}) > (\varepsilon_3^{-1} + \varepsilon_1^{-1})g. \quad (8)$$

Здесь $\varepsilon_i^{-1}$ – собственные значения тензора, обратного тензора диэлектрической проницаемости, g- проекция вектора гирации на направление оптической оси. При отклонении волновой нормали падающей волны от

оптической (акустической) оси векторы групповой скорости быстрых волн приближаются к образующей конуса лучей внутренней рефракции. Полость *лучевой* поверхности с большей фазовой скоростью, аналогично полости поверхности волновых векторов, отделяется и замыкается. Что касается медленной волны, то при слабой анизотропии с отклонением волновой нормали от оптической (аустической) оси векторы групповой скорости также медленно удаляются к образующей конуса рефракции. Однако при значительной анизотропии при отклонении волновой нормали луч медленной волны вначале отклоняется в противоположную сторону, а затем приближается к образующей конуса рефракции. Полость лучевой скорости волн с меньшей скоростью также замыкается, но при сильной анизотропии на ней образуются острые грани и дополнительная подоболочка (рис. 1). В результате вблизи оптической (акустической) оси в одном направлении могут распространяться с различными групповыми скоростями не две, а четыре (в акустике – квазипоперечные) волны. Таким образом, дифракционная катастрофа, заключающаяся в соответствии одному направлению целого конуса лучей, заменяется на дифракционную катастрофу другого типа – сборки.

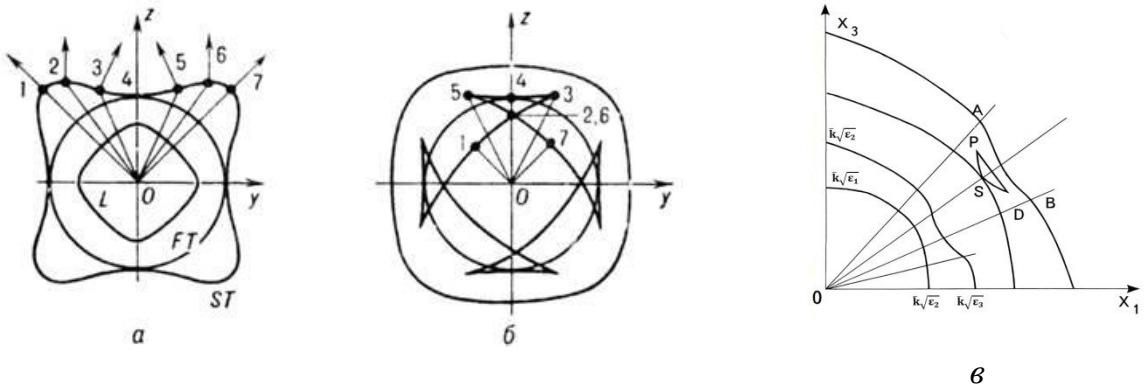



*Рис.1. Сечение поверхности волновых векторов (а) и лучевых скоростей (б) акустического кристалла никеля [5]; сечение поверхности волновых векторов и лучевых скоростей (в) оптического сильно анизотропного гиротропного кристалла (например, $\alpha$-$HIO_3$).*

Отметим, что область вогнутости, образованная эллиптическими точками поверхности волновых векторов с отрицательными кривизнами, при удалении от направления оптической (акустической) оси непрерывно переходит через область гиперболических точек в область выпуклости, образованную эллиптическими точками с положительными кривизнами. Эти три области разделены кривыми параболических (сингулярных) точек, в которых одна из кривизн обращается в нуль и которые могут соприкасаться в точках обращения в нуль обеих кривизн. Последним кривым особых точек на лучевой поверхности соответствуют линии острых граней, поскольку кривизны по разные стороны от линии имеют разные знаки. Как следует из (1), при падении узко направленного пучка с плоским волновым фронтом на

кристалл в направлении, соответствующем параболической точке, амплитуда формируемого поля описывается выражением:

$$A(r_i, z) = \frac{A(0)}{2\pi} PAi[\xi(r_i, z)], \quad \xi(r_i, z) = P(z\frac{u_i}{V} - r_i); \quad P = [\frac{2V}{z\overline{W}}]^{1/3}. \qquad (9)$$

Здесь $\overline{W}$ — усредненное собственное значение тензора второй производной групповой скорости по волновому вектору для случая, когда первая производная равна нулю, *Ai(x)* - функция Эйри. Таким образом, при распространении в направлении, соответствующем сингулярным точкам поверхности волновых векторов (с нулевой кривизной), пучок с плоским волновым фронтом преобразуется в пучок Эйри. При распространении в указанных направлениях (квази) параксиальных и непараксиальных пучков излучение приобретает новую структуру: в его поле развивается простейшая катастрофа (складки), при которой происходит разделение пучка на две части, распространяющиеся с различными групповыми скоростями и накладывающиеся друг на друга.

В более общем случае особых направлений и соответствующих им точек на поверхности волновых векторов оказываются отличными от нуля только производные групповой скорости более высокого порядка или исчезают производные и по другим переменными. Тогда, также ограничиваясь пучками с узким угловым спектром, необходимо учитывать неисчезающие производные следующего порядка, а производные более высокого порядка по отношению к ним привлекать для оценки возмущений. В результате распространение слабо расходящихся пучков в различных направлениях, соответствующих сингулярным точкам поверхности волновых векторов, идентифицируется с простейшими катастрофами, и описание пространственного распределения амплитуд пучков сводится к численным расчетам соответствующих интегральных выражений.

## Библиографический список

1. Гилмор Р. Прикладная теория катастроф. Кн.1. М.: Мир, 1984. 350 с.

2. Федоров Ф.И. Теория упругих волн в кристаллах. М.: Наука, 1965. 386 с.

3. Федоров Ф.И. Оптика анизотропных сред. Мн.: НАН БССР, 1958. 381 с.

4. Хаткевич А.Г. Дифракция и распространение пучков ультразвукового излучения в монокристаллах // Акустический журнал. 1978. Т. XXIV. Вып. 1. С.108-115.

5. Энциклопедия физики и техники. Кристаллоакустика. URL: http://femto.com.ua/articles/part_1/1833.html (дата обращения: 06.04.2020).

**УДК 629.735.33**

***С.Н. Манцевич****
кандидат физико-математических наук, доцент
***М.И. Купрейчик****
аспирант
***В.И. Балакший****
доктор физико-математических наук, профессор
*Московский государственный университет им. М.В. Ломоносова

# АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК ШИРОКОУГОЛЬНЫХ АКУСТООПТИЧЕСКИХ ФИЛЬТРОВ НА ОСНОВЕ КРИСТАЛЛА ПАРАТЕЛЛУРИТА

В работе проведен анализ всех основных характеристик широкоугольных акустооптических (АО) фильтров, изготовленных на основе кристалла диоксида теллура. Расчеты проведены как для низкочастотной, так и для высокочастотной геометрии широкопертурной АО дифракции. Для различных углов среза кристалла были рассчитаны частоты АО синхронизма, спектральное разрешение, АО качество и оценены требуемые геометрические размеры АО ячейки.
***Ключевые слова:*** акустооптическая дифракция, акустооптические фильтры, широкоугольная геометрия, частота синхронизма, спектральное разрешение.

*Представленная работа выполнена при поддержке гранта РНФ № 19-12-00072*

***S.N. Mantsevich****
PhD, Associate Professor
***M.I. Kupreychik****
Postgraduate Student
***V.I. Balakshy****
Dr. of Physics, Professor
* M.V. Lomonosov Moscow State University

# ANALYSIS OF WIDE-ANGLE ACOUSTO-OPTIC FILTERS BASED ON PARATELLURITE CRYSTAL

The analysis of all basic characteristics of wide-angle acousto-optic (AO) filters fabricated on the base of a tellurium dioxide crystal is presented in this paper. The calculations were performed for both low-frequency and high-frequency geometry of wide-aperture AO diffraction. AO phase matching frequencies, spectral resolution, AO figure of merit were calculated for different crystal cut angles. The required geometric dimensions of the AO cell were estimated also.
***Keywords:*** acousto-optic diffraction, acousto-optic filters, wide-angle geometry, phase matching frequency, spectral resolution.

## Введение

Широкоугольная геометрия акустооптического (АО) взаимодействия примечательна тем, что позволяет работать со сходящимися и расходящими-

ся световыми пучками, что позволяет реализовать спектральную фильтрацию изображений [1-3].

Векторная диаграмма, соответствующая широкоугольной геометрии АО взаимодействия представлена на рис.1. Данный вариант АО дифракции реализуется, в случае, когда касательные к поверхностям показателей преломления среды взаимодействия, проведенные в точках их пересечения с волновыми векторами падающей и дифрагированной световых волн, параллельны.

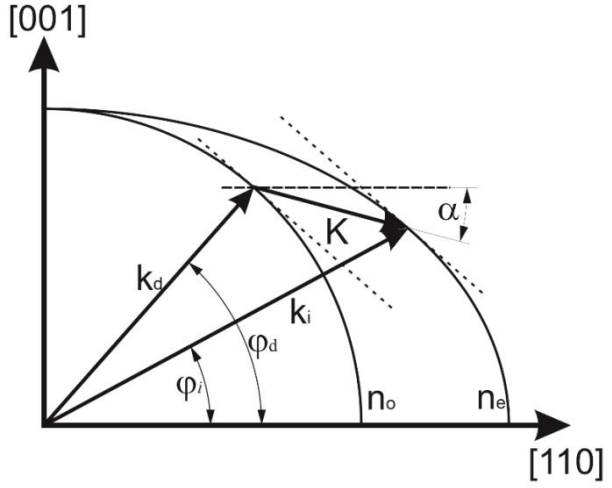



*Рис. 1. Векторная диаграмма широкоапертурной АО дифракции*

Здесь $\alpha$ – угол среза кристалла, $\mathbf{k_i}$, $\mathbf{k_d}$ – волновые вектора падающей и дифрагированной световых волн, $\varphi_i$ и $\varphi_d$ – углы, определяющие направления распространения падающего и дифрагированного световых пучков, **K** – волновой вектор ультразвука, $n_o$ и $n_e$ – показатели преломления парателлурита для обыкновенной и необыкновенной световых волн.

Из векторной диаграммы следует условие фазового синхронизма, которое имеет вид:

$$f = \frac{V}{\lambda}\left(\sqrt{n_d^2 - n_i^2 \cos\Theta_B} \pm n_i \sin\Theta_B\right), \qquad (1)$$

где $f$ – частота ультразвука, $V$ – скорость акустической волны, $\Theta_B$ – угол Брэгга, $n_d$ и $n_i$ – показатели преломления среды для дифрагированной и падающей световых волн, соответственно.

В математическом выражении широкоугольная геометрия АО дифракции соответствует случаю, когда производная выражения (1) по углу равна нулю.

## Результаты расчетов

Расчеты углочастотных характеристик для различных улов среза кристалла парателлурита и длины волны 0.63 мкм приведены на рис. 2. Представленные зависимости имеют две особенности. Во-первых, существует две точки в которых выполнено условие равенства нулю производной. Первая

соответствует относительно низким частотам ультразвука и малым углам Брэгга, поэтому будем называть ее низкочастотной [1-5]. Вторая наблюдается при больших частотах и углах Брэгга поэтому будем называть ее высокочастотной [6,7].

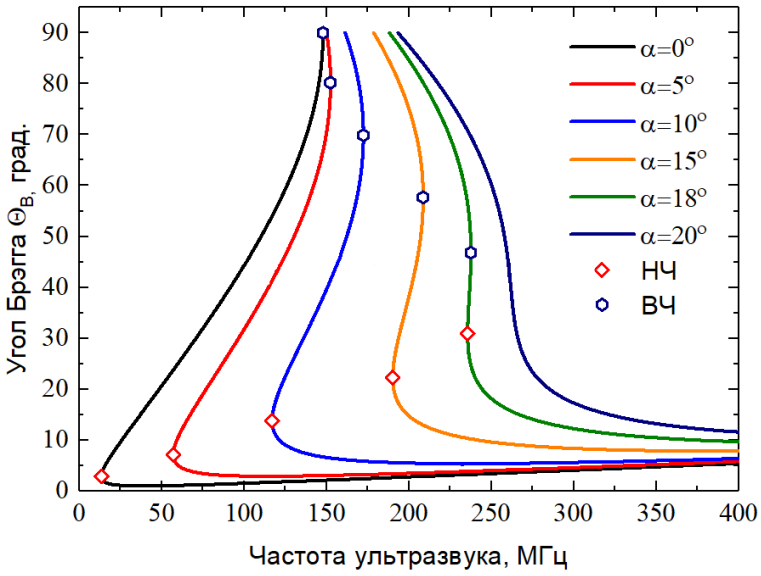



*Рис.2. Углочастотные характеристики АО дифракции*

Второй особенностью является то, что широкоапертурная геометрия АО дифракции наблюдается только в определенном диапазоне углов среза АО кристалла. Для парателлурита этот диапазон лежит между 0 и 18.9 градусами, немного меняясь с длиной волны светового излучения.

Расчеты, приведенные на рис. 2 (для светового излучения с длиной волны 0.63мкм) позволяют определить частоты АО синхронизма для обеих широкоугольных геометрий и проследить их изменение с увеличением угла среза кристалла (углы среза менее 1.5° мы рассматривать не будем, так как для высокочастотного случая такая геометрия АО дифракции реализуется в АО ячейках очень больших размеров – более 6 см). Для низкочастотного варианта частота синхронизма изменяется почти линейно, увеличиваясь от 16 МГц при угле среза 1.5° до 249 МГц при предельном угле среза 18.85°. В случае высокочастотной широкоугольной дифракции, частота меняется в меньшем диапазоне – от 149 МГц до 249 МГц, а зависимость является нелинейной.

Важной характеристикой АО фильтров, используемых для спектральной фильтрации изображений, является угол разведения падающего и дифрагированного световых пучков. Данный угол определяет угловую апертуру фильтра, соответствующую случаю, когда изображения объекта в нулевом и первом порядках дифракции не будут перекрываться в плоскости фотоприемника.

Расчеты показали, что угол разведения для обоих вариантов широкоугольной дифракции увеличивается с углом среза от 0.42 и 0.2 градусов до 3.5° для низкочастотной и высокочастотной геометрий соответственно (зна-

чения углов приведены для световых пучков, распространяющихся внутри кристалла). При этом величина угла разведения пучков для низкочастотной дифракции всегда, кроме предельного угла, больше, чем для высокочастотной. Максимальное значение для низкочастотной дифракции наблюдается при угле среза кристалла 17.7° и равно 3.47°.

Еще одной характеристикой, пожалуй, наиболее важной, для АО перестраиваемых фильтров является величина полосы пропускания $\Delta\lambda$, поскольку она, в соответствии с соотношением $R=\lambda/\Delta\lambda$, определяет разрешающую способность $R$ АО устройства. Необходимо отметить, что для разных практических применений следует подбирать соответствующее разрешение.

При создании АО устройств большое внимание обычно уделяется и энергетической эффективности. Основной величиной, определяющей величину потребляемой АО устройством электрической мощности, является АО качество $M$, чем качество больше, тем меньше мощность, необходимая для достижения максимальной эффективности АО взаимодействия.

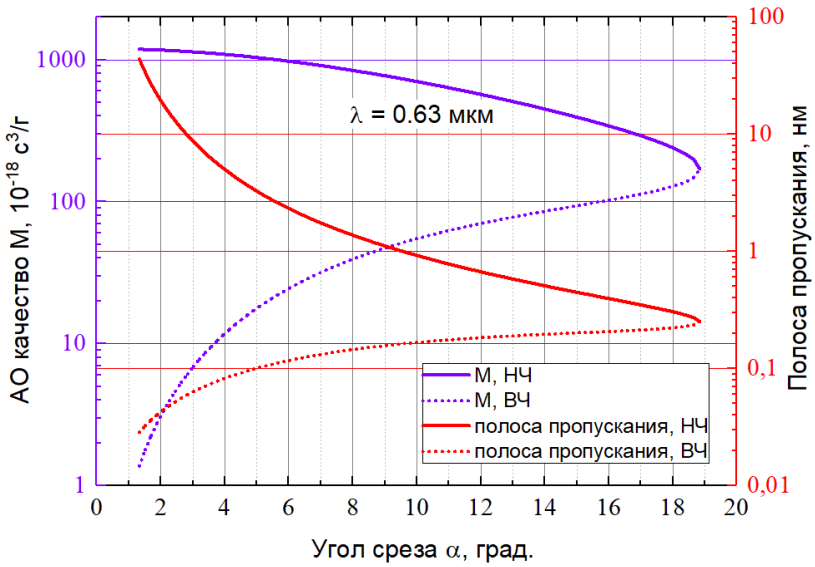



*Рис.3. Зависимости АО качества и полосы пропускания широкоугольных фильтров от угла среза*

На рис. 3 представлены зависимости полосы пропускания АО фильтров и АО качества от угла среза для обоих вариантов широкоугольной АО дифракции. Расчеты выполнены в предположении, что длина пьезоэлектрического преобразователя АО ячейки равна 2 см, для длины волны светового излучения 0.63 мкм, полоса пропускания определяется по полуширине функции пропускания АО ячейки.

Проведенные расчеты АО качества показали, что для низкочастотной (НЧ) геометрии величина $M$ убывает с углом среза, а для высокочастотной (ВЧ) геометрии, наоборот – увеличивается. Максимальное качество для ВЧ геометрии равно минимальному для НЧ дифракции, составляет $170\cdot10^{-18}$ с$^3$/г и наблюдается при угле среза 18.85°. Минимальное АО качество для ВЧ геометрии, в рассмотренном диапазоне углов α, равно $1.8\cdot10^{-18}$ с$^3$/г и наблюдает-

ся при $\alpha$=1.5°. Для НЧ геометрии максимальное качество $1182 \cdot 10^{-18}$ $с^3/г$ (при $\alpha$=1.5°).

Зависимости полосы пропускания от угла среза ведут себя аналогичным образом – для ВЧ геометрии полоса пропускания расчет с увеличением $\alpha$, а для НЧ геометрии – убывает. Значения $\Delta\lambda$ для НЧ и ВЧ геометрий при $\alpha$=18.85° равны 0.25 нм (R=2500) и являются максимальным для ВЧ геометрии и минимальным для НЧ геометрии. Максимальное значение полосы пропускания для НЧ геометрии наблюдается при $\alpha$=1.5° и равно 33.5 нм ($R$=18.8). При этом же значении угла среза наблюдается минимальное значение $\Delta\lambda$ для ВЧ геометрии – 0.03 нм ($R$=21000).

Исходя из величин угла сноса акустической энергии и углов Брэгга, для заданного диапазона изменения углов среза кристалла парателлурита, была проведена оценка размеров АО ячейки, требуемой для реализации рассмотренных вариантов широкоугольной АО дифракции. Результаты расчетов приведены на рис. 4.

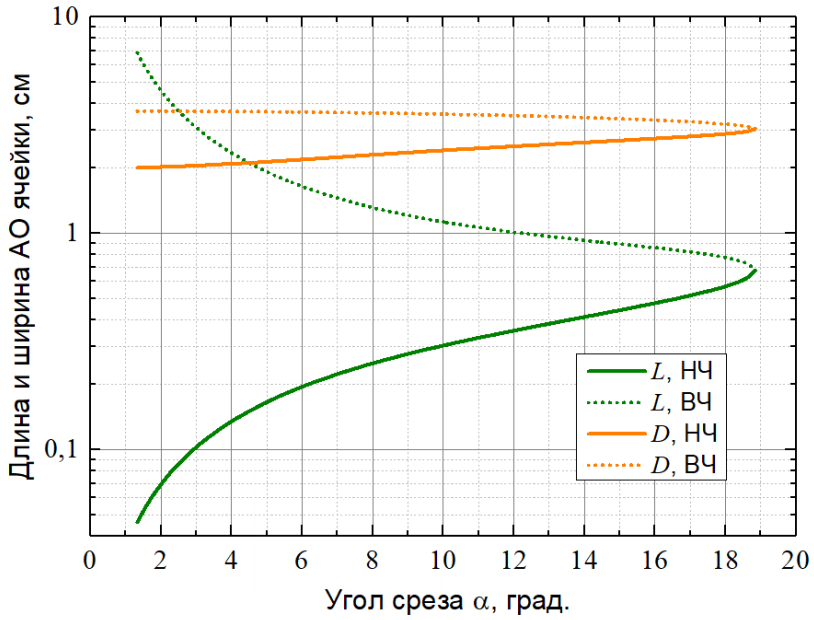



*Рис. 4. Зависимости длины L и ширины D АО ячейки, требуемых для практической реализации исследованных геометрий широкоугольной АО дифракции, от угла среза кристалла парателлурита*

Представленные зависимости показывают, что реализация НЧ широкоугольной АО дифракции требует гораздо меньших размеров АО ячейки, что логично вытекает из того факта, что данный вариант широкоугольной дифракции близок к ортогональной геометрии АО дифракции, в то время как ВЧ геометрия близка к коллинеарной и, следовательно, требует значительно больших АО кристаллов.

Для практической реализации НЧ дифракции при $\alpha$=1.5° и длине преобразователя 2 см, требуется кристалл примерно 2 см шириной и длиной не более 1 мм. С ростом угла среза размеры АО ячейки для НЧ дифракции уве-

личиваются. При $\alpha$=18.85° $L$ = 0.7 см, а $D$ = 3 см. Эти же параметры являются минимальными для ВЧ геометрии.

Наибольшие размеры АО ячейки в случае ВЧ геометрии требуются при малых углах среза, так, если $\alpha$=1.5°, то $L$ = 6 см, а $D$ = 3.7 см. Создание АО ячеек на основе кристалла парателлурита с такими параметрами представляется весьма затруднительным.

## Заключение

В работе рассмотрены всевозможные варианты широкоугольного АО взаимодействия, реализуемые в кристалле парателлурита. Рассчитаны основные характеристики – частота АО синхронизма, величина полосы пропускания, угловая апертура, АО качество, оценены требуемые размеры АО ячеек.

Расчеты показали, что высокочастотный вариант широкоугольной дифракции обладает лучшим спектральным разрешением, но при этом меньшими АО качеством и угловой апертурой, а также, требует больших размеров АО кристалла. Низкочастотный вариант, напротив, обеспечивает худшее спектральное разрешение, но обладает большой угловой апертурой и АО качеством. Для практической реализации НЧ геометрии требуются АО кристаллы малых размеров.

С точки зрения диапазона ультразвуковых частот, требуемого для реализации исследованных геометрий АО дифракции, судя по данным, приведенным в работе [8], затухание ультразвука не будет критичным ни для одного из вариантов. При больших длинах волн светового излучения затухание не будет играть существенной роли.

Для устройств с высоким спектральным разрешением следует выбирать малые углы среза и ВЧ геометрию. Например, при угле среза $\alpha$=3°, частота АО синхронизма будет равна 151 МГц, спектральное разрешение $R$=$10^4$, АО качество $7\cdot10^{-18}$ $с^3$/г, угловая апертура – примерно 0.4°. Для практической реализации данного варианта АО дифракции потребуется АО кристалл длинной 3 см и шириной 3.7 см. При увеличении угла среза до 6.6°, АО качество увеличится в 4 раза, но спектральное разрешение ухудшится в 2 раза.

Низкочастотная широкоапертурная АО дифракция лучше подходит для реализации АО фильтров изображений, но спектральное разрешение в данных устройствах не будет высоким. Наибольшая угловая апертура достигается при $\alpha$ = 17.7° и равна 3.47°, частота АО синхронизма в той геометрии составляет 233 МГц, АО качество $255\cdot10^{-18}$ $с^3$/г, спектральное разрешение около 2000, размеры кристалла – 0.55 см длина и 2.8 см – ширина.

## Библиографический список

1. Chang I. C. Tunable acousto-optic filter: an overview // Opt. eng. 1977. V. 16. Pp. 455-460.

2. Voloshinov V. B., Molchanov V. Ya., Mosquera J. S. Spectral and polarizatonal analysis imagine by means of acousto-optic // Opt. and las. tec. 1996. V. 28. No. 2. Pp. 119-127.

3. Беликов И. Б., Волошинов В. Б., Никанорова Е. А., Парыгин В. Н. Угловая апертура перестраиваемого акустооптического фильтра // Автометрия. 1987. № 2. С. 52-57.

4. Волошинов В. Б., Москера Х. С. Широкоапертурное акустооптическое взаимодействие в двулучепреломляющих кристаллах // Опт. и спек. 2006. Т. 101. № 4. С. 675-682.

5. Волошинов В. Б., Богомолов Д. В. Влияние параметров широкоапертурного акустооптического фильтра на качество обработки изображений // Квант. эл. 2006. Т. 36. С. 457-463.

6. Калинников Ю. К., Стаценко Л. Я. Использование акустооптических фильтров для фильтрации изображений // ЖТФ. 1989. Т.59. № 9. С. 153-156.

7. Yano T., Watanable A., Acousto-optics TeO2 filters using far-off-axis anisotropic Bragg diffraction // Appl. Opt. 1976. V. 15 No. 9. Pp. 2250-2258.

8. Mantsevich S. N., Kostyleva E. I. Examination of the temperature influence on phase matching frequency in tunable acousto-optic filters // Ultrasonics. 2019. V. 91. Pp. 45-51.

**УДК 535.012.21**

***М.В. Марунин****
студент
***Н.В. Поликарпова****
кандидат физико-математических наук, доцент
*Московский государственный университет имени М.В. Ломоносова

# ИССЛЕДОВАНИЯ КРИСТАЛЛОВ БОРАТОВ БАРИЯ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В АКУСТООПТИЧЕСКИХ ПРИБОРАХ УЛЬТРАФИОЛЕТОВОГО ДИАПАЗОНА

Проведено исследование акустических, оптических и акустооптических свойств тригональных кристаллов боратов бария α-BaB2O4 и β-BaB2O4. Рассчитаны фазовые скорости и поляризации акустических волн в кристаллах. Получены углочастотные зависимости материалов. Представлены зависимости коэффициентов акустооптического качества материалов от направления фазовых скоростей акустических волн. Целью работы является оценка возможности создания акустооптических устройств на основе кристаллов боратов бария, работающих в ультрафиолетовой области спектра. В частности показано существование срезов кристаллов, которые могут быть рекомендованы для использования в указанных устройствах.
***Ключевые слова:*** акустооптика, α-BaB2O4, β-BaB2O4, фазовая скорость, углы Брэгга, коэффициент акустооптического качества, анизотропная дифракция.

*Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (РНФ), грант № 19-12-00072.*

***M.V. Marunin****
Student
***N.V. Polikarpova****
PhD, Associate Professor
*M.V. Lomonosov Moscow State University

# PHYSICAL PROPERTIES OF BARIUM BORATE CRYSTALS PROMISING FOR APPLICATIONS IN ULTRAVIOLET ACOUSTO-OPTIC DEVICES

We examined acoustic, optic, and acousto-optic properties of materials belonging to the borate family of trigonal crystals α-$BaB_2O_4$ and β-$BaB_2O_4$. Phase velocities and polarizations of acoustic waves, as well as frequency dependences of Bragg angles, were calculated. The dependences of the acousto-optic figure of merit on the directions of the phase velocities of acoustic waves were evaluated. This work was carried out in order to find a possibility of creating acousto-optic devices based on barium borate crystals operating in the ultraviolet region of the spectrum. In particular, we found special cuts of crystals, which can be recommended for use in the ultraviolet acousto-optic devices.
***Keywords:*** acousto-optics, α-$BaB_2O_4$, β-$BaB_2O_4$, phase velocity, Bragg angles, figure of merit, anisotropic diffraction.

Акустооптические приборы находят широкое применение в оптике, спектроскопии и в оптической обработке информации для управления опти-

ческими пучками [1, 2]. На сегодняшний день особый интерес представляют акустооптические устройства, работающие в ультрафиолетовой области электромагнитного спектра. Использование данных устройств перспективно для преодоления проблем, связанных с анализом оптических сигналов и изображений, а также для решения прикладных задач медицины и экологического контроля. В настоящее время существует незначительное число акустооптических приборов, работающих в ультрафиолетовом диапазоне.

Основная проблема создания указанных акустооптических устройств заключается в отсутствии материалов, прозрачных на длинах волн 0.2-0.4 мкм и имеющих при этом высокую акустооптическую эффективность. В видимом диапазоне этим требованиям удовлетворяет кристалл двуокиси теллура, однако нижняя граница прозрачности данного материала лежит в области длин волн 0.35 мкм. Поэтому парателлурит ($TeO_2$) не может быть использован при создании акустооптических приборов, применимых в области дальнего ультрафиолета [1]. Вероятно, одним из перспективных материалов, пригодных для использования в устройствах, работающих в ультрафиолетовом спектре, является кристалл бората бария в двух различных модификациях (α-$BaB_2O_4$ и β-$BaB_2O_4$) [3-7].

При создании акустооптических устройства одной из важнейших характеристик материала является коэффициент акустооптического качества $M_2$. Для эффективной работы акустооптического прибора необходимо, чтобы величина коэффициента $M_2$ имела максимально возможное значение. Для кристалла KDP, на основе которого создан один из немногих перестраиваемых акустооптических фильтров дальнего ультрафиолетового диапазона, коэффициент акустооптического качества принимает значения $M_2 = 1.5 \cdot 10^{-18}$ $с^3/г$ [8]. Следует отметить, что указанная величина коэффициента $M_2$ достаточно низкая. Это является причиной и низкой эффективности дифракции.

В ряде статей утверждается [5-7], что величина коэффициента акустооптического качества кристаллов α-$BaB_2O_4$ и β-$BaB_2O_4$ составляет $M_2=54.5 \cdot 10^{-18}$ $с^3/г$ и $M_2=49.4 \cdot 10^{-18}$ $с^3/г$, соответственно. Указанные значения коэффициента $M_2$ достаточно высоки. В то же время в литературе не приведена методика получения указанных значений $M_2$. Более того, при рассмотрении используются векторные диаграммы акустооптического взаимодействия, не соответствующие схемам, имеющим практическое значение. Одной из основных задач данной работы является расчет коэффициента акустооптического качества $M_2$ для кристаллов α-$BaB_2O_4$ и β-$BaB_2O_4$.

Кристаллы α-$BaB_2O_4$ (класс $\bar{3}m$ и β-$BaB_2O_4$ (класс $3m$) принадлежат тригональной кристаллической системе. Кристалл β-$BaB_2O_4$ при этом обладает пьезоэлектрическими свойствами [9]. Кристалл α-$BaB_2O_4$ прозрачен вплоть до длин волн $\lambda$=0.19 мкм [3], в то время как нижняя граница области прозрачности кристалла β-$BaB_2O_4$ составляет $\lambda$=0.20 мкм [9]. Данные границы прозрачности материалов делает возможным их использование в дальней ультрафиолетовой области спектра. Оба кристалла α-$BaB_2O_4$ и β-$BaB_2O_4$ обладают относительно низкой плотностью $\rho=3.71$ $г \cdot см^{-3}$ [3] и $\rho=3.84$ $г \cdot см^{-3}$

[9], соответственно, что положительно сказывается на величине коэффициента акустооптического качества $M_2$.

При решении акустической и акустооптической задач использовались значения модулей упругостей и фотоупругих констант, представленных в научной литературе [3-7]. При решении оптической задачи для кристалла β-$BaB_2O_4$ учитывалась дисперсия его показателей преломления [10]. Дисперсионная зависимость показателей преломления кристалла α-$BaB_2O_4$ не учитывалась из-за отсутствия соответствующих данных. Значения показателей преломления для обыкновенной и необыкновенной волн в кристалле α-$BaB_2O_4$ были выбраны $n_o = 1.667$ и $n_e = 1.528$, соответственно [6].

В данной работе была полностью решена акустическая задача в кристаллах α-$BaB_2O_4$ и β-$BaB_2O_4$. При решении акустической задачи были получены значения фазовых скоростей акустических волн и направления их поляризаций в кристаллах. Таким образом была получена основная информация об акустических свойствах кристаллов боратов бария, необходимая для расчёта коэффициента акустооптического качества.

На рис. 1 показаны рассчитанные сечения обратных акустических скоростей в плоскости YZ двух кристаллов. Акустическая ось Z соответствует пересечению кривых акустической медленности. Величины фазовых скоростей медленной и быстрой сдвиговых акустических волн вдоль этой оси равны $V = 1314$ м · с$^{-1}$ и $V = 1425$ м · с$^{-1}$ для кристаллов α-$BaB_2O_4$ и β-$BaB_2O_4$, соответственно.

Как видно из представленных результатов, фазовые скорости акустических волн в кристалле β-$BaB_2O_4$ в среднем на 10% выше, чем в кристалле α-$BaB_2O_4$. Это объясняется наличием у кристалла β-$BaB_2O_4$ пьезоэлектрических свойств. Также необходимо отметить, что противоположный наклон кривых акустической медленности, изображённых на рис. 1а и рис. 1б, объясняется противоположными знаками коэффициентов модулей упругостей $c_{14}$ кристаллов α-$BaB_2O_4$ и β-$BaB_2O_4$.

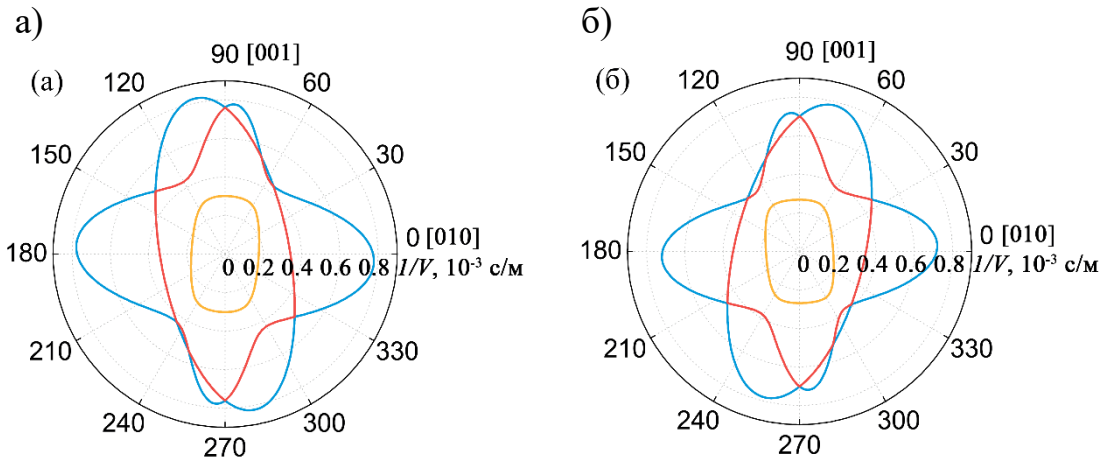



*Рис. 1: Сечения поверхностей акустической медленности кристаллов боратов бария в плоскости YZ: а – α-BaB2O4; б – β-BaB2O4.*

При решении оптической задачи взаимодействие светового излучения с ультразвуком можно рассматривать как рассеяние фотонов оптического излучения на фононах звуковой волны [1]. В работе рассмотрен случай анизотропной дифракции света на акустических волнах. Векторная диаграмма широкоапертурной геометрии акустооптического взаимодействия в отрицательных кристаллах α-$BaB_2O_4$ и β-$BaB_2O_4$ представлена на рис. 2. Рассмотрен случай, при котором падающий луч выбран обыкновенной поляризации, а дифрагированный – необыкновенной. Угол падения $\theta_i$ и угол дифракции $\theta_d$ отсчитываются от направления акустического волнового фронта. Угол α определяет срез кристалла и задает направление фазовой скорости акустической волны. Величины $n_o$ и $n_e$ – главные показатели преломления кристаллов, величина $n_d$ – показатель преломления дифрагированного света.

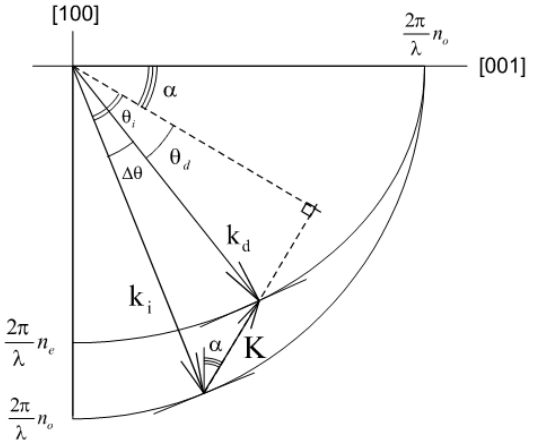



*Рис. 2. Векторная диаграмма широкоапертурного взаимодействия в кристаллах α-$BaB_2O_4$ и β-$BaB_2O_4$*

Анализ векторной диаграммы позволяет получить соотношение между углом дифракции и частотой ультразвука:

$$f = (V/\lambda)(\sqrt{n_o^2 - n_d^2\cos^2\theta_d} - n_d\sin\theta_d). \quad (1)$$

Расчет углочастотных характеристик проводился для длины волны оптического излучения λ = 0.25 согласно формуле (1). Было получено, что при углах среза порядка 5° рабочие частоты медленных сдвиговых акустических волн в кристаллах лежат в области $f$ = 200 МГц. Данный диапазон частот является приемлемым для большинства технических приложений. Области рабочих частот быстрых сдвиговых волн лежат выше частоты 400 МГц при углах среза порядка 5°. Режим широкоапертурной дифракции в данном случае практически неосуществим. Расчёт для продольных акустических мод в данной работе не проводился из-за слишком высоких частот ультразвука и низкой эффективности дифракции.

В работе был проведён расчет коэффициента акустооптического качества $M_2$ для медленных сдвиговых акустических волн в кристаллах α-$BaB_2O_4$ и β-$BaB_2O_4$, распространяющихся в плоскости YZ. На рис. 3 представлены

зависимости коэффициента качества от угла среза кристаллов. Расчеты показывают, что максимальные значения коэффициентов акустооптического качества кристаллов α-$BaB_2O_4$ и β-$BaB_2O_4$ составляют $M_2$=12.8 · $10^{-18}$ $с^3$/г и $M_2$=2.3 · $10^{-18}$ $с^3$/г при углах среза α=92° и α=86°, соответственно. Полученные значения коэффициента качества кристаллов дают возможность их использования при создании акустооптических устройств. Эти устройства, в принципе, могут работать в дальней ультрафиолетовой области электромагнитного спектра. Однако для обеспечения работы приборов в ультрафиолетовом диапазоне необходимо использование кристаллов с большими значениями угла среза $\alpha$. Это в свою очередь приводит к невозможности реализации широкоапертурной геометрии взаимодействия. Более того, частоты ультразвука в этом случае составляют единицы ГГц, что абсолютно неприемлемо для большинства технических приложений.

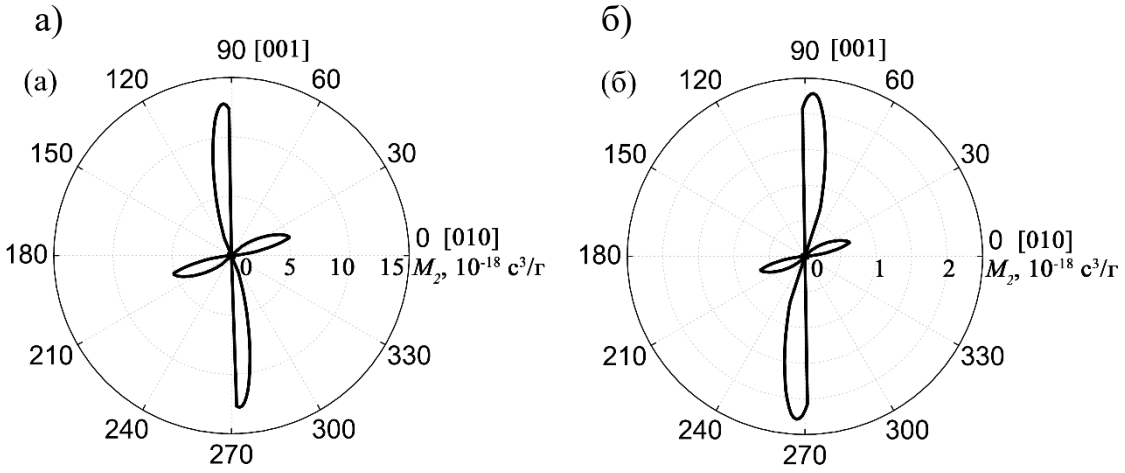



*Рис. 3. Пространственное распределение коэффициента акустооптического качества $M_2$ в плоскости YZ кристалла: а – α-$BaB_2O_4$; б – β-$BaB_2O_4$*

С практической точки зрения представляется интересным провести анализ взаимодействия в кристалле α-$BaB_2O_4$ со срезом, которому на рис. 3а соответствует правый боковой лепесток характеристики. Как видно из рис. 3а, коэффициент качества кристалла α-$BaB_2O_4$ равен $M_2$=5.1·$10^{-18}$ $с^3$/г, если медленная сдвиговая акустическая волна распространяется под углом α=$17^0$ к оси Y. Полученное значение коэффициента акустооптического качества превышает величину качества кристалла KDP в два раза выше [8]. Рабочие частоты ультразвука в этом случае достигают значения $f$=820 МГц. Данный срез кристалла α-$BaB_2O_4$ может быть использован в акустооптических фильтрах ультрафиолетового диапазона.

Таким образом, в работе полностью решена акустическая задача, рассчитаны углочастотные характеристики, а также получены значения коэффициентов акустооптического качества $M_2$ в кристаллах α-$BaB_2O_4$ и β-$BaB_2O_4$. Исследование кристаллов показало возможность их использования в акустооптических устройствах, работающих в ультрафиолетовом диапазоне спектра. Найден срез кристалла α-$BaB_2O_4$ с величиной качества $M_2$=5.1·$10^{-18}$ $с^3$/г,

который может быть рекомендован для использования в акустооптических фильтрах ультрафиолетового диапазона.

**Библиографический список**

1. Балакший В.И., Парыгин В.Н., Чирков Л.Е. Физические основы акустооптики. М.: Радио и связь, 1985.

2. Xu J., Stroud R. Acousto-optic devices. N.Y.: Wiley, 1992.

3. Pfeiffer J., Wagner K. Measuring photoelastic coefficients with Schaefer-Bergman diffraction // Applied Optics. 2018. 57. No. 10. Pp. 26-35.

4. Pfeiffer J., Kaufman Y., Wagner K., Ledbetter H. Complete elastic constants of α-$BaB_2O_4$ Resonant Ultrasound spectroscopy versus Shaefer-Bergman diffraction // AIP Conf. Proc. 2014. 1600. Pp. 377-383.

5. Martynyuk-Lototska I. Higly efficient acousto-optic diffraction in α-$BaB_2O_4$ crystals: improving of geometry of acousto-optic interaction // Ukr. J. Phys. Opt. 2012. 13. No. 1. Pp. 28-35.

6. Martynyuk-Lototska I., Mys O., Dubok T., Adamiv V., Smirnov E., Vlokh R. Acousto-optic interaction in α-$BaB_2O_4$ and $Li_2B_4O_7$ crystals // Applied Optics. 2008. 47. No. 19. Pp. 3446-3454.

7. Martynyuk-Lototska I., Mys O., Krupych O., Adamiv V., Burak Ya., Vlokh R., Schranz W. Elastic, piezooptic and acousto-optic properties of borate crystals ($BaB_2O_4$, $Li_2B_4O_7$ and $CsLiB_6O_{10}$) // Integrated Ferroelectrics. 2004. 63. No. 1. Pp. 99-103.

8. Voloshinov V., Gupta N. Ultraviolet-visible imaging acousto-optic tunable filters in KDP // Applied Optics. 2004. 431. No. 9. Pp. 3901-3909.

9. Andruschak A., Adamiv V., Krupych O., Martynyuk-Lototska I., Burak Ya., Vlokh R. Anisotropy of piezo- andalstooptical effect in β-$BaB_2O_4$ crystals // Ferroelectrics. 2000. 238. Pp. 299-305.

10. Гурзадян Г.Г., Дмитриев В.Г., Никогосян Д.Н. Нелинейно-оптические кристаллы. М.: Радио и связь, 1991.

**УДК 534.8**

***Н.В. Поликарпова****
кандидат физико-математических наук, доцент
*Московский государственный университет имени М.В. Ломоносова

# ПРИМЕНЕНИЕ АНИЗОТРОПНОГО ПРЕЛОМЛЕНИЯ В АКУСТООПТИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВАХ

Исследуется преломление упругих волн в кристаллах на границе раздела ниобат лития – парателлурит. Показано, что преломление порождает две волны, одна из которых испытывает отрицательное преломление по отношению исходной падающей волне, а вторая сохраняет традиционное направление. Рассчитаны все свойства упругих волн в описанной схеме, включая направления, поляризации, углы сноса. Показана конфигурация акустооптического устройства, использующая геометрию необычного преломления в анизотропной среде.
***Ключевые слова:*** анизотропия упругих свойств, преломление, парателлурит.

*Работа выполнена при поддержке гранта номер № 19-19-00606 Российского научного фонда.*

***N.V. Polikarpova****
PhD in Physics, Associate Professor
*M.V. Lomonosov Moscow State University

# REFRACTION OF ACOUSTIC WAVES IN ACOUSTO-OPTIC DEVICES BASED ON PARATELLURITE CRYSTAL

The refraction of elastic waves in crystals at the lithium niobate – paratellurite interface is examined. It is shown that refraction generates two acoustic waves: one of them posseses “negative” refraction with respect to the initial incident wave direction while the second one has normal orientation. We present detailed calculations of all properties of elastic waves in the studing scheme, including directions, polarizations, walkoff angles are calculated. The configuration of an acousto-optical device using the geometry of unusual refraction in an anisotropic medium is shown.
***Keywords:*** anisotropy of elastic properties, refraction, paratellurite.

Задача исследования трансформации акустических волн на границе раздела двух сред находит широкое применение в различных областях науки. Настоящая работа мотивирована потребностями акустооптики. Акустооптика исследует явление взаимодействия световых лучей с дифракционными решетками, индуцированными акустическими возмущениями [1-3]. Акустическая волна, распространяющаяся в прозрачной среде, сопровождается волной изменения показателей преломления. Для света такая среда представляет собой фазовую дифракционную решетку, распространяющуюся со скоростью звука. Свет претерпевает дифракцию на данной акустической волне и формирует характерную дифракционную картину. Помимо оптического излучения, большую роль в акустооптическом взаимодействии играет распространение ультразвука. Оптимальный контроль над световыми потоками может

быть осуществлен только при полном понимании особенностей распространения акустических пучков в среде и их поведения на границе раздела двух сред. Необходимо также знать сколько волн и каким образом распространяется в материале, их фазовые и групповые скорости, а также направления векторов поляризации. Кроме того, ключевым для решения акустооптической задачи является понимание механизма возбуждения звука в среде.

Для возбуждения ультразвука в кристаллической среде обычно используется присоединенный к звукопроводу пьезоэлектрический преобразователь. Следует отметить, что количество волн, возбуждаемых пьезоэлектрическим преобразователем и их тип определяются физическими свойствами как пьезоэлемента, так и самой рабочей среды. В силу сильной анизотропии, для определения свойств этих волн необходим расчет.

Известно, что развитие акустооптики стимулировано тем, что были синтезированы кристаллы с необычными физическими свойствами, такие как: парателлурит ($TeO_2$), каломель ($Hg_2Cl_2$), бромид ртути ($Hg_2Br_2$), йодид ртути ($Hg_2I_2$) и др. Особенностью новых акустооптических материалов является сильная анизотропия их оптических и упругих свойств, например, зависимость фазовой скорости волн от направления распространения в кристалле. Оказалось, что в новых материалах могут происходить необычные физические процессы и явления, не наблюдающиеся в изотропных и слабо анизотропных средах. Анизотропия физических свойств среды существенно усложняет расчет акустооптического взаимодействия, но с другой стороны, позволяет улучшить параметры акустооптических устройств и расширить их функциональные возможности.

В данной работе выполнен анализ особенностей поведения акустических волн при их возбуждении в кристалле. Для анализа, в качестве рабочей среды, выбран кристалл парателлурита, как наиболее часто используемый при создании акустооптических устройств. Кроме того, этот материал представляет особый интерес благодаря исключительно сильной анизотропии упругих свойств, что позволяет наблюдать в нем эффекты, которые невозможно реализовать в изотропной среде [1-3]. В качестве преобразователя рассматривается излучатель звука выполненный из ниобата лития. Этот материал является сильным пьезоэлектриком и, следовательно, очень эффективен для возбуждения ультразвука, а также широко распространен в различных устройствах для возбуждения звука [1].

Задачей работы является исследование возбуждения ультразвука в кристалле парателлурита преобразователем на основе ниобата лития. Расчеты выполнены, как показано на рис. 1, в приближении прохождения упругой волной границы раздела двух полубесконечных анизотропных сред (ниобат лития – парателлурит). Здесь рассмотрение пластины ниобата лития эффективно заменено рассмотрением полубесконечной среды. В работе исследуются преломленные волны в кристалле парателлурита после их трансформации на границе раздела, их количество, направления фазовых и групповых скоростей.

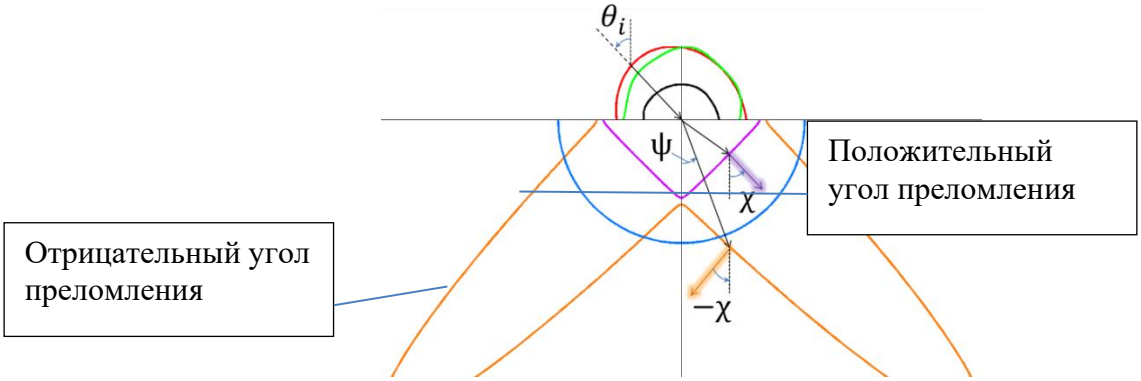



*Рис. 1. Общая схема преломления на границе раздела ниобат лития – парателлурит: ψ – угол между направлением фазовой скорости и нормалью к границе раздела, χ – угол между потоком энергии и нормалью к границе раздела*

Как можно видеть на рисунке, верхнюю полуплоскость занимает ниобат лития (плоскость (100)). В нижней полуплоскости расположен кристалл парателлурита (плоскость (001)). Для каждого материала в масштабе построены поверхности обратных скоростей в выбранных плоскостях. Для волны, падающей на границу раздела, были найдены возможные преломленные волны. Всегда, при исследовании распространения звука в анизотропной среде, возникает задача о направлении переноса энергии акустической волной. В общем случае направление волнового вектора звука не совпадает с направлением переноса энергии. Поэтому необходимо знать направление переноса энергии преломленных и отраженных волн. В работе приводится расчет направлений групповых скоростей преломленных волн в парателлурите (при падении волны из ниобата лития). Построены зависимости углов преломления от угла падения $\theta_i$ (рис. 2).

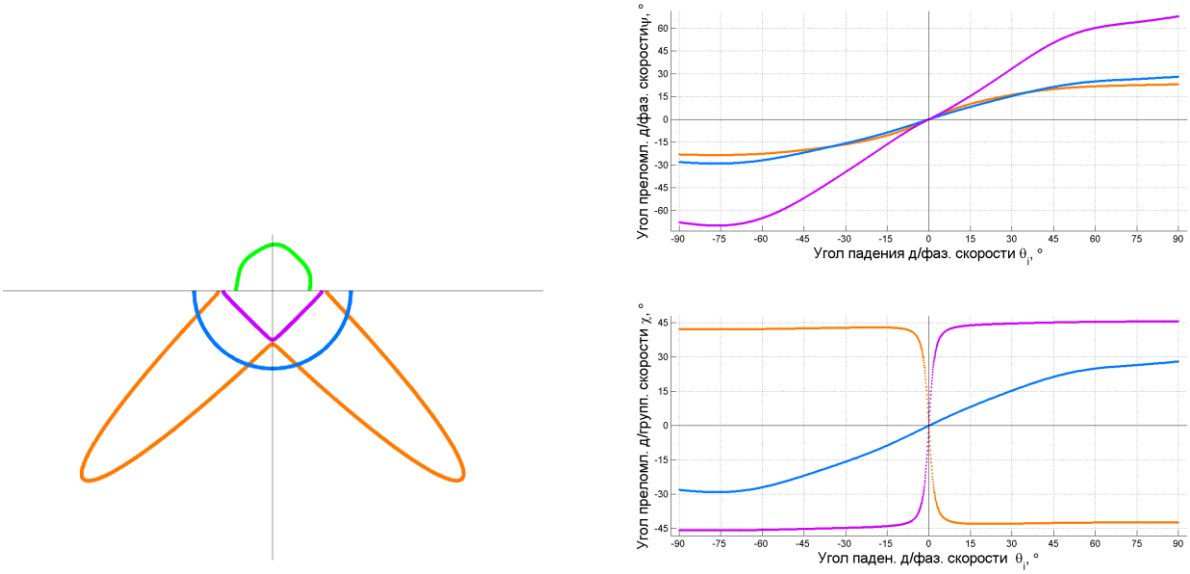



*Рис. 2. Зависимости углов преломления от угла падения. Кристаллографические оси кристалла парателлурита составляют 0 градусов с границей раздела*

На рис. 1 угол падения $\theta_i$ – угол между волновым вектором падающей волны и нормалью к границе раздела, угол преломления $\psi$ – угол между волновым вектором преломленной волны и нормалью к границе, угол преломления $\chi$ – угол между направлением потока энергии и нормалью к границе раздела. Считаем, что угол падения изменяется в диапазоне $90^0<\theta_i<90^0$.

Можно видеть, что углы преломления практически не зависят от угла падения. Это говорит о том, что одному и тому же значению угла преломления соответствует широкий диапазон углов падения $\theta_i$. Необходимо отметить, что углы преломления приблизительно равны по величине и составляют с нормалью к границе $45^{\circ}$, но противоположны по знаку. То есть, быстрая волна, соответствующая положительному значению $\chi$, лежит там, где обычно находятся преломленные волны, для изотропной среды. Медленная волна, соответствующая отрицательному углу $\chi$, находится в третьем квадранте. Подобное поведение волны, позволяет говорить о том, что она испытывает отрицательное (обратное) преломление. Более того, изменение угла падения не влияет значительно на картину преломления, что говорит об отсутствии чувствительности к срезу кристалла. Это означает, что ошибка в выборе среза преобразователя не влияет на направление распространения возбуждаемых волн. Это позволило создать акустооптическую ячейку для рассмотренной выше конфигурации.

## Библиографический список

1. Дьелесан Э., Руайе Д. Упругие волны в твердых телах. Применение для обработки сигналов. М.: Наука, 1982. 424 с.

2. Voloshinov V. B. Application of Acousto-Optic Interactions in Anisotropic Media for Control of Light Radiation / V. B. Voloshinov N. V. Polikarpova // Acustica-Acta Acustica. 2003. V. 89. Pp. 930-935.

3. Волошинов В. Б., Поликарпова Н. В., Можаев В.Г. Близкое к обратному отражение объемных акустических волн при скользящем падении в кристалле парателлурита // Акустический журнал. 2006. Т. 52. № 3. С. 1-9.

**УДК 629.735.33**

***Г. Д. Слиньков****
аспирант
***С. Н. Манцевич****
кандидат физико-математических наук, доцент
***В. И. Балакший******
доктор физико-математических наук, профессор
***Л. Н. Магдич******
доктор технических наук
*Московский государственный университет имени М. В. Ломоносова
**Научно-технологический центр уникального приборостроения РАН
***Научно-исследовательский институт «Полюс» имени М. Ф. Стельмаха

## АНАЛИЗ ЭФФЕКТА ПЕРЕСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ АКУСТИЧЕСКОГО РЕЗОНАНСА В АКУСТООПТИЧЕСКОМ МОДУЛЯТОРЕ НА СТОЯЧЕЙ ВОЛНЕ

Данная работа продолжает проведенное в [1] исследование эффекта зависимости частоты акустического резонанса акустооптического (АО) синхронизатора мод лазера от параметров его электрической цепи согласования. Представлены новые экспериментальные и теоретическими результаты. Предложенное теоретическое описание эффекта основано на использовании эквивалентной электро-механической схемы АО ячейки. Такой подход позволил получить аналитические соотношения, определяющие зависимость величины указанного эффекта (сдвига частоты) как от параметров и конфигурации цепи согласования, так и свойств используемых кристалла и пьезопреобразователя.
***Ключевые слова:*** акустооптика, синхронизация мод.

*Работа выполнена при поддержке гранта РНФ 19-19-00606.*

***G. D. Slinkov****
Postgraduate Student
***S. N. Mantsevich****
PhD, Professor
***V. I. Balakshy** *****
PhD, Professor
***L. N. Magdich******
PhD
* M. V. Lomonosov Moscow State University
** Russian Academy of Sciences Scientific and Technological Center of Unique Instrumentation
*** Stel’makh Research and Development Institute ”Polyus”

## ANALYSIS OF THE ACOUSTIC RESONANCE FREQUENCY TUNING EFFECT IN A STANDING-WAVE ACOUSTO-OPTIC MODULATOR

This study continues investigation [1] of the effect of an acousto-optic (AO) mode locker’s acoustic resonance frequency dependence on the parameters of its electronic matching circuit.

New theoretical results are presented. Proposed theory of the effect is based on an equivalent electro-mechanical network representing the AO cell. This approach allows to obtain analytical equations governing the named effect's (frequency shift) magnitude dependence on both the parameters of the matching network and the properties of the crystal and the piezo-transducer.
***Keywords:*** acousto-optics, mode locking.

## Введение

В работе [2] было впервые показано, что частота акустического резонанса АО модулятора, функционирующего в режиме стоячей акустической волны, определяется не только свойствами кристалла (длина, скорость звука, температура), но и параметрами цепи согласования (например, емкостью используемого конденсатора). Потенциальным применением этого эффекта является компенсация "теплового" сдвига резонансной частоты, имеющего место в АО синхронизаторах лазерных мод, поскольку для них важны как высокая мощность акустического сигнала, так и равенство частоты модуляции частоте межмодового интервала лазера.

## Основные соотношения

Поскольку в акустооптических синхронизаторах лазерных мод используется режим стоячей волны, мы не можем пренебрегать влиянием акустической волны, отраженной от задней грани кристалла. Возвращаясь к пьезопреобразователю, она, за счет прямого пьезоэффекта, возбуждает электрический сигнал в цепи согласования, который будет участвовать в возбуждении акустической волны наравне с сигналом генератора. Это означает, что процессы, происходящие в такой системе, описываются самосогласованной задачей, в рамках которой принципиально невозможно рассматривать работу электрической части устройства (генератор – цепь согласования – пьезопреобразователь) отдельно от акустической (пьезопреобразователь – кристалл). Для того, чтобы объединить электрическую и акустическую задачи в рамках одной модели, воспользуемся эквивалентной электро-механической схемой пьезопреобразователя, которая, согласно [3], имеет вид, представленный на рис. 1.

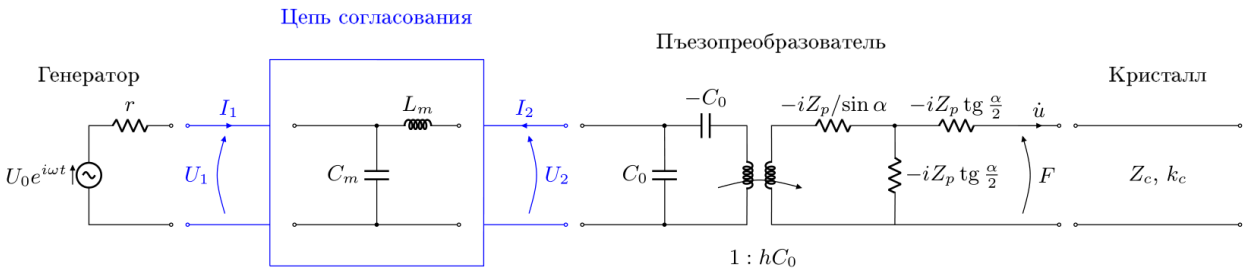



*Рис. 1. Электро-механическая схема акустооптического модулятора на стоячей акустической волне с подключённым генератором. Синим изображена цепь согласования в обобщённом виде (четырёхполюсник); чёрным (внутри неё) – вид цепи согласования, использовавшейся в эксперименте*

Здесь $C_0$ – статическая ёмкость пьезопреобразователя, $h = e/\varepsilon$, где $e$ – пьезоэлектрический модуль, $\varepsilon$ – статическая диэлектрическая проницаемость, $Z_p = \rho_p v_p$ – акустический импеданс, $\alpha = \omega/v_p\, d$, где $\rho_p$ – плотность материала пьезопреобразователя, $v_p$ – скорость звука, $d$ – толщина пьезопреобразователя, $\omega$ – частота сигнала. На вход такой цепи подаются электрический ток и напряжение, а с выхода снимаются механические сила $F$ и скорость $\dot{u}$.

В рамках данного рассмотрения, пренебрегая эффектами сноса акустической энергии и дифракционной расходимости звукового пучка, представим кристалл в виде длинной линии протяженностью $l$, с волновым сопротивлением $Z_c = \rho_c v_c$ и постоянной распространения $k_c = \omega / v_c$, где $\rho_c$ – плотность кристалла, $v_c$ – скорость звука в нем. Коэффициент отражения по напряжению (силе) на дальнем конце линии будем считать равным $-1$, что в терминах акустической задачи соответствует свободной грани кристалла и отсутствию потерь на излучение звука. Входной импеданс такого элемента будет равен $Z_c \tan k_c l$.

Для описания свойств четырехполюсников, которыми в нашей схеме являются цепь согласования и пьезопреобразователь, мы будем пользоваться матрицами так называемых A-параметров, связывающих напряжение и ток на входе и выходе четырехполюсника следующим образом (рис. 1 – часть, выделенная синим):

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_2 \\ I_2 \end{pmatrix} \tag{1}$$

Очевидно, что при каскадном соединении элементов такие матрицы перемножаются. Используя законы Кирхгофа, можно получить выражение для передаточной характеристики $H$ четырехполюсника [4], характеризующегося передаточной матрицей (1), и нагруженного на элемент с импедансом $Z$ при питании от генератора с внутренним сопротивлением $r$:

$$H = \frac{U_2}{U_{gen}} = \left( A_{11} + A_{12}/Z + A_{21} r + A_{22} r/Z \right)^{-1}, \tag{2}$$

где $U_{gen}$ – напряжение генератора, $U_2$ – напряжение на нагрузке.

Исследуем влияние такой передаточной матрицы на поступающую в нагрузку (длинную линию) мощность, не уточняя, пока, ее вида. Нам будет удобно использовать выражение для мощности на конце такой длинной линии:

$$P(l) = \frac{|U_2|^2}{4 Z_c \sin^2 k_c l}, \tag{3}$$

поскольку в режиме стоячей волны на свободной грани кристалла при любой частоте будет находиться пучность. Резонанс будет иметь место при обращении в ноль знаменателя (3) после подстановки в него (2):

$$P(l) = \frac{Z_c U_{gen}^2}{4\left|(A_{11} + A_{21}r)Z_c \sin k_c l + (A_{12} + A_{22}r)\cos k_c l\right|^2} \quad (4)$$

Таким образом, положения резонансов будут определяться трансцендентным, в силу зависимости А-параметров от частоты, уравнением:

$$Z_c \tan k_c l + \frac{(A_{12} + A_{22}r)}{(A_{11} + A_{21}r)} = 0 \quad (5)$$

Поскольку данный результат был получен без уточнения вида передаточной матрицы, очевидно, что эффект сдвига резонансной частоты может наблюдаться не только в АО устройствах. Он может быть обнаружен и в чисто электрической системе, где связь электрической длинной линии с генератором реализована посредством некой совокупности сосредоточенных элементов.

## Результаты

В работе [1] было отмечено, что частота, соответствующая стоячей акустической волне (акустическому резонансу), может не совпадать с частотой наилучшего электрического согласования АО синхронизатора мод с генератором – частотой электрического резонанса. На рис. 2. приведены графики частотных зависимостей коэффициента стоячей волны (КСВ – SWR), измеренного между генератором и цепью согласования, и эффективности акустооптической дифракции. Согласующих элементы подключены по схеме, представленной на рис. 1. Как видно из графиков, частоты электрического и акустического резонансов не совпадают, и, в зависимости от используемой ёмкости, могут значительно отличаться.

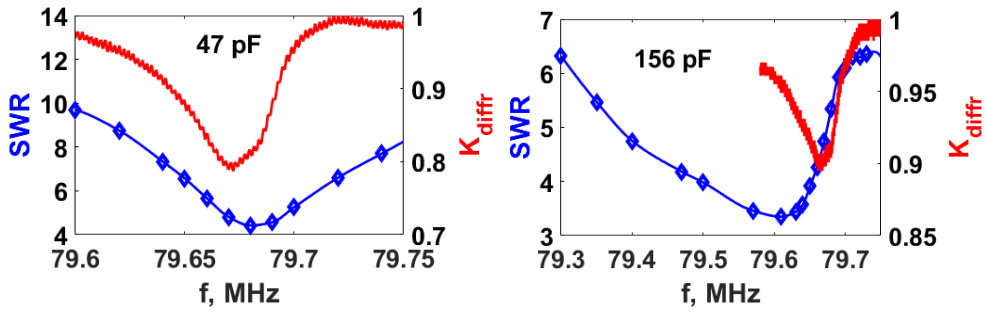



*Рис. 2. Эффективность акустооптической дифракции* $K_{diffr}$ *и коэффициент стоячей волны (SWR) при согласующей индуктивности* $L_m = 39\,нГн$ *и разных значениях согласующей ёмкости* $C_m$

Предложенная модель АО синхронизатора мод позволяет объяснить данную особенность. Наилучшее электрическое согласование будет достигнуто при равенстве входного электрического импеданса системы «цепь согласования + длинная линия»

$$Z_{in} = \frac{A_{11} Z_c \tan k_c l + A_{12}}{A_{21} Z_c \tan k_c l + A_{22}} \tag{6}$$

внутреннему сопротивлению генератора, что даёт условие, в общем случае, не совпадающее с условием (5):

$$Z_c \tan k_c l + \frac{(A_{12} - A_{22} r)}{(A_{11} - A_{21} r)} = 0, \tag{7}$$

Для того чтобы получить соотношения, определяющие величину сдвига частоты акустического резонанса, запишем матрицу А-параметров пьезопреобразователя $M_{PZT}$ в соответствии с представленной на рис. 1 схемой:

$$M_{PZT} = \frac{-\cos\alpha}{1-\cos\alpha} \begin{pmatrix} \dfrac{1}{hC_0} + \dfrac{h}{i\omega}\dfrac{\tan\alpha}{iZ_p} & iZ_p \tan\alpha \left( \dfrac{1}{hC_0} + \dfrac{h}{i\omega}\dfrac{\tan\alpha}{iZ_p} \right) - \dfrac{h}{i\omega}\dfrac{(1-\cos\alpha)^2}{\cos^2\alpha} \\ \dfrac{i\omega}{h} & \dfrac{i\omega}{h} iZ_p \tan\alpha \end{pmatrix} \tag{8}$$

Поскольку нас интересует зависимость резонансной частоты $f$ не только от номиналов конкретных элементов, используемых в цепи согласования, но и от её конфигурации (например, последовательное/параллельное включение индуктивности), мы пока не будем уточнять вид цепи согласования $M_{match}$ и запишем её в виде:

$$M_{match} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \tag{10}$$

Совокупная матрица $M_{all}$ цепи согласования и пьезопреобразователя будет иметь вид:

$$M_{all} = M_{match} \cdot M_{PZT} \tag{11}$$

Подставляя полученные элементы $M_{all}$ в (5), запишем трансцендентное уравнение:

$$Z_c \tan k_c l + iZ_p \tan\alpha + \left[ \frac{\tan\alpha}{iZ_p} \left( \frac{h}{i\omega} \right)^2 + \frac{1}{i\omega C_0} + \frac{B + Dr}{A + Cr} \right]^{-1} \left( \frac{h}{i\omega} \right)^2 \left( \frac{1-\cos\alpha}{\cos\alpha} \right)^2 = 0. \tag{9}$$

Учитывая, что в пределах одного акустического резонансного пика (для исследуемой АО ячейки ширина пика составляет ~50 кГц, расстояние между пиками ~500 кГц, элементы матриц, как цепи согласования, так и пьезопреобразователя являются медленно меняющимися функциями частоты, и что вблизи резонансной частоты пьезопреобразователя ($\alpha = \pi$) $\tan\alpha \approx 0$,

$\frac{1-\cos\alpha}{\cos\alpha} \approx 2$, получим из трансцендентного уравнения (9) аналитическое выражение для величины сдвига частоты:

$$f = -\frac{v_c}{2l} \cdot \frac{1}{\pi} \arccos \frac{Z_c}{\sqrt{{Z_c}^2 + \left(\frac{2h}{i\omega}\right)^4 \left(\frac{1}{i\omega C_0} + \frac{B+Dr}{A+Cr}\right)^{-2}}}. \qquad (10)$$

Как можно заметить, сдвиг частоты при изменении параметров цепи согласования ограничен величиной $v_c/2l$, равной разности между частотами соседних акустических резонансов. Формула (10) удобна тем, что влияние цепи согласования на частоту резонанса полностью определяется выражением $\frac{B+Dr}{A+Cr}$.

Так, например, матрица А-параметров цепи согласования, использовавшейся в эксперименте (Рис. 1), равна

$$\begin{pmatrix} 1 & i\omega L_m \\ i\omega C_m & 1-\omega^2 L_m C_m \end{pmatrix}. \qquad (11)$$

В этом случае интересующее нас выражение

$$\frac{B+Dr}{A+Cr} = i\omega L_m + \frac{1}{1/r + i\omega C_m} \qquad (12)$$

оказывается равным совокупному импедансу генератора и цепи согласования.

## Заключение

Исследованный в данной работе эффект может быть использован для создания акустооптических синхронизаторов лазерных мод с автоматической подстройкой рабочей частоты, что значительно снизит требования к системе охлаждения таких устройств и повысит стабильность работы лазеров с активной синхронизацией мод и упростит их эксплуатацию.

Также предложенный метод расчета эффективности преобразования электрической мощности в акустическую может быть полезен и для анализа АО устройств, работающих в режиме бегущей волны – например, АО фильтров, широко применяемых в оптической электронике для спектральной фильтрации, в том числе, и изображений. Использование данной модели может помочь понять причину различия ширины частотной полосы согласования АО ячеек получаемой при измерении их эклектических характеристик (например, с помощью векторного анализатора цепей) и рабочего спектрального диапазона, определяемого измерением оптических характеристик (эффективности дифракции) [5, 6].

**Библиографический список**

1. Slinkov G. D., Mantsevich S. N., Balakshy V. I., Magdich L. N. and Machikhin A. S. Control of acousto-optic mode locker by means of electronic matching circuit // IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control.

2. Magdich L. N., Balakshy V. I., Mantsevich S. N. Electronic tuning of acoustic resonances in acousto-optic mode lockers // Applied acoustics 112 (2016). Pp. 217–220**.**

3. Дьелесан Э., Руайе Д. Упругие волны в твердых телах: применение для обработки сигналов. М.: Наука, 1982. 424 с.

4. Запасный А. И. Основы теории цепей. М.: РИОР, 2006. 336 с.

5. Dekemper E., Vanhamel J., Van Opstal B., Fussen D., Voloshinov V. B. Influence of driving power on the performance of UV KDP-based acousto-optical tunable filters // Journal of Optics. 17 (2015). 075404.

6. Maák P., Takács T., Barőcsi A., Kollár E., Richter P. Thermal behavior of acousto-optic devices: Effects of ultrasound absorption and transducer losses // Ultrasonics. 2011. 51(4). Pp. 441–451.

**УДК 535.32**

***В. Г. Фарафонов****
доктор физико-математических наук, профессор
***В. И. Устимов****
кандидат физико-математических наук, доцент
***Н. А. Вешев****
кандидат физико-математических наук, доцент
***А. Р. Тулегенов****
ассистент
*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

# РАСЧЕТ ПОЛЯРИЗУЕМОСТИ МНОГОСЛОЙНОЙ СФЕРОИДАЛЬНОЙ ЧАСТИЦЫ ПРИ ПЕРПЕНДИКУЛЯРНОЙ ОРИЕНТАЦИИ ВНЕШНЕГО ПОЛЯ

Для малых неконфокальных (несофокусных) многослойных сфероидов построен алгоритм вычисления поляризуемости при перпендикулярной ориентации внешнего поля, базирующееся на решении электростатической задачи. Поляризуемость такой частицы с точностью до константы совпадает с первым элементом Т-матрицы и может быть найдена в виде произведения бесконечных матриц. Численные расчеты показали, что для поляризуемости многослойной сфероидальной частицы при перпендикулярной ориентации внешнего поля можно использовать конфокальное приближение, в рамках которого учитываются только одно слагаемое в разложениях полей, при этом относительная погрешность менее 0.1%.
***Ключевые слова:*** несофокусные сфероиды, электростатика, приближение Релея.

*Работа была поддержана в 2019 г. грантом ГУАП и грантом РФФИ 18-52-52006.*

***V. G. Farafonov****
Dr. of Phys.-Math. Sciences, Professor
***V. I. Ustimov****
PhD, Associate Professor
***N. A. Veshev****
PhD, Associate Professor
***A. R. Tulegenov****
Assistant Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

# CALCULATION OF POLARIZABILITY OF A MULTILAYERED SPHEROIDAL PARTICLE FOR THE PERPENDICULAR ORIENTATION OF THE EXTERNAL FIELD

Using solution to the electrostatic problem for the perpendicular orientation of the external field, an algorithm to calculate the polarizability of small non-confocal multi-layered spheroids is suggested. The polarizability of such a particle is proportional to the first element of the *T*-matrix and can be found as a product of infinite matrices. Numerical calculations have shown that, to

find the polarizability of a multi-layered spheroid in the case of the perpendicular orientation of the external field, one can apply the confocal approximation, when the only term is kept in the field expansions, and get the result with the relative error less than 0.1%.
***Keywords:*** non-confocal spheroids, electrostatics, Rayleigh approximation.

При взаимодействии оптической волны с дисперсной средой часто размер частиц много меньше длины волны излучения. В этом случае для исследования поставленной задачи целесообразно использовать приближение Релея. В рамках данной аппроксимации основную роль играет поляризуемость частицы, которая связывает момент поля индуцированного диполя с внешним постоянным полем [1]:

$$\vec{p} = \alpha \vec{E}_0. \tag{1}$$

В общем случае поляризуемость имеет размерность объема, при этом она является тензором, который имеет диагональный вид для осесимметричных частиц. Если ось $z$ совпадает с осью вращения, то $\alpha_x = \alpha_y$ . При известной поляризуемости рассеяние малой частицы можно описывать в приближении Релея, в рамках которого сечения поглощения и рассеяния можно записать следующим образом [1]:

$$C^{abs} = k_1 \operatorname{Im} \alpha, \tag{2}$$

$$C^{sca} = \frac{1}{6\pi} k_1^4 |\alpha|^2, \tag{3}$$

где $k_1$ – волновое число среды вне частицы. Остальные характеристики рассеянного поля также определяются поляризуемостью, нахождение которой сводится к решению электростатической задачи.

Электростатическая задача решается с помощью скалярных потенциалов $\Phi$, связанных с напряженностью электрического поля $\vec{E}$ следующим образом [1–2]:

$$\vec{E} = -\nabla \Phi. \tag{4}$$

Для частицы, имеющей $J$ слоев, потенциалы будут иметь два индекса – $\Phi_i^j$, где $j = 1, 2, ..., J+1$ соответственно для полей вне частицы, внутри оболочек и ядра. Нижний индекс принимает два значения $i = 1, 2$ соответственно для регулярной части, не имеющей особенностей в начале координат, и иррегулярной части, которая убывает на бесконечности и имеет особенность в начале координат.

Поля вне частицы описываются суммой потенциалов – $\Phi^1 = \Phi_1^1 + \Phi_2^1$, где $\Phi_1^1$ соответствует внешнему полю, а второе слагаемое $\Phi_1^2$ – “рассеянному” полю, т.е. полю, возникающему из-за наличия частицы.

Именно это поле представляет основной интерес при решении электростатической задачи, так как его дипольная составляющая используется для построения релеевского приближения. Потенциал поля внутри оболочек содержит оба слагаемые – $\Phi^j = \Phi_1^j + \Phi_2^j$. И, наконец, поле внутри ядра не имеет особенностей в начале координат, поэтому описывается только первым слагаемым – $\Phi^{J+1} = \Phi_1^{J+1}$. Из уравнений Максвелла для электростатических полей следует, что они должны удовлетворять уравнению Лапласа

$$\Delta\Phi_i^j = 0. \tag{5}$$

Рассмотрим сфероидальную систему координат $(\xi, \eta, \varphi)$, связанную с декартовой системой $(x, y, z)$ с осью $z$, направленной вдоль оси симметрии [3]:

$$x = \frac{d}{2}\left[(\xi^2 - f)(1-\eta^2)\right]^{1/2}\cos\varphi,$$

$$y = \frac{d}{2}\left[(\xi^2 - f)(1-\eta^2)\right]^{1/2}\sin\varphi,$$

$$z = \frac{d}{2}\xi\eta, \tag{6}$$

где $d$ – фокусное расстояние. Для вытянутых координат параметр $f = 1$, $\xi \in [1, \infty)$, $\eta \in [-1, 1]$ и $\varphi \in [0, 2\pi)$, а для сплюснутых координат параметр $f_i = -1$, $\xi_i \in [0, \infty)$, $\eta_i \in [-1, 1]$ и $\varphi \in [0, 2\pi)$.

Уравнение Лапласа может быть решено разделением переменных как в вытянутой так и в сплюснутой сфероидальных системах. Соответствующие решения (гармоники) в вытянутой системе можно записать следующим образом [2]:

$$\begin{matrix}\Psi_{ml}^{(1)}(\vec{r}) \\ \Psi_{ml}^{(2)}(\vec{r})\end{matrix} = \begin{matrix}\Psi_{ml}^{(1)}(\xi,\eta,\varphi) \\ \Psi_{ml}^{(2)}(\xi,\eta,\varphi)\end{matrix} = \begin{matrix}\left(\frac{d}{2}\right)^l P_l^m(\xi) \\ \frac{(l-m)!}{(l+m)!}\left(\frac{d}{2}\right)^{-(l+1)} Q_l^m(\xi)\end{matrix} \psi_{ml}(\eta,\varphi),$$

$$\psi_{ml}(\eta,\varphi) = \begin{matrix}\psi_{mle}(\eta,\varphi) \\ \psi_{mlo}(\eta,\varphi)\end{matrix} = \bar{P}_l^m(\eta)\sqrt{\frac{2-\delta_m^0}{2\pi}} \begin{matrix}\cos m\varphi, \\ \sin m\varphi,\end{matrix} \tag{7}$$

где $n \geq m \geq 0$ – неотрицательные целые числа, символ Кронеккера $\delta_m^0 = 1$ или 0, когда $m = 0$ и $m \neq 0$ соответственно, $P_l^m(\eta)$ – присоединенные функции Лежандра 1-го рода, и соответствующие нормированные функции равны

$$\bar{P}_l^m(\eta) = \sqrt{\frac{(2l+1)}{2}\frac{(l-m)!}{(l+m)!}}\, P_l^m(\eta) = N_{ml}^{-1}\, P_l^m(\eta). \qquad (8)$$

Угловые функции $\psi_{ml}$ образуют полную ортонормированную систему в пространстве $L_2(\Omega)$ с квадратичной метрикой. Для функций, зависящих от угловой координаты $\eta$, вторые линейно независимые решения $Q_l^m(\eta)$ не рассматриваются, так как они имеют особенности при $\eta = \pm 1$ и не подходят по физическим соображениям. Для функций, зависящих от радиальных координат, используется следующее определение, отличающееся постоянным множителем от указанного в [2]:

$$P_l^m(\xi) = \left(\xi^2 - 1\right)^{\frac{m}{2}} \frac{d^m P_l(\xi)}{d\xi^m}, \quad Q_l^m(\xi) = \left(\xi^2 - 1\right)^{\frac{m}{2}} \frac{d^m Q_l(\xi)}{d\xi^m}. \qquad (9)$$

Заметим, что функции 2-го рода стремятся к нулю на бесконечности и имеют особенность на фокусном отрезке для вытянутых или фокусном круге для сплюснутых функций.

Если частица представляет собой многослойный сфероид, имеющий несофокусные слои, то для максимального учета геометрии задачи следует использовать $J$ сфероидальных систем координат. В окрестности внешней границы частицы потенциалы полей будем представлять в виде разложений по сфероидальным гармоникам 1-й системы, в окрестности 1-й внутренней границы потенциалы полей будем представлять в виде разложений по сфероидальным гармоникам 2-й системы и т.д. В окрестности границы с ядром потенциалы полей представлять в виде аналогичных разложений, но по сфероидальным гармоникам $J$-й сфероидальной системы координат. Наличие связи между этими гармониками позволяет наиболее просто провести сшивку данных разложений одних и тех же потенциалов внутри оболочек частицы.

Уравнение поверхности частицы $S_1$ в первой сфероидальной системе имеет вид

$$\xi_1 = \xi_1^0, \qquad (10)$$

где потенциалы для постоянного внешнего поля записывается следующим образом:

$$\Phi_1^1 = a_{ml}^{(1)} \Psi_{m1}^{(1)}(\xi_1, \eta_1, \varphi). \qquad (11)$$

С учетом осевой симметрии частицы можно рассматривать только два случая ориентации внешнего поля. Если единичное внешнее поле направлено вдоль или перпендикулярно оси вращения, то отличны от нуля только коэффициенты $a_{01}^{(1)} = -\sqrt{\frac{4\pi}{3}}$ или $a_{11}^{(1)} = -\sqrt{\frac{4\pi}{3}}$ соответственно.

Ранее было показано [4], что для осесимметричных частиц электростатическая задача решается независимо для каждого слагаемого разложений потенциалов $\Phi$ в ряды Фурье по азимутальному углу $\varphi$, т.е. в этом случае имеет место разделение относительно переменной $\varphi$. В силу этого в случае вертикальной ориентации внешнего поля следует рассматривать только члены с индексом $m=0$, а при горизонтальной ориентации – только члены с индексом $m=1$. В статье [5] была исследована поляризуемость в первом случае, поэтому ниже будем обсуждать только второй случай – $m=1$.

С учетом сказанного выше разложение “рассеянного” поля записывается следующим образом:

$$\Phi_2^1 = \sum_{l=1}^{\infty}{}' b_{1l}^{(1)} \Psi_{ml}^{(2)}(\xi_1, \eta_1, \varphi), \tag{12}$$

где штрих означает суммирование только по нечетным индексам.

Регулярный и иррегулярный потенциалы в оболочках во внутренней окрестности $j$-й поверхности частицы могут быть представлены в виде разложений по сфероидальным гармоникам $j$-й сфероидальной системы:

$$\begin{aligned} \Phi_1^{j+1} &= \sum_{l=1}^{\infty}{}' a_{1,1l}^{(j+1)} \Psi_{1l}^{(1)}(\xi_j, \eta_j, \varphi) \\ \Phi_2^{j+1} &= \sum_{l=1} b_{1,1l}^{(j+1)} \Psi_{1l}^{(2)}(\xi_j, \eta_j, \varphi). \end{aligned} \tag{13}$$

Заметим, что подобная запись справедлива также и для потенциалов внешнего и «рассеянного» излучений.

Потенциалы тех же полей в $j$-й оболочке во внешней окрестности $(j+1)$-й поверхности частицы могут быть представлены в виде разложений по сфероидальным гармоникам $(j+1)$-ой сфероидальной системы:

$$\begin{aligned} \Phi_1^{j+1} &= \sum_{l=1}^{\infty}{}' a_{2,1l}^{(j+1)} \Psi_{1l}^{(1)}(\xi_{j+1}, \eta_{j+1}, \varphi) \\ \Phi_2^{j+1} &= \sum_{l=1} b_{2,1l}^{(j+1)} \Psi_{1l}^{(2)}(\xi_{j+1}, \eta_{j+1}, \varphi). \end{aligned} \tag{14}$$

Уравнение поверхности ядра частицы $S_J$ в $J$-й сфероидальной системе имеет вид

$$\xi_J = \xi_J^0. \tag{15}$$

Наконец, потенциал поля внутри ядра имеет вид

$$\Phi_1^{J+1} = \sum_{l=1}^{\infty}{}' a_{ml}^{(J+1)} \Psi_{ml}^{(1)}(\xi_J, \eta_J, \varphi), \tag{16}$$

где штрих означает, что с учетом свойств четности суммирование нужно вести только по нечетным индексам.

В теории рассеяния принято вводить $T$-матрицу, которая связывает коэффициенты разложений «рассеянного» и внешнего полей. Связь между $T$-матрицей и поляризуемостью частицы была найдена в работе [6]. Например, при ориентации внешнего поля перпендикулярно оси вращения частицы имеем

$$\alpha_x = \alpha_y = -\frac{4\pi}{3}\frac{b_{11}^{(1)}}{a_{11}^{(1)}} = -\frac{4\pi}{3}T_{11}. \tag{17}$$

Таким образом, для расчета поляризуемости и характеристик рассеяния в приближении Релея требуется только один элемент этой матрицы – $T_{11}$. Для полного решения электростатической задачи требуется полная $T$-матрица.

Задача определения $T$-матрицы при ориентации внешнего поля параллельно оси вращения частицы была решена в работе [7]. При перпендикулярной ориентации аналогично можно найти следующие соотношения:

$$T = A_2 \cdot (A_1)^{(-1)}, \tag{18}$$

где

$$\begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{31} & A_{33} \\ A_{11} & A_{13} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta_1^{(1)T}(d_2,d_1) & 0 \\ 0 & \Delta_1^{(3)T}(d_2,d_1) \end{pmatrix} \cdots$$
$$\begin{pmatrix} \Delta_1^{(1)T}(d_J,d_{J-1}) & 0 \\ 0 & \Delta_1^{(3)T}(d_J,d_{J-1}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_{31}^{(J)} \\ A_{11}^{(J)} \end{pmatrix}. \tag{19}$$

Элементы диагональных матриц $A_{ik}^{(j)}$ можно найти в явном виде. В рассматриваемом случае получим

$$\begin{aligned}
(A_{31}^{(j)})_{nn} &= 1 + (\varepsilon_j - 1)\frac{(n-1)!}{(n+1)!}((\xi_j^0)^2 - 1)P_n^{1'}(\xi_j^0)Q_n^1(\xi_j^0), \\
(A_{33}^{(j)})_{nn} &= (\varepsilon_j - 1)\left(\frac{(n-1)!}{(n+1)!}\right)^2\left(\frac{d_j}{2}\right)^{-(2n+1)}((\xi_j^0)^2 - 1)Q_n^{1'}(\xi_j^0)Q_n^1(\xi_j^0), \\
(A_{11}^{(j)})_{nn} &= -(\varepsilon_j - 1)\left(\frac{d_j}{2}\right)^{(2n+1)}((\xi_j^0)^2 - 1)P_n^{1'}(\xi_j^0)P_n^1(\xi_j^0), \\
(A_{13}^{(j)})_{nn} &= 1 - (\varepsilon_j - 1)\frac{(n-1)!}{(n+1)!}((\xi_j^0)^2 - 1)Q_n^{1'}(\xi_j^0)P_n^1(\xi_j^0), \qquad j = 1,2,...,J,
\end{aligned} \tag{20}$$

где $\varepsilon_j$ – относительная диэлектрическая проницаемость среды $j$-ой оболочки. Сшивка разложений одних и тех же потенциалов внутри оболочек частицы в

двух разных сфероидальных системах координат осуществляется матрицами перехода $\Delta_1^{(1)}(d_{j-1}, d_j)$ и $\Delta_1^{(2)}(d_{j-1}, d_j)$, при этом нижний индекс соответствует случаю $m = 1$. Формулы для элементов этих матриц можно найти в работе [7]. Соотношения для сплюснутых частиц получаются с помощью стандартной замены.

В общем случае для вычисления поляризуемости частицы нужно оперировать бесконечномерными матрицами, однако для двухслойного сфероида можно предложить приближенную формулу, в которой учитываются лишь первые слагаемые в разложениях полей:

$$\alpha = -\frac{4\pi}{3}\frac{(A_{11}^{(1)})_{11}(A_{31}^{(2)})_{11} + (A_{13}^{(1)})_{11}(A_{11}^{(2)})_{11}}{(A_{31}^{(1)})_{11}(A_{31}^{(2)})_{11} + (A_{33}^{(1)})_{11}(A_{11}^{(2)})_{11}}. \qquad (21)$$

Она формально совпадает с известной формулой для конфокального сфероида, для которого она дает точное решение [1]. Для несофокусных сфероидов ее следует рассматривать как конфокальное приближение.

Численные расчеты перпендикулярной поляризуемости проводились для двухслойных сфероидальных частиц с подобными границами ядра и оболочек. В этом случае можно ввести коэффициент подобия

$$k = \frac{a_2}{a_1} = \frac{b_2}{b_1} = \frac{d_2}{d_1}, \qquad 0 < k < 1. \qquad (22)$$

Отношение объемов ядра и всей частицы равно кубу коэффициента подобия.

*Таблица*

**Перпендикулярная поляризуемость подобных двухслойных вытянутых сфероидов для различных значений полуосей оболочек $b_1$ и коэффициента подобия $k$ ($a_1 = 1, a_2 = ka_1$)**

| | $b_1$=0.9 | | | $b_1$=1/$\sqrt{2}$ | | | $b_1$=0.2 | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| *N*x*N* | *k*=0.9 | 0.7 | 0.5 | *k*=0.9 | 0.7 | 0.5 | *k*=0.9 | 0.7 | 0.5 |
| 2x2 | 2.6523 | 2.2378 | 2.0139 | 1.6189 | 1.3627 | 1.2243 | 0.1246 | 0.1043 | 0.0934 |
| 4x4 | 2.6528 | 2.2389 | 2.0143 | 1.6196 | 1.3638 | 1.2246 | 0.1248 | 0.1045 | 0.0934 |
| 8x8 | 2.6528 | 2.2389 | 2.0143 | 1.6197 | 1.3638 | 1.2247 | 0.1248 | 0.1046 | 0.0934 |
| 16x16 | 2.6528 | 2.2389 | 2.0143 | 1.6197 | 1.3638 | 1.2247 | 0.1248 | 0.1046 | 0.0934 |
| 24x24 | 2.6528 | 2.2389 | 2.0143 | 1.6197 | 1.3638 | 1.2247 | 0.1248 | 0.1046 | 0.0934 |

Отметим, что отношение объема ядра к объему частицы меняется от $V_2 / V_1 = 0.729$ до $V_2 / V_1 = 0.125$. Показатели преломления веществ оболочки и ядра двухслойного сфероида равны $m_1 = \sqrt{\varepsilon_1} = 1.3$ и $m_2 = 1.7$ соответственно.

Сравнивая данную таблицу с аналогичной для параллельной поляризуемости [5] видим, что по виду сходимости и точности расчетов результаты имеют примерно одинаковый характер. Анализируя полученные

данные, нетрудно заметить, что точность расчета поляризуемости мало зависит от числа слагаемых $N$ в разложениях полей (12-16). При увеличении $N$ от 8 до 24 сохраняются 6 значащих цифр для разных значений параметров задачи. Относительная погрешность конфокального приближения (21), соответствующего учету одного слагаемого ($N = 2$), составляет $10^{-5} - 10^{-3}$. Более точное приближение, учитывающее два слагаемые ($N = 4$) и представляемое в явном виде [5], улучшает результат по меньшей мере на порядок. Исследование области применимости данного приближения показало, что оно может эффективно применяться в широкой области значений параметров сфероидальных частиц. Анализ результатов для произвольных несофокусных сфероидов приводит к тем же выводам, что и для сфероидов с подобными границами слоев.

Таким образом, предложенный подход к построению приближения Релея для многослойных несофокусных сфероидов безусловно предпочтительнее подхода, ранее предложенного в работе [8] и основанного на разбиении несофокусных оболочек на большое число тонких слоев, которые далее считались софокусными.

## Библиографический список

1. Борен К., Хаффмен Д. Поглощение и рассеяние света малыми частицами. М.: Мир, 1986. 735 с.

2. Морс Ф. М., Фешбах Г. Методы теоретической физики. М.: ИЛ, 1958. 420 с.

3. Комаров В. И., Пономарев Л. И., Славянов С. Ю. Сфероидальные и кулоновские сфероидальные функции. М.: Наука, 2003. 376 с.

4. Фарафонов В. Г. Гипотеза Релея и область применимости метода расширенных граничных условий в электростатических задачах для несферических частиц // Оптика и спектроскопия. 2014. Т. 117. С. 949–962.

5. Фарафонов В. Г., Устимов В. И., Ильин В. Б. Приближение Релея для многослойных несофокусных сфероидов // Оптика и спектроскопия. 2019. Т. 126. С. 450–457.

6. Фарафонов В. Г., Устимов В. И. О свойствах Т-матрицы в релеевском приближении // Оптика и спектроскопия. 2015. Т. 119. С. 1020–1032.

7. Фарафонов В. Г., Устимов В. И., Ильин В. Б.Рассеяние света малыми многослойными несофокусными сфероидами с использованием подходящих сфероидальных базисов // Оптика и спектроскопия. 2018. Т. 125. С. 786–794.

8. Posselt B., Farafonov V. G., Il'in V. B., Prokopjeva M. S. Light Scattering by Multilayered Ellipsoidal Particles in the Quasistatic Approximation // Measurement and Science Technology. 2002. V. 13. Pp. 256–262.

**УДК 535.3**

***В.С. Хоркин****
инженер-физик
***Н.В. Поликарпова****
кандидат физико-математических наук, доцент
***В.Б. Волошинов****
кандидат физико-математических наук
*Московский государственный университет им. М.В. Ломоносова,

# АКУСТИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА МОНОКРИСТАЛЛА ТЕЛЛУРА

Представлены результаты теоретического анализа акустических свойств двух модификаций теллура. Данные модификации отличаются друг относительно друга знаком упругого модуля $c_{14}$. Рассмотрено влияние знака $c_{14}$ на величины фазовых скоростей и поляризаций акустических волн, распространяющихся в плоскостях XY, XZ и YZ кристалла теллура.
***Ключевые слова:*** акустика, акустические волны, акустооптика, анизотропное взаимодействие, монокристалл теллура.

*Работа выполнена при финансовой поддержке гранта Российского научного фонда (РНФ) №19-12-00072.*

***V.S. Khorkin****
Engineer
***N.V. Polikarpova****
PhD, Associate Professor
***V.B. Voloshinov****
PhD
*Lomonosov Moscow State University

# ACOUSTIC PROPERTIES OF TELLURIUM SINGLE CRYSTAL

The article describes the results of theoretical investigation of acoustic properties of two modification of tellurium single crystal. These modifications are changed from each other by the sign of the elastic constant $c_{14}$. The influence of the sign $c_{14}$ on the values of phase velocities and polarizations of acoustic waves propagating in the XY, XZ and YZ planes of the tellurium crystal is considered.
***Keywords:*** acoustic, acoustic waves, acoustoo-optics, anisotropic diffraction, single crystal of tellurium.

## Введение

Известно, что акустооптические (АО) приборы широко используются в лазерной технике, оптике и спектроскопии [1]. АО устройства позволяют управлять такими параметрами оптического излучения, как направление распространения, амплитуда и фаза волны, а также спектральный состав. Акустооптические приборы характеризуются малыми габаритами и весом, высоким быстродействием, отсутствием механически движущихся частей, а также

малыми электрическими и оптическими потерями [1]. К настоящему моменту разработаны и широко применяются на практике АО приборы, управляющие излучением видимого и ближнего инфракрасного диапазонов длин волн. Вопрос создания приборов, работающих в среднем и дальнем инфракрасном диапазонах электромагнитного спектра (например, для длины волны $\lambda = 10.6$ мкм) до сих пор остается открытым. Основной причиной является отсутствие эффективных с точки зрения АО материалов, на основе которых возможно создание различных устройств. В качестве перспективных материалов в литературе рассматриваются, например, соединения ртути, такие как, каломель ($Hg_2Cl_2$), бромид ртути ($Hg_2Br_2$) и йодид ртути ($Hg_2I_2$) [2], соединения на основе таллия, кристаллы семейства KRS. В последнее время также большой интерес вызывает кристалл $Tl_3AsS_4$, который является оптически двуосным и прозрачным вплоть до длины волны $\lambda = 12$ мкм [3].

В работе рассматривается возможность использования в АО приборах среднего и дальнего инфракрасного диапазонов еще одного материала – монокристалла теллура. Это является продолжением цикла исследований акустических, оптических и акустооптических характеристик кристалла теллура, необходимых для проверки и уточнения литературных данных о фундаментальных физических свойствах кристалла [4]. В работе представлены результаты расчета акустических свойств материала в главных плоскостях XY, XZ и YZ в зависимости от модификации кристалла теллура. Из литературы известно, что существует две модификации теллура, которые отличаются друг от друга знаком упругого модуля $c_{14}$ [5]. В работе представлены результаты расчета фазовых скоростей ультразвуковых волн, а также направлений векторов поляризаций и углов акустического сноса в указанных плоскостях. Кроме того, в работе рассматривается влияние знака упругого коэффициента $c_{14}$ на акустооптические характеристики кристалла теллура.

Известно, что кристалл теллура принадлежит к кристаллографическому классу 32 тригональной сингонии и является прозрачным в инфракрасном диапазоне длин волн $\lambda = 4$-$23$ мкм [5]. Данный материал характеризуется большими абсолютными значениями показателей преломления $n_o = 4.8$ и $n_e = 6.25$, а также существенным двулучепреломлением: $\Delta n/n_o = 0.3$. Это делает указанный кристалл перспективным для создания на его основе АО устройств среднего и дальнего ИК диапазонов.

Теория говорит о том, что материалы тригональной сингонии (класс 32) обладают только 6 независимыми упругими коэффициентами [4, 5]. В качестве исходных данных для теоретических расчетов в работе использовались следующие численные значения модулей упругости теллура [4, 5]:

$c_{11} = 3.76 \cdot 10^{10}$ Па, $c_{13} = 2.88 \cdot 10^{10}$ Па, $c_{33} = 7.85 \cdot 10^{10}$ Па,
$c_{12} = 0.94 \cdot 10^{10}$ Па, $c_{14} = +1.43 \cdot 10^{10}$ Па, $c_{44} = 3.55 \cdot 10^{10}$ Па.

Ранее было сказано, что существует кристалл теллура двух модификаций. Приведенные значения упругих модулей соответствуют «левой» модификации, когда константа упругости принимает положительное значение $c_{14} > 0$. Для «правой» модификации теллура упругие коэффициенты сохра-

няют те же численные значения, кроме константы $c_{14}$ , знак которой изменяется на противоположный $c_{14}$ = -1.43·10$^{10}$ Па < 0.

Подобное разделение модификаций на «правую» и «левую» связано с общим видом поверхностей акустических медленностей в плоскости YZ кристалла, приведенных на рисунках 1 (а)-(б). Поверхности акустических медленностей на рисунке 1 (а) соответствуют «левой» модификации кристалла теллура и $c_{14} > 0$, а на рисунке 1 (б) – «правой» модификации и $c_{14} < 0$. Необходимо отметить, что все представленные в работе расчеты проводились для одинаковых численных значений упругих коэффициентов и различие заключалось только в знаке константы $c_{14}$.

Из представленных на рис. 1а, 1б результатов понятно возникновение в литературе названий для модификаций теллура: сечения поверхностей акустических медленностей для плоскости YZ являются зеркальным отражением друг друга относительно оси Y.

а) б)

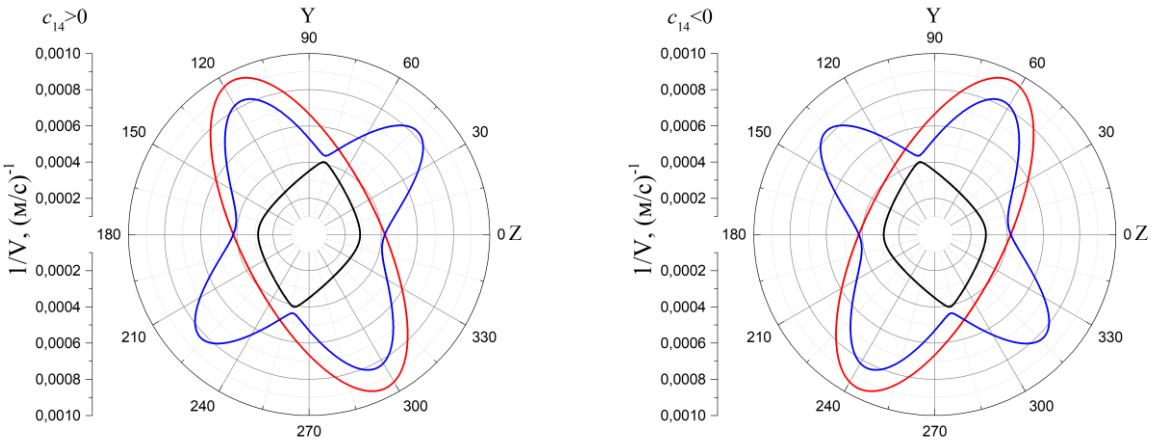



*Рис. 1. Сечения поверхностей акустических медленностей для плоскости YZ в случае (а) «левой» модификации теллура (б) «правой» модификации теллура*

В случае «левой» модификации, сечения поверхностей акустических медленностей повернуты влево, а в случае «правой» модификации – вправо. На рис. 1а, 1б в плоскости YZ черным цветом показаны поверхности акустических медленностей для квазипродольной акустической волны, а синим и красным цветом – для квазисдвиговых волн. Необходимо отметить, что красным цветом показана чистая сдвиговая акустическая волна, поляризованная ортогонально рассматриваемой плоскости.

Из вида зависимостей также следует, что направление распространения групповой скорости, а также связанная с этим величина акустического сноса, зависит в рассматриваемой плоскости от модификации теллура. Например, при распространении сдвиговых акустических волн вдоль оси Y, для «левой» модификации теллура (рис. 1а), поток энергии волны направлен ортогонально касательной к поверхности акустической медленности, то есть в сторону

положительного направления оси Z. В случае «правой» модификации теллура энергия сдвиговых акустических волн ориентирована в сторону отрицательного направления оси Z.

Также, при проведении теоретического анализа акустических свойств для плоскости *YZ* были рассчитаны поляризации акустических волн. На рис. 2а, 2б представлены зависимости проекций векторов поляризации от направления распространения для рассматриваемых модификаций теллура: рис. 2а соответствует «левой» модификации теллура, а рис. 2б – «правой» модификации. Одинаковые цвета на рис. 1 и 2 соответствуют одинаковым акустическим модам, распространяющимся в плоскости *YZ*.

На рис. 2а, 2б следует, что при смене знака упругого коэффициента $c_{14}$ изменяются поляризации упругих мод, распространяющихся в плоскости YZ. Например, для быстрой квазипродольной акустической моды, которая обозначена черным цветом, на рисунках 1 и 2, видно, что ее поляризация изменяется для всех направлений, кроме случая распространения данной моды строго вдоль оси Z. На рис. 1 и 2 это соответствует углам $\varphi$=0° и $\varphi$=180°. Вдоль оси Z рассматриваемая акустическая мода является чисто продольной, что подтверждают значения компонент вектора поляризации. На рис. 2а, 2б – Z-компонента вектора поляризации равна единице, а остальные компоненты равны нулю.

а) б)

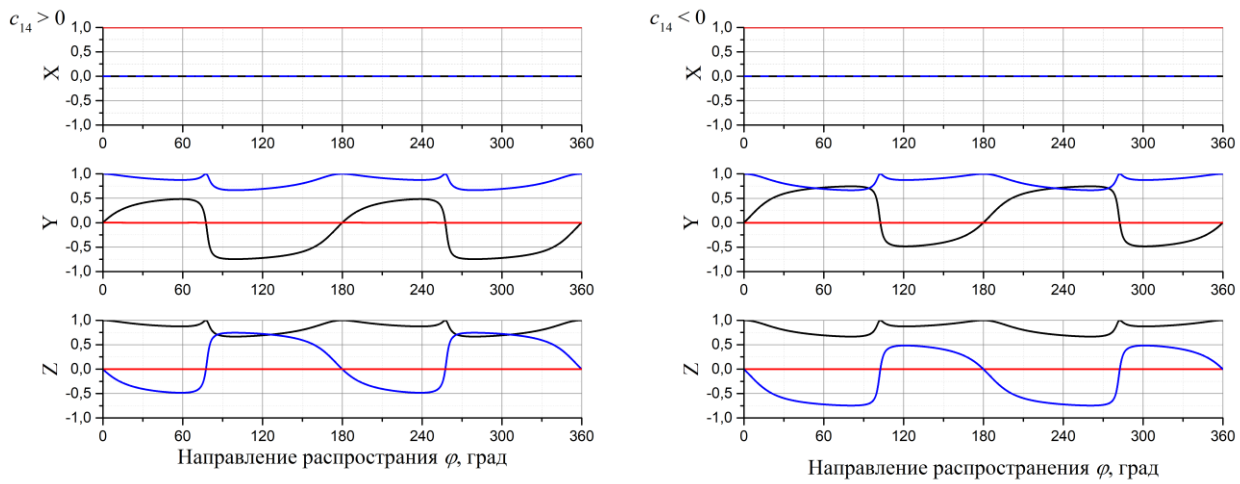



*Рис. 2. Компоненты векторов поляризаций (X, Y, Z) акустических мод в плоскости YZ в случае: (а) «левой» модификации теллура (б) «правой» модификации теллура*

Аналогичным образом ведет себя квазисдвиговая акустическая мода, которая изображена на рис. 1 и 2 синим цветом. Необходимо отметить, что смена знака упругого коэффициента $c_{14}$ не влияет на параметры чистой сдвиговой акустической моды (красная кривая). Как видно на рис. 2а, 2б, для и «левой», и «правой» модификаций теллура данная акустическая мода поляризована вдоль оси *X*, ортогонально рассматриваемой плоскости *YZ*.

Таким образом, из представленного краткого анализа акустических свойств кристалла теллура видно, что знак упругого коэффициента $c_{14}$ влияет

не только на величины фазовых скоростей акустических волн, но и на поляризации акустических волн. Рассмотренная особенность также влияет и на акустооптические характеристики кристалла, поскольку, при разработке АО устройств необходимо, чтобы в материале возбуждалась лишь одна акустическая волна. Если не определять модификацию имеющегося образца кристалла теллура или определить ее неверно, то возбуждение волн может оказаться неэффективным: будут возбуждаться дополнительные акустические волны, между которыми будет распределяться энергия, что в конечном итоге скажется на эффективности АО взаимодействия.

**Библиографический список**

1. Балакший В.И., Парыгин В.Н., Чирков Л.Е. Физические основы акустооптики, М.: Радио и связь, 1985. 280 с.

2. Gupta N. Investigation of a mercurous chloride acousto-optic cell based on longitudinal acoustic mode // Applied Optics. 2009. V.48. No. 7. Pp. 151-158.

3. Mystyk B., Kryvyy T., Demyanyshyn N., Mys O., Martynyuk-Lototska I., Kohkan O., Vlokh R. Piezo-, elasto- and acousto-optic properties of Tl3AsS4 crystals // Appl. Opt. 2018. V. 57. No. 14. Pp. 3796-3801.

4. Voloshinov V.B., Khorkin V.S., Kulakova L.A., Gupta N. Optic, acoustic and acousto-optic properties of tellurium in close-to-axis regime of diffraction // J. Phys. Comm., 2017. V. 1. No. 2. Pp. 025006-025015.

5. Акустические кристаллы: справочник /Под ред. М.П. Шаскольской. М.: Наука, 1982.

# АКУСТОЭЛЕКТРОНИКА

**УДК 621.391.1 (075)**

***А.П. Абрамов***
кандидат технических наук, доцент
Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

## АКУСТОЭЛЕКТРОННЫЙ БАЛАНСНЫЙ ДИФФЕРЕНЦИАТОР

Рассмотрена топология весового фильтра на поверхностных акустических волнах. Приведены аналитические выражения для передаточной и импульсной характеристики акустоэлектронного балансного дифференциатора. Представлены результаты теоретического и экспериментального анализа его работы в конечной полосе частот.
***Ключевые слова:*** топология, акустоэлектроника, балансный дифференциатор, импульсная характеристика.

*Работа опубликована при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований: грант № 20-07-20026.*

***A.P. Abramov***
PhD, Associate Professor
St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

## ACOUSTO-ELECTRONIC BALANCE DIFFERENTIATOR

The topology of a weight filter on surface acoustic waves is considered. Analytical expressions for the transfer and pulse characteristics of an acousto-electronic balance differentiator are given. The results of theoretical and experimental analysis of its operation in the final frequency band are presented.
***Keywords:*** topology, acoustoelectronics, balance differentiator, impulse response.

Системы первичной обработки радиосигналов в реальном масштабе времени в зависимости от поставленных перед ними задач требуют большой ассортимент радиокомпонент, выполняющих те или иные преобразования радиосигналов за время их действия и обладающих как высоким быстродействием и энергосбережением, так и высокой технологичностью, обеспечивающей максимальную повторяемость заданных параметров при их серийном производстве. Радиокомпоненты, разработанные на основе элементной базы на поверхностных акустических волнах (ПАВ) [1], полностью удовлетворяют вышепредъявляемым требованиям.

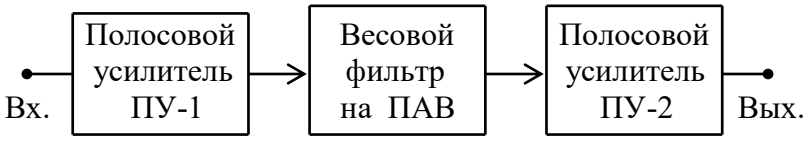



*Рис. 1. Акустоэлектронный балансный дифференциатор*

Основным функциональным узлом акустоэлектронного балансного дифференциатора радиосигналов (рис. 1) является весовой фильтр на ПАВ, топология которого, разработанная на основе неэквидистантных встречноштыревых преобразователей поверхностных акустических волн, представлена на рис. 2.

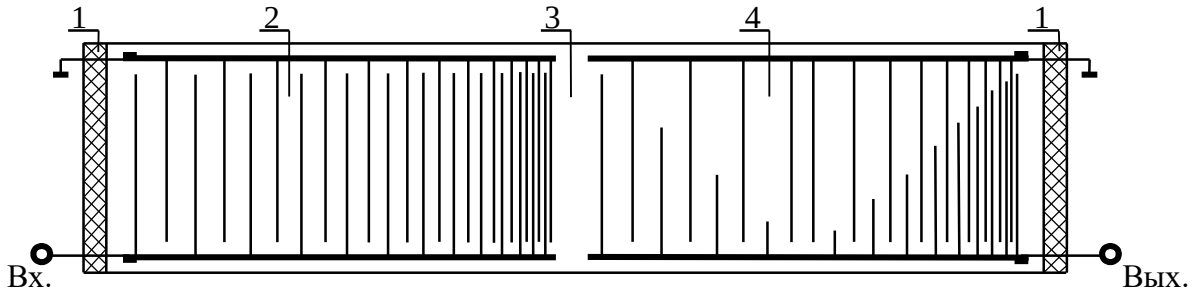



*Рис. 2. Топология весового фильтра на ПАВ*

Весовой фильтр (рис. 2) с полосой пропускания $\Delta\omega$ и средней частотой $\omega_0$ реализован на пьезоэлектрической подложке (3) со звукопоглащающими покрытиями (1) на ее торцах. На полированную поверхность пьезоэлектрической подложки нанесены два одинаковых неэквидистантных встречноштыревых преобразователя ПАВ, один из которых является входным (2), а другой – выходным (4). Оба преобразователя расположены вдоль направления распространения ПАВ и имеют одинаковое число штырей. Расстояние между штырями, однозначно связанное с частотой $\omega_i$ удовлетворяющей условию

$$\left(\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}\right) \le \omega_i \le \left(\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}\right),$$

в каждом преобразователе изменяется по линейному закону и в одном направлении. В выходном преобразователе (4) на средней частоте $\omega_0$ его полосы пропускания введен скачок фазы на величину $\pi$, путем изменения подключения штырей, относящихся к диапазону частот

$$\omega_i \le \left(\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}\right).$$

Другими словами, штыри данного диапазона частот, подключенные к сигнальной шине, переключаются на земляную шину; а штыри, подключенные к земляной шине, переключаются на сигнальную шину. Штыри сигнальной шины выходного преобразователя (4) аподизированы по длине в соответствии с передаточной функцией вида

$$K(j\omega) = \begin{cases} \dfrac{B_0}{2} j(\omega - \omega_0) & \text{при} \quad (\omega_0 - \Delta\omega/2) \le \omega \le (\omega_0 + \Delta\omega/2), \\ \dfrac{B_0}{2} j(\omega + \omega_0) & \textit{при} \quad -(\omega_0 + \Delta\omega/2) < \omega < -(\omega_0 - \Delta\omega/2), \end{cases} \qquad (1)$$

где $B_0$ – коэффициент пропорциональности, 1/с.

Воспользовавшись соотношением [2]

$$h(t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}K(j\omega)\exp(j\omega t)d\omega,$$

нетрудно показать, что импульсная характеристика акустоэлектронного балансного дифференциатора, передаточная функция которого описывается соотношением (1), имеет вид

$$h(t)=\frac{B_0}{\pi\Delta\omega}\left[\frac{\sin(\Delta\omega t/2)}{(\Delta\omega t/2)}\right]'_t\cos\omega_0 t \quad \text{при} \quad |t|<\infty. \tag{2}$$

При воздействии на вход акустоэлектронного балансного дифференциатора (рис. 1) радиосигнала $s(t)$, представленного в общем виде как

$$s(t)=\begin{cases}\mathrm{A}_0\cos\left[\omega_0 t+\theta(t)+\varphi_0\right] & \text{при} \quad |t|\le T_\mathrm{c}/2,\\ 0 & \text{при} \quad |t|>T_\mathrm{c}/2,\end{cases} \tag{3}$$

где $\mathrm{A}_0$ – амплитуда, $T_\mathrm{c}$ – длительность, $\omega_0$ – частота несущего колебания, $\theta(t)$ – функция угловой модуляции, $\varphi_0$ – случайная начальная фаза исследуемого радиосигнала, во входном преобразователе (2) весового фильтра (рис. 2) происходит преобразование электрического сигнала в акустический, а в выходном преобразователе (4) происходит преобразование акустического сигнала в электрический с учетом весовых коэффициентов, определяемых на каждой частоте $\omega_i$ площадью перекрытия соседних штырей противоположных фаз.

Выполним аналитически свертку радиосигнала (3) с импульсной характеристикой (2). Так как на выходе акустоэлектронного балансного дифференциатора (рис. 1) включен полосовой усилитель (ПУ-2), с полосой пропускания, соизмеримой с полосой пропускания весового фильтра на ПАВ, и средней частотой, совпадающей с частотой несущего колебания исследуемого радиосигнала (3), то, пренебрегая интегралами от быстроосциллирующих функций, получим

$$x(t)=\int_0^t s(\tau)h(t-\tau)d\tau=\frac{\pi^3\mathrm{A}_0B_0}{2\Delta\omega^2}\left[\theta'_t(t)\right]\sin\left[\omega_0 t+\theta(t)+\varphi_0\right]. \tag{4}$$

Результаты расчета и эксперимента, полученные посредством акустоэлектронного балансного дифференциатора, с относительной полосой пропускания ($\Delta\omega/\omega_0$) = 30%, при воздействии на его вход ФМ-сигнала, состоящего из четырех коротких радиоимпульсов с одинаковой амплитудой $\mathrm{A}_0$, частотой несущего колебания $\omega_0$ и со скачками фазы на величину $\pi$ между радиоимпульсами, представлены на рис. 3 и рис. 4 соответственно.

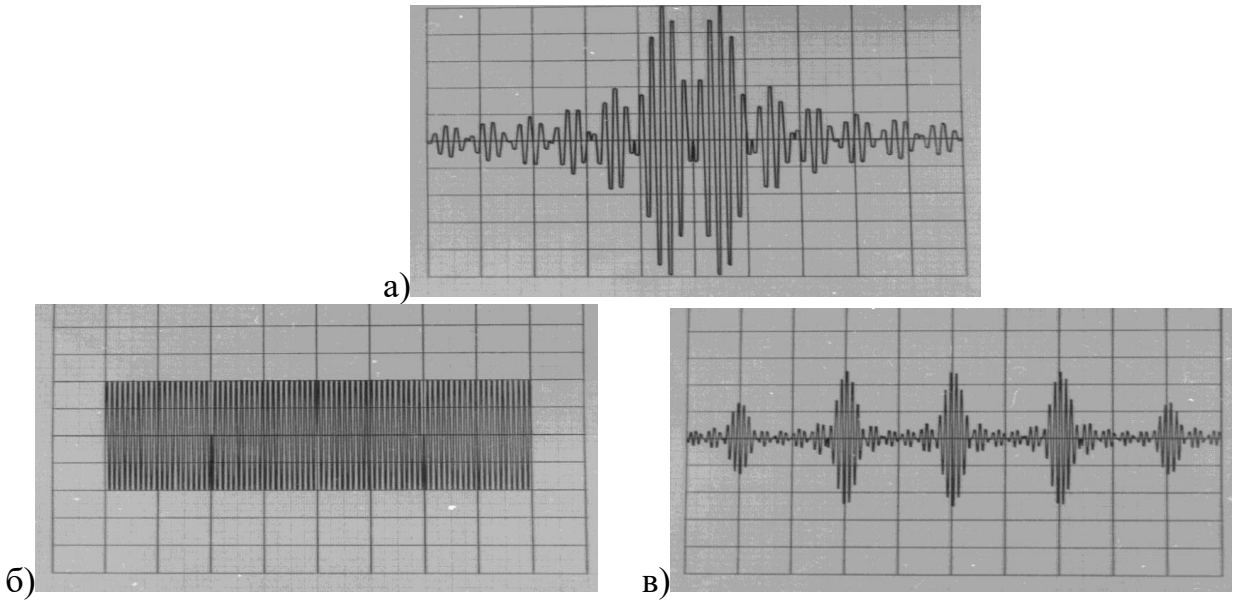



*Рис. 3. Результаты теоретического анализа: а*) *импульсная характеристика, б*) *входной радиосигнал, в*) *выходной радиосигнал акустоэлектронного балансного дифференциатора с относительной полосой пропускания 30%*

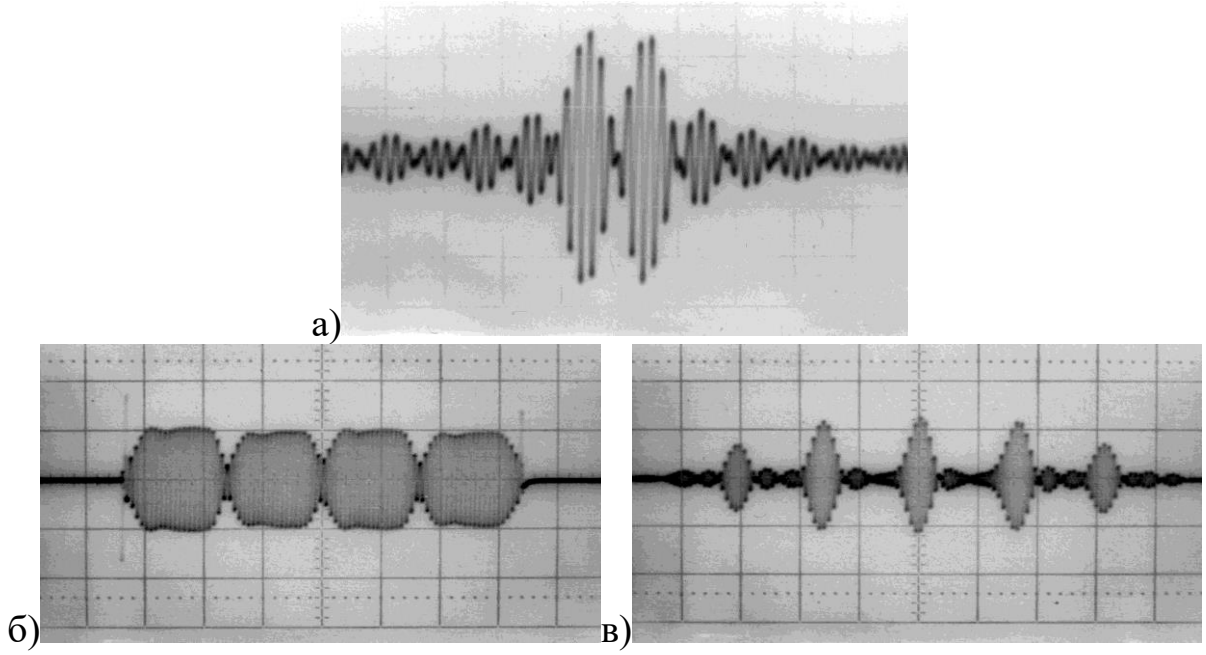



*Рис. 4. Результаты экспериментального анализа: а*) *импульсная характеристика, б*) *входной радиосигнал, в*) *выходной радиосигнал акустоэлектронного балансного дифференциатора с относительной полосой пропускания 30%*

Сопоставительный анализ теоретических и экспериментальных данных показал, что акустоэлектронный балансный дифференциатор (рис. 1) осуществляет в конечной полосе частот $\Delta\omega$ дифференцирование по $t$ сложных радиосигналов на частоте их несущего колебания $\omega_0$, преобразуя их внутриимпульсную угловую модуляцию $\theta(t)$ в амплитудную модуляцию выходного сигнала, компенсируя при этом составляющую $\omega_0 \sin[\omega_0 t + \theta(t) + \varphi_0]$. Послед-

нее обусловлено тем, что передаточная функция (1) акустоэлектронного балансного дифференциатора проходит через ноль на средней частоте $\omega_0$ его полосы пропускания $\Delta\omega$ [3].

Таким образом, при реализации весового фильтра на пьезокварцевой подложке, акустоэлектронный балансный дифференциатор наряду с вышеуказанными требованиями обеспечивает высокую температурную стабильность заложенных в него параметров.

## Библиографический список

1. Речицкий В. И. Акустоэлектронные радиокомпоненты. Схемы, топологии, конструкции. М.Радио и связь, 1987. 192 с.

2. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М. Радио и связь, 1986. 512 с.

3. Абрамов А. П., Петров П. Н. Акустоэлектронный фазовый демодулятор. // Информационно-управляющие системы. 2009. № 6. С. 55-58.

**УДК 621.391.1 (075)**

***А.П. Абрамов***
кандидат технических наук, доцент
Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

# ВЕСОВАЯ ФУНКЦИЯ АКУСТОЭЛЕКТРОННОГО ФАЗОВОГО ДЕМОДУЛЯТОРА

Рассмотрена методика определения весовой функции устройства. Получено аналитическое выражение для весовой функции акустоэлектронного фазового демодулятора. Представлены результаты теоретического и экспериментального анализа его работы в конечной полосе частот.
***Ключевые слова:*** весовая функция, акусто-электроника, фаза, демодулятор.

*Работа опубликована при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований: грант № 20-07-20026.*

***A.P. Abramov***
PhD, Associate Professor
St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

# WEIGHT FUNCTION OF AN ACOUSTOELECTRONIC PHASE DEMODULATOR

The method of determining the weight function of the device is considered. An analytical expression for the weight function of an acousto-electronic phase demodulator is obtained. The results of theoretical and experimental analysis of its operation in the final frequency band are presented.
***Keywords:*** weight function, acousto-electronic, phase, demodulator.

При разработке устройства демодуляции радиосигналов целесообразно в аналитическом виде определить его весовую функцию для проведения теоретического анализа способности устройства решать поставленную перед ним задачу в конечной полосе частот [1].

Рассмотрим акустоэлектронный фазовый демодулятор (АФД) (рис. 1) [2], предназначенный для определения в конечной полосе частот функции угловой модуляции исследуемых радиосигналов.

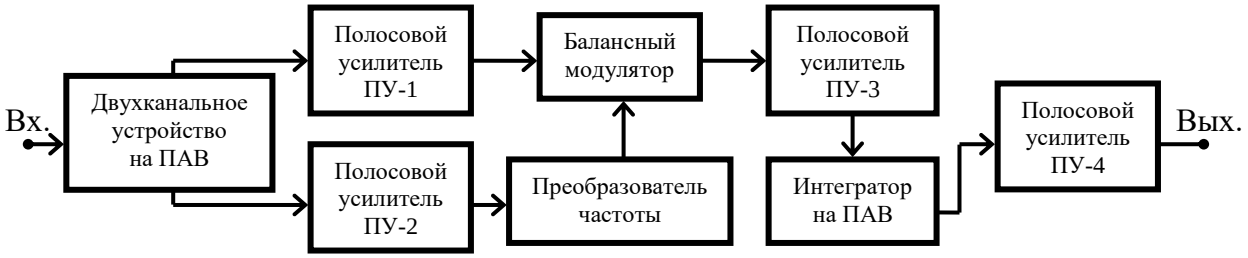



*Рис. 1. Акустоэлектронный фазовый демодулятор*

Для определения весовой функции АФД (рис. 1) представим его ввиде простой билинейной цепи (рис. 2) [3], которая содержит: три линейных четырехполюсника, перемножитель и преобразователь частоты с фильтром сигнала разностной частоты.

*Рис. 2. Простая билинейная цепь*

Линейный четырехполюсник с импульсной характеристикой $h_1(\tau,t_1)$ представляет собой акустоэлектронный балансный дифференциатор (АБД), импульсная характеристика которого описывается соотношением вида [2]

$$h_1(\tau,t_1)=b_0\left\{\frac{\partial}{\partial t_1}\frac{\sin\left[(\Delta\omega/2)(\tau-t_1-t_0)\right]}{\left[(\Delta\omega/2)(\tau-t_1-t_0)\right]}\right\}\cos\omega_0(\tau-t_1-t_0), \qquad (1)$$

где $b_0$ – коэффициент пропорциональности, 1/с; $\omega_0$ – средняя частота полосы пропускания; $\Delta\omega$ – ширина полосы пропускания; $t_0$ – время задержки АБД.

Линейный четырехполюсник с импульсной характеристикой $h_2(\tau,t_2)$ представляет собой акустоэлектронную линию задержки, которая обладает прямоугольной амплитудно-частотной характеристикой со средней частотой $\omega_0$, полосой пропускания $\Delta\omega$ и временем задержки сигнала, совпадающим со временем задержки АБД. Последовательно с линией задержки включен преобразователь частоты, содержащий: смеситель, генератор гармонического колебания с амплитудой $E_0$ и частотой $\omega_1$ и полосовой фильтр сигнала разностной частоты. Полосовой фильтр сигнала разностной частоты выделяет полосу частот $\Delta\omega$ со средней частотой $(\omega_0-\omega_1)$, где $\omega_0>\omega_1$. С учетом вышеизложенного импульсная характеристика каскадно-включенных: линии задержки и преобразователя частоты, имеет вид

$$h_2^*(\tau,t_2)=bE_0\frac{\sin\left[(\Delta\omega/2)(\tau-t_2-t_0)\right]}{\left[(\Delta\omega/2)(\tau-t_2-t_0)\right]}\cos(\omega_0-\omega_1)(\tau-t_2-t_0)\cos\omega_1 t_2, \qquad (2)$$

где $b$ – коэффициент пропорциональности, 1/В · с.

В качестве перемножителя используется смеситель с фильтром сигнала разностной частоты, равной $[\omega_0-(\omega_0-\omega_1)]=\omega_1$.

Линейный четырехполюсник с импульсной характеристикой $h_3(t,\tau)$ представляет собой акустоэлектронный интегратор, импульсная характеристика которого описывается соотношением вида

$$h_3(t,\tau)=\begin{cases}\dfrac{1}{T}\cos\omega_1\left(t-\tau-t_{01}\right) & \text{при} \quad \tau\le t\le\tau+T;\\ 0 & \text{при} \quad \tau>t; \quad t>\tau+T,\end{cases} \tag{3}$$

где $T$ – длительность импульсной характеристики, $t_{01}$ – время задержки выходного сигнала акустоэлектронного интегратора.

Так как весовая функция простой билинейной цепи (рис. 2) [3] определяется соотношением вида

$$h(t,t_1,t_2)=\int_0^T h_1\left(\tau,t_1\right)h_2^*\left(\tau,t_2\right)h_3\left(t,\tau\right)d\tau, \tag{4}$$

то, подставив правые части выражений (1), (2) и (3) в соотношение (4), пренебрегая при этом величинами $t_0$ и $t_{01}$, получим

$$h(t,t_1,t_2)=\frac{bb_0\mathrm{E}_0}{T}\int_0^T\left\{\frac{\partial}{\partial t_1}\frac{\sin\left[\left(\Delta\omega/2\right)\left(\tau-t_1\right)\right]}{\left[\left(\Delta\omega/2\right)\left(\tau-t_1\right)\right]}\right\}\cos\omega_0\left(\tau-t_1\right)\times$$
$$\times\frac{\sin\left[\left(\Delta\omega/2\right)\left(\tau-t_2\right)\right]}{\left[\left(\Delta\omega/2\right)\left(\tau-t_2\right)\right]}\cos\left(\omega_0-\omega_1\right)\left(\tau-t_2\right)\cos\omega_1t_2\cos\omega_1\left(t-\tau\right)d\tau. \tag{5}$$

Выполнив в правой части выражения (5) ряд несложных математических преобразований и пренебрегая интегралами от быстроосциллирующих функций, получим соотношение, описывающее весовую функцию акустоэлектронного фазового демодулятора,

$$h(t,t_1,t_2)=\frac{\pi^2bb_0\mathrm{E}_0}{\Delta\omega 2T}\left\{\frac{\partial}{\partial t_1}\frac{\sin\left[\left(\Delta\omega/2\right)\left(t_2-t_1\right)\right]}{\left[\left(\Delta\omega/2\right)\left(t_2-t_1\right)\right]}\right\}\times$$
$$\times\cos\left[\omega_0\left(t_2-t_1\right)+\omega_1\left(t-t_2\right)\right]\cos\omega_1t_2. \tag{6}$$

Выходной сигнал билинейной цепи [3] можно представить в виде

$$x\left(t\right)=b_1\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}s_1\left(t_1\right)s_2^*\left(t_2\right)h\left(t,t_1,t_2\right)dt_1dt_2, \tag{7}$$

где $b_1$ = коэффициент пропорциональности, 1/В.

Допустим, что $s_1(t_1) = s_2(t_2) = s(t)$, т.е. на оба входа билинейной цепи (рис. 2) подается один и тот же радиосигнал вида

$$s\left(t\right)=\mathrm{A}_0\cos\left[\omega_0t+\theta\left(t\right)+\varphi_0\right] \quad \text{при} \quad t\ge 0, \tag{8}$$

где $\mathrm{A}_0$ – амплитуда; $\omega_0$ – частота несущего колебания, совпадающая со средней частотой полосы пропускания АБД; $\theta(t)$ – функция угловой модуляции; $\varphi_0$ – начальная фаза.

Тогда, подставив выражение (6) в соотношение (7), выходной сигнал билинейной цепи при ($t<T$) можно представить в виде

$$x(t)=\frac{\pi^2 \mathrm{E}_0 B}{\Delta\omega 2T}\int_0^t\int_0^t s(t_1)s^*(t_2)\left\{\frac{\partial}{\partial t_1}\frac{\sin\left[(\Delta\omega/2)(t_2-t_1)\right]}{\left[(\Delta\omega/2)(t_2-t_1)\right]}\right\}\times$$
$$\times\cos\left[\omega_0(t_2-t_1)+\omega_1(t-t_2)\right]\times\cos\omega_1 t_2\,dt_1dt_2=D-G, \qquad (9)$$

где $B=b_1b_0b$;

$$D=\frac{\pi^2 \mathrm{E}_0 B}{\Delta\omega 2T}\int_0^t\int_0^t s(t_1)s^*(t_2)\left\{\frac{\partial}{\partial t_1}\frac{\sin\left[(\Delta\omega/2)(t_2-t_1)\right]}{\left[(\Delta\omega/2)(t_2-t_1)\right]}\right\}\times$$
$$\times\cos\omega_0(t_2-t_1)\cos\omega_1 t_2\cos\omega_1(t-t_2)\,dt_1dt_2; \qquad (10)$$

$$G=\frac{\pi^2 \mathrm{E}_0 B}{\Delta\omega 2T}\int_0^t\int_0^t s(t_1)s^*(t_2)\left\{\frac{\partial}{\partial t_1}\frac{\sin\left[(\Delta\omega/2)(t_2-t_1)\right]}{\left[(\Delta\omega/2)(t_2-t_1)\right]}\right\}\times$$
$$\times\sin\omega_0(t_2-t_1)\cos\omega_1 t_2\sin\omega_1(t-t_2)\,dt_1dt_2. \qquad (11)$$

Подставив соотношение (8) в выражение (10) и проинтегрировав по $t_1$, получим

$$D\approx-\frac{\pi^3 \mathrm{E}_0 B}{2\Delta\omega^2 T}\int_0^t \mathrm{A}_0\theta'(t_2)\sin\left[\omega_0 t_2+\theta(t_2)+\varphi_0\right]\mathrm{A}_0\cos\left[\omega_0 t_2+\theta(t_2)+\varphi_0\right]\times$$
$$\times\cos\omega_1 t_2\cos\omega_1(t-t_2)\,dt_2.$$

Выполнив несложные математические преобразования в последовательности, определяемой структурной схемой билинейной цепи, и пренебрегая интегралами от быстроосциллирующих функций, получим

$$D\approx-\frac{\pi^3 \mathrm{E}_0 B\mathrm{A}_0^2}{8\Delta\omega^2 T}\sin\omega_1 t\int_0^t\theta'(t_2)dt=-\frac{\pi^3 \mathrm{E}_0 B\mathrm{A}_0^2}{8\Delta\omega^2 T}\theta(t)\sin\omega_1 t. \qquad (12)$$

Аналогичным образом выражение (11) для $G$ приводится к виду

$$G\approx\frac{\pi^3 \mathrm{E}_0 B\mathrm{A}_0^2}{8\Delta\omega^2 T}\theta(t)\sin\omega_1 t. \qquad (13)$$

Подставив выражения (12) и (13) в (9), получим соотношение, описывающее выходной сигнал АФД,

$$x(t)=D-G=-\frac{\pi^3 \mathrm{E}_0 B\mathrm{A}_0^2}{4\Delta\omega^2 T}\theta(t)\sin\omega_1 t. \qquad (14)$$

Экспериментальное подтверждение результатов теоретического анализа осуществлялось с помощью АФД (рис. 1), реализованного с относительной полосой пропускания ($\Delta f/f_0$)=30%. В качестве исследуемого радиосигнала использовался ФМ-сигнал (рис. 3, а) в виде пятизначного кода Баркера. Результат его обработки: акустоэлектронной линией задержки (АЛЗ) представлен на рис. 3, б; а акустоэлектронным балансным дифференциатором (АБД) – на рис. 3, в. Результат обработки выходного сигнала балансного модулятора (рис. 1) акустоэлектронным интегратором представлен на рис. 3, г.

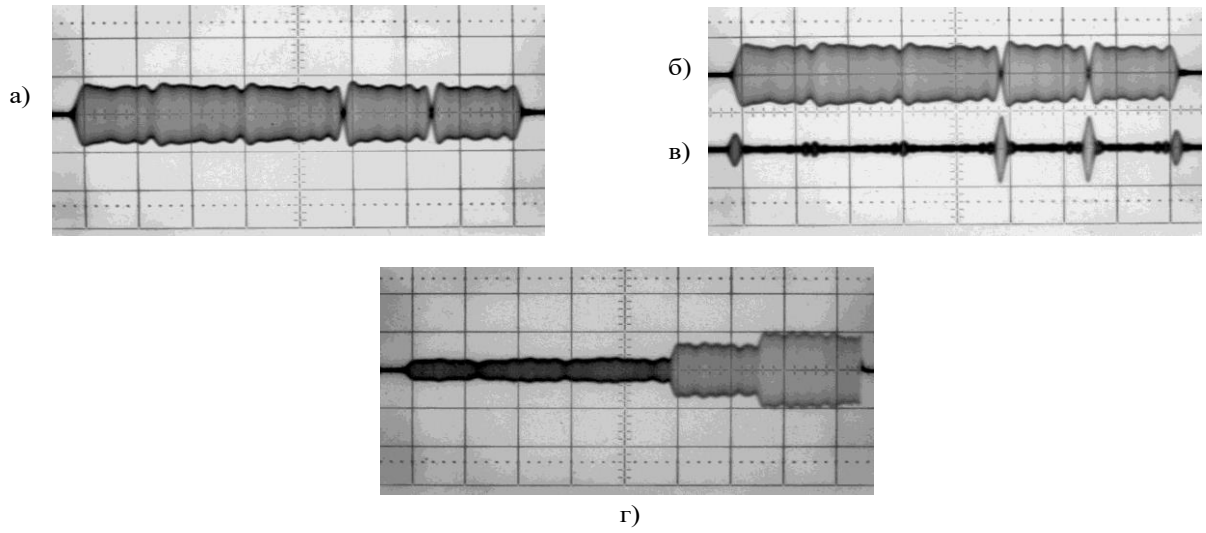



*Рис. 3. Входной ФМ-сигнал* (*а*) *и результаты его обработки* (*б, в, г*) *в различных точках АФД*

Из анализа теоретических и экспериментальных данных следует, что АФД с весовой функцией (6) позволяет в конечной полосе частот однозначно в широком диапазоне фазовых углов определять функцию угловой модуляции $\theta(t)$ сложных радиосигналов, обеспечивая при этом подавление текущей фазы ($\omega_0 t$) и независимость результатов обработки от случайной начальной фазы ($\varphi_0$) исследуемых сигналов.

## Библиографический список

1. Хургин Я. И., Яковлев В. П. Финитные функции в физике и технике. М.: Наука, 1971. 408 с.

2. Абрамов А. П., Петров П. Н. Акустоэлектронный фазовый демодулятор. // Информационно-управляющие системы. 2009. № 6. С. 55-58.

3. Худяков Г. И., Жуков В. А. Некоторые вопросы анализа и синтеза билинейных цепей. // Вопросы радиоэлектроники, Сер. общетехническая. 1980. Вып. 2. С. 93-99.

**УДК 621.396**

***О.Л. Балышева***
кандидат технических наук, доцент
Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

# ПРОБЛЕМЫ РАЗРАБОТКИ ПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ ФИЛЬТРОВ НА ПАВ ДЛЯ СИСТЕМ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ

Многополосная и многорежимная работа становится обычным требованием для систем мобильной связи, причем число используемых стандартов связи и частотных полос постоянно возрастает. Архитектура современных мобильных телефонов построена по принципу «одна полоса – один фильтр». Применение перестраиваемых ПАВ фильтров могло бы существенно упростить архитектуру построения радиочастотной части мобильных телефонов, заменив как полосовые фильтры с фиксированными параметрами, так и переключатели. Такая замена позволит уменьшить общее число компонентов, снизить стоимость и уменьшить необходимое пространство для размещения. Однако, несмотря на все усилия, пока не удается разработать перестраиваемые ПАВ фильтры с требуемыми характеристиками. Статья посвящена анализу проблем, сопутствующих разработке. Автор выделяет теоретические, технические и технологические проблемы, а также проблемы, связанные со стоимостью и необходимостью массового производства перестраиваемых фильтров для современных мобильных телефонов
***Ключевые слова:*** поверхностные акустические волны, фильтры, перестраиваемые фильтры, системы мобильной связи.

*Работа опубликована при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований: грант № 20-07-20026.*

***O.L. Balysheva***
PhD, Associate Professor
St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

# PROBLEMS OF DEVELOPMENT OF TUNABLE SAW FILTERS FOR MOBILE COMMUNICATION SYSTEMS

Multi-band and multi-mode operation is becoming a common requirement for mobile communication systems, and the number of communication standards and frequency bands is constantly increasing. The architecture of modern mobile phones is based on the principle of "one band – one filter". The use of tunable SAW filters could significantly simplify the architecture of the radio frequency part of mobile phones, replacing both bandpass filters with fixed parameters and switches. This replacement will reduce the total number of components, the cost, and the space required for placement. However, despite all efforts, it is not yet possible to develop tunable SAW filters with the required characteristics. The article analyzes the problems associated with development. The author discusses theoretical, technical and technological problems, as well as problems related to the cost and mass production of filters for modern mobile phones.
***Keywords:*** surface acoustic waves, filters, tunable filters, mobile communication systems.

## Введение

Современный стандарт мобильного телефона – это смартфон с множеством функций, обеспечивающий связь практически в любом регионе мира. Многополосная и многорежимная работа становится обычным требованием для систем мобильной связи. Работа в определенном частотном диапазоне подразумевает наличие в мобильном телефоне отдельного полосового фильтра (ПФ). Учитывая современное стремительное возрастание числа поддерживаемых режимов работы и используемых стандартов связи радиочастотный модуль (РЧМ) телефона становится очень громоздким.

Задачу частотной фильтрации в приемопередатчиках систем мобильной связи традиционно выполняют аналоговые фильтры на поверхностных акустических волнах (ПАВ) и объемных акустических волнах (ОАВ). Фильтры на ПАВ имеют наилучшие характеристики и используются на более низких частотах (до 1,5-2 ГГц), а ОАВ фильтры – на более высоких (выше 1,5 ГГц).

Для поддержания многополосной работы по данным компании Murata [1] современные смартфоны среднего класса и определенного региона используют 14-15 ПАВ фильтров, а смартфоны премиум класса с глобальным роумингом от 30 до 40 ПАВ фильтров. РЧМ построен по принципу переключения между отдельными компонентами. Вопреки усилиям по стандартизации, объективное положение таково, что с появлением новых стандартов связи (переходом от систем 2G, 3G к 4G и 5G) работа в предыдущих стандартах все равно поддерживается, а значит и остаются ПФ. Поэтому дальнейшее увеличение числа рабочих полос может привести к физическим ограничениям.

Применение перестраиваемых ПАВ фильтров могло бы существенно упростить архитектуру построения РЧМ, заменив как полосовые фильтры с фиксированными параметрами, так и переключатели. Это обеспечит уменьшение общего числа необходимых компонентов, снижение стоимости и экономию места для их размещения.

Исследования и разработки перестраиваемых фильтров на ПАВ для систем мобильной связи проводятся уже более 10 лет [2-4]. Однако, несмотря на впечатляющие успехи ПАВ фильтров с фиксированной настройкой, разработка перестраиваемых ПФ сопряжена с трудностями. Проблемы связаны как с природой ПАВ, так и со специальными требованиями, предъявляемыми к РЧ фильтрам систем мобильной связи. Анализу проблем, сопутствующих разработке, посвящена данная статья. Автором сделана попытка «разделения» проблем и выявления основных препятствий на пути внедрения таких фильтров в современные мобильные телефоны.

## Теоретические проблемы (проблемы выбора концепции перестройки)

Первой проблемой является проблема выбора концепции перестраиваемых ПАВ фильтров. Принципиальная трудность состоит в механической (а не электрической) природе ПАВ и связи электрических характеристик с топологией устройства. В традиционных устройствах рабочая частота, опреде-

ляется скоростью ПАВ в материале подложки и шагом электродной структуры преобразователей, формируемой на этапе изготовления. В частности, этот факт обеспечивает исключительную стабильность характеристик, но и одновременно делает трудной перестройку. Необходимость изменения, как центральной частоты, так и полосы пропускания требует применения специальных решений (схемотехнических, технологических или иных).

Существуют два подхода к разработке перестраиваемых ПАВ устройств. Первый предполагает объединение традиционного ПАВ устройства с фиксированными параметрами с дополнительным «перестраиваемым» устройством, имеющим природу, отличную от ПАВ. Второй основан на введении перестройки непосредственно в ПАВ устройство.

Первый подход использует схемотехническое решение. Чаще всего ПАВ устройства объединяются с переменными конденсаторами, емкость которых изменяется внешним управляющим сигналом.

Перестройка в рамках второго подхода, основанного на физическом принципе работы устройства, предполагает изменение условий для распространения ПАВ. Это возможно за счет [5]: выбора (изменения) рабочей длины волны, изменения скорости и граничных условий распространения ПАВ.

Выбор длины волны обеспечивает набор, или банк, отдельных ПАВ фильтров с различными фиксированными рабочими частотами [6,7]. Однако данный вариант не обеспечивает непрерывность перестройки. Рабочая частота изменяется дискретно и с большим временем задержки. Необходимость дополнительных элементов переключения и наличие большого количества преобразователей сводят на нет преимущества ПАВ фильтров в миниатюрности для современных компактных мобильных систем связи.

Акустическая скорость определяется свойствами материала подложки и граничными условиями распространения ПАВ. К изменению скорости приводит, например, изменение коэффициентов жесткости материала. Такой способ перестройки возможен с помощью приложения магнитного или электрического поля к материалу, имеющему контакт с пьезоэлектрическим слоем подложки [5,7]. Однако применение такой идеи на практике ограничено необходимостью дополнительного оборудования для генерации высокого внешнего магнитного или электрического поля при небольшом изменении частоты.

Изменение граничных условий для ПАВ основано на акустоэлектронном взаимодействии в двухслойной структуре «пьезоэлектрик-полупроводник» [5]. В такой структуре полупроводниковый слой служит каналом тонкопленочного транзистора с изменяющейся проводимостью.

Существуют концепции перестройки частоты ПАВ устройства, основанные на других принципах, однако они не получили практического применения в фильтрах систем мобильной сотовой связи.

## Технические проблемы

Несмотря на разработанные концепции и ряд изготовленных фильтров, до сих пор не удается получить необходимые технические характеристики

перестраиваемых фильтров для современных мобильных телефонов. Общие требования: непрерывная перестройка на высоких частотах от сотен МГц до единиц ГГц, независимая перестройка центральной частоты и полосы пропускания фильтра, больший диапазон перестройки, невысокое управляющее напряжение. Необходимо обеспечить характеристики (особенно вносимые потери и затухание в полосе заграждения), аналогичные характеристикам современных ПАВ фильтров с фиксированной настройкой. Кроме того, все эти требования должны выполняться в миниатюрных фильтрах с низкой потребляемой мощностью. Заметим, что предъявляемые технические требования к фильтрам постоянно усложняются с введением новых стандартов и методов кодирования сигналов.

Достигнутые к настоящему времени технические характеристики перестраиваемых ПАВ фильтров не отвечают требованиям современных систем мобильной связи. Использование новых частотных диапазонов и появление новых стандартов связи происходит быстрее, чем разработка перестраиваемых фильтров, которые перестают отвечать предъявляемым к ним требованиям еще на этапе разработки.

## Технологические проблемы

Изготовление перестраиваемого ПАВ фильтр любого типа связано с усложнением технологического процесса изготовления по сравнению с традиционными фильтрами. В концепции, предполагающей соединение ПАВ резонаторов с варикапами, основную технологическую сложность представляет процесс соединения резонаторов и варикапов, обеспечивающий минимальные вносимые потери и размеры фильтра. При использовании акустоэлектронного взаимодействия чувствительность к настройке определяется толщиной полупроводникового слоя, и при допустимых уровнях управляющего напряжения удается получить недостаточную перестройку.

## Проблемы массового производства и стоимости

Фильтры являются наиболее быстро растущим сегментом рынка РЧ компонентов . Для массового производства существующих объемов очень важна единая отработанная схема построения, использующая в составе набор определенных модулей и, как следствие, короткий цикл от разработки до внедрения в массовое производство. Проблему стоимости решила бы разработка перестраиваемых ПАВ фильтров на дешевых стеклянных подложках.

## Заключение

Несмотря на решения ряда теоретических и технологических задач, а также полученные экспериментальные результаты, проблема практического применения перестраиваемых фильтров в мобильных телефонах остается весьма актуальной. Непрерывное развитие систем связи связано с постоянным ростом рабочих частот, увеличением количества используемых стандартов связи и частотных диапазонов. Такое положение приводит к тому, что

проектируемые фильтры перестают отвечать постоянно меняющимся требованиям еще на этапе разработки. В настоящее время на основе существующих технологий и используемых материалов не удается получить необходимые технические характеристики, позволяющие применять перестраиваемые ПАВ фильтры в мобильных телефонах.

**Библиографический список**

1. Murata Introduces World's Smallest SAW Filters for Denser Circuit Design and 5G Smartphones. URL: https://passive-components.eu/murata-introduces-worlds-smallest-saw-filters-for-denser-circuit-design-and-5g-smartphones/. 2019 (дата обращения 17.03.20)

2. K. Hashimoto, S. Tanaka and M. Esashi. Tunable RF SAW/BAW filters: dream or reality? // Proc. Frequency Control and the European Frequency and Time Forum (FCS), 2011 Joint Conference of the IEEE International. Pp. 1-8.

3. T. Komatsu, K. Hashimoto, T. Omori, M. Yamaguchi, Tunable Radio-Frequency Filters Using Acoustic Wave Resonators and Variable Capacitors// Jpn. J. Appl. Phys., 49, 07HD24, 2010.

4. M. Kadota, T. Kimura, and Y. Ida. Ultra Wide Band Resonator composed of Grooved Cu-Electrode on LiNbO3 and its Application to Tunable Filter// Proc. IEEE Ultrason. Symp. 2009. Pp. 2668-2671.

5. R. Lia, P. I. Reyesa, G. Lia, K. Tangb, K. Yanga, S-Y. Wanga, J. Hana, N. W.Emanetogluc and Y. Lua.Tunable SAW Devices Based on Ni:ZnO/ZnO/GaN Structures with Buried IDTs// ECS Journal of Solid State Science and Technology, 6(11) S3119-S3124 (2017). URL: https://www.researchgate.net/publication/320701701_Tunable_SAW_Devices_Based_on_NiZnOZnOGaN_Structures_with_Buried_IDTs (дата обращения 18.03.20).

6. HE Shi-tang. Research progress in SAW filter banks// J. Zhejiang Univ SCI 2005 6A(9):990-996.

7. R. Li. Voltage-Controlled Tunable Surface Acoustic Wave Devices Using Multifunctional MgZnO/ZnO Structures: URL: https://rucore.libraries.rutgers.edu/rutgers-lib/52219/PDF/1/play/. 2017 (дата обращения 19.03.20).

**УДК 621.396.99**

***А.Р. Жежерин****
кандидат технических наук, доцент
***И.Д. Федоров****
студент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

# ПРИМЕНЕНИЕ ЛИНЕЙНО-ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ В РАДИОЧАСТОТНЫХ СИСТЕМАХ ИДЕНТИФИКАЦИИ ОБЪЕКТОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОК НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ

Рассматривается возможность применения линейно частотно модулированных (ЛЧМ) радиоимпульсов в системах радиочастотной идентификации объектов, использующих метки на поверхностных акустических волнах (ПАВ). Исследована эффективность распознавания меток с применением частотно-кодовых последовательностей в формировании импульсных характеристик (ИХ) меток. Для анализа распознавания использовался корреляционный метод. Оценен объем семейства формируемых меток при заданном уровне взаимной корреляции их кодов.
***Ключевые слова:*** метка на ПАВ, линейно частотно модулированный (ЛЧМ) сигнал, автокорреляционная функция (АКФ), взаимно корреляционная функция (ВКФ), дискретно частотно-кодовый модулированный (ДЧКМ) сигнал, ИХ метки, кодовая последовательность.

*Работа опубликована при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований: грант № 20-07-20026.*

***A.R. Zhezherin****
PhD, Associate Professor
***I.D. Fedorov****
Student
* St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

# APPLICATION LFM SIGNALS IN IDENTIFICATION SYSTEMS WITH SAW TAGS

The article describes the application leaner frequency modulated (LFM) signals in identification systems with surface acoustical wave (SAW) tags. There was investigated effectiveness of identification SAW tags. For create impulse response of tag had used frequency-shift- key (FSK) sequence. For analysis of identification tags correlation method was used. There was appreciated body of tags with prescribed cross- correlation level.
***Keywords:*** SAW tag, leaner frequency modulated (LFM) signal, auto correlation function (ACF), cross correlation function (CCF), frequency-shift key (FSK) signal, impulse response of tag, code sequence.

**Принцип работы системы с использованием ДЧКМ сигналов**

При проектировании *RFID* систем важной задачей является, с одной стороны, создание большого числа пассивных идентификационных меток, а с другой стороны упрощение работы опрашивающего устройства (ридера). В работе [1] рассматривался способ идентификации, при котором опрашивающее устройство (ридер) излучает последовательность дискретно-частотно-кодово-модулированных (ДЧКМ) радиоимпульсов, с внутриимпульсным кодированием символьных частот по определенному правилу. Импульсные характеристики (ИХ) меток, созданных с использованием ПАВ устройств, представляют собой ДЧКМ радиоимпульсы комплексно сопряженные с излучаемыми ридером сигналами. Использовался корреляционный принцип классификации меток. Считалось, что метки расположены на одинаковом (или близком) расстоянии от ридера. Структурная схема такой системы показана на рис. 1.

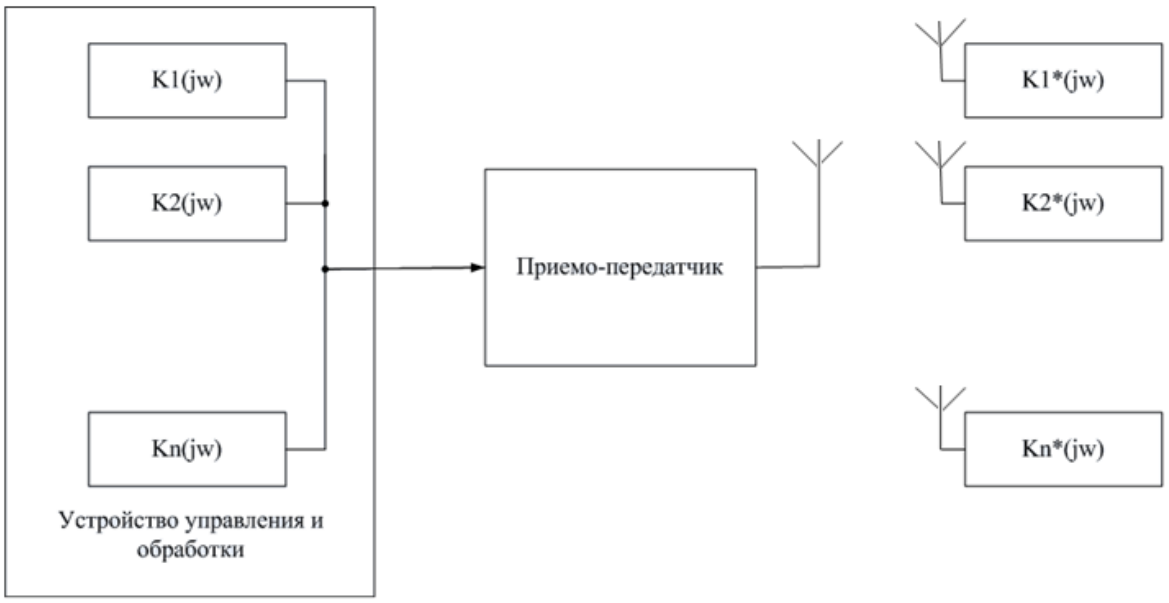



*Рис. 1. Структурная схема системы идентификации с ДЧКМ опросными импульсами*

Согласно этой схеме, в устройстве управления и обработки ридера формируется определенное количество когерентных ДЧКМ р/импульсов, которые через приемо-передающее устройство последовательно излучаются в область нахождения меток. На рис. 1 приняты следующие обозначения.

$Kn(j\omega)$ – спектральные характеристики излучаемых сигналов.

$Kn^*(j\omega)$ – спектральные характеристики ИХ меток на ПАВ.

Каждый, излучаемый ридером, сигнал принимается метками и переизлучается ими с некоторой задержкой – $t_з$, определяемой топологиями меток. $t_з$ одинаковы у всех меток. Конструкция метки показана на рис. 2. Частотные характеристики меток являются комплексно сопряженными спектральным характеристикам сигналов и обозначаются – $Kn^*(j\omega)$.

В соответствии с корреляционным методом обработки, радиосигнал со спектральной функцией $Kn(j\omega)$ при взаимодействии с меткой, имеющей ча-

стотную характеристику $Kn^*(j\omega)$, образует отраженный р/сигнал, совпадающий с автокорреляционной функцией (АКФ) – $\psi 11(\tau)$ излученного р/сигнала. Можно записать

$$S_{вых}(t) = F^{-1}[Kn(j\omega) \times Kn^*(j\omega)], \quad (1)$$

где $F^{-1}$ – символ обратного преобразования Фурье.

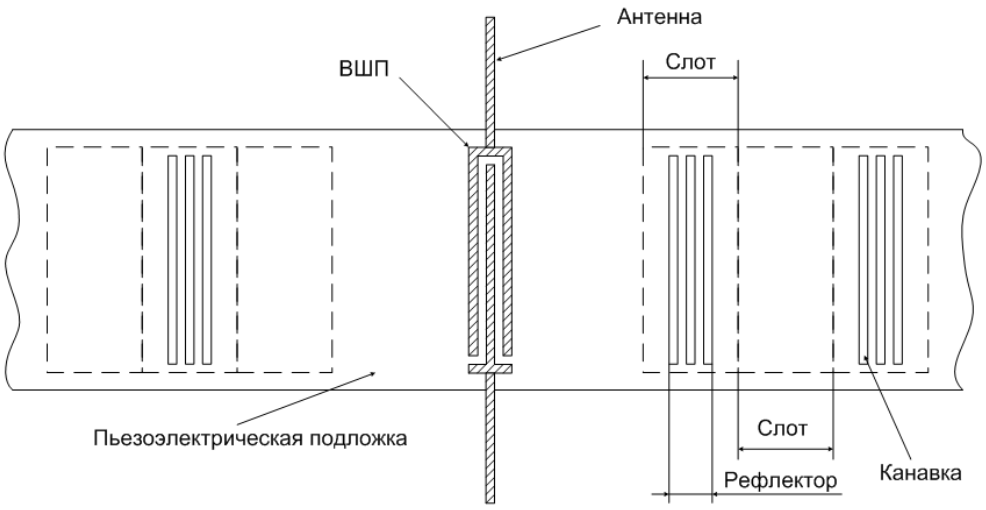



*Рис. 2. Топология метки на ПАВ*

В некоторый момент времени он будет иметь максимальное мгновенное значение – $U1_{макс}$. Со всеми остальными метками этот сигнал сформирует отраженные сигналы, совпадающие с взаимно-корреляционными функциями (ВКФ) – $\psi 12(\tau)$ этого сигнала с ИХ меток. При этом макс. мгновенное значение сигналов $\psi 12(\tau)$ – $U2_{макс}$ будет значительно меньше $U1_{макс}$.

Различие величин $U1_{макс}$ и $U2_{макс}$ будет зависеть от длины кодовой последовательности в ДЧКМ сигнале и правила кодирования частот в этой последовательности [2].

При излучении р/сигнала приемник ридера запирается на время, равное длительности этого опросного сигнала. Отраженные электромагнитные сигналы от близлежащих объектов, пришедшие в это время на вход приемника, будут отфильтрованы. Через время – $t_з$ вход широкополосного приемника ридера будет открыт и все принятые, отраженные метками, сигналы поступят на вход устройства управления и обработки. В памяти ридера записаны все последовательно излученные коды. Если на $n$-ом периоде излучения излучался р/импульс с $n$-ой кодовой последовательностью в ДЧКМ сигнале, то метка, “согласованная” с этим сигналом сформирует максимальный отраженный сигнал $U1_{макс}$. На выходе приемника при превышении $U1_{макс}$ некоторого заданного порога в устройстве обработки будет фиксироваться факт обнаружения этой метки.

Все остальные метки, у которых коды излученного сигнала и метки – «не совпадут», сформируют отраженный сигнал $U2_{макс}$, не будут идентифи-

цированы. Алгоритмы обработки сигналов в ридере могут быть как аналоговыми, так и цифровыми.

Недостатком такой системы идентификации является необходимость последовательного излучения большого количества ДЧКМ сигналов, что значительно усложняет передатчик ридера. Одним из требований к излучаемому ридером сигналу является постоянство его модуля спектральной функции $|S(j\omega)|$ в активной ширине спектра. В то же время, активная ширина $|S(j\omega)|$ должна быть больше или равна активной ширине спектра ИХ меток – $Kn^*(j\omega)$. Активная ширина спектра ИХ меток определяется количеством символов в метке и величиной скачка частоты от символа к символу. Количество частот и количество символов в ИХ метки равны. Эти параметры задаются при проектировании системы. Активная ширина спектра метки не зависит от порядка следования частот в ее кодовой последовательности. Поэтому ИХ меток будут иметь одинаковую активную ширину спектра.

## Принцип работы системы с использованием ЛЧМ сигнала

В качестве опросного сигнала может быть использован ЛЧМ радиоимпульс с несущей частотой – $f_o$, равной рабочей частоте ИХ меток. Модуль спектральной функции ЛЧМ р/импульса $|S(j\omega)|$ может рассматриваться постоянным в требуемой активной ширине спектра меток (рис. 3). В этом случае блок приемо-передатчика системы будет содержать передатчик, периодически излучающий один и тот же радиосигнал. Структурная схема системы показана на рис. 4.

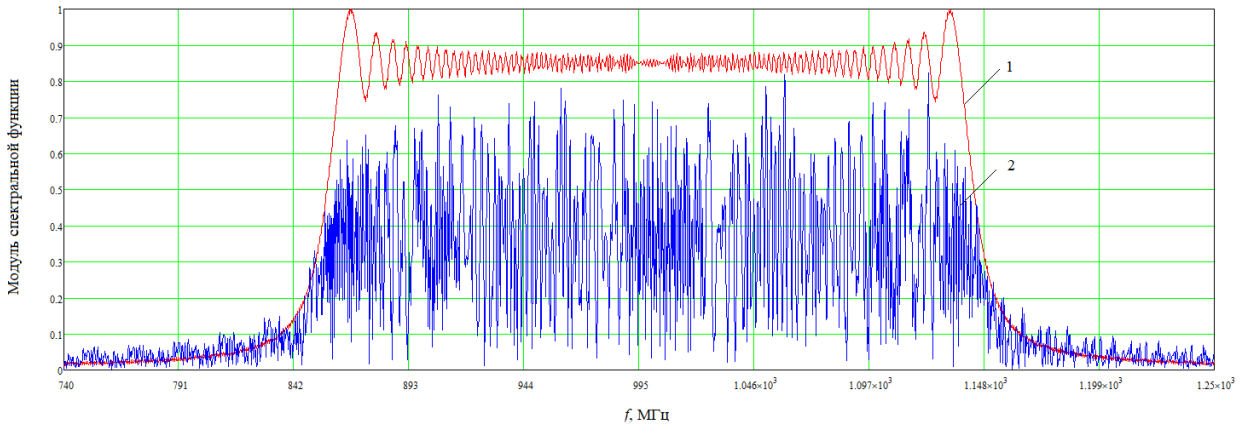



*Рис. 3. Амплитудные спектры ЛЧМ сигнала* (*1*) *и ИХ метки* (*2*)

Работа системы может быть описана следующим образом. Блок управления и обработки формирует ЛЧМ р/импульс на рабочей частоте меток и передатчик ридера излучает его. Переизлученные метками сигналы принимаются приемником ридера, оптимальным для излучаемого ЛЧМ сигнала.

Частотная характеристика приемника может быть определена

$$K_{опт}(j\omega) = S^*(j\omega) \qquad (2)$$

где $S^*(j\omega)$ – комплексно сопряженный спектр ЛЧМ сигнала.

Спектральная характеристика сигнала (отраженного меткой) на выходе приемника ридера может быть записана

$$S_{отр}(j\omega) = S(j\omega) \times Kn^*(j\omega) \times S^*(j\omega), \quad (3)$$

где $S(j\omega)$ – спектр излученного ЛЧМ сигнала, $Kn^*(j\omega)$ – спектр ИХ метки.

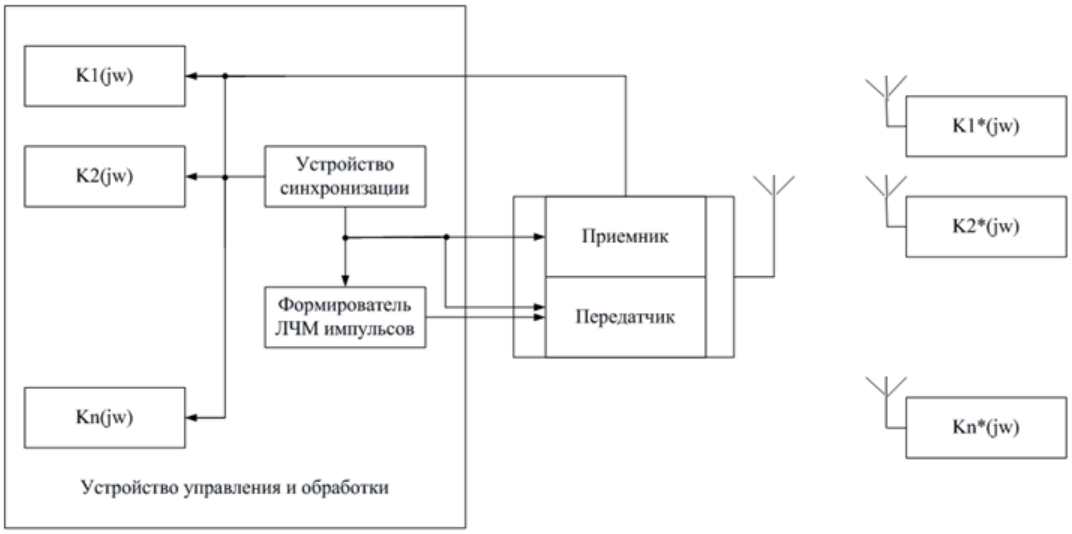



*Рис. 4. Структурная схема системы идентификации с ЛЧМ опросными импульсами*

В памяти блока управления и обработки записаны спектры кодовых последовательностей комплексно – сопряженных ИХ меток - $Kn(j)$. Во временной области они представляют собой ДЧКМ сигналы, комплексно сопряженные ИХ меток – $S_{ДЧКМ}(t)$. Отраженные от меток и принятые приемником ридера сигналы записываются в память устройства. За время одного периода работы ридера они последовательно обрабатываются в $N$ каналах (по количеству меток в системе). Спектральная функция сигнала на выходе $n$-го канала может быть записана

$$Sn_{вых}(j\omega) = S(j\omega) \times Kn^*(j\omega) \times K_{опт}(j\omega) \times Kn(j\omega) \quad (4)$$

Поскольку систему излучения, приема и обработки можно условно считать линейной, то можно записать

$$Sn_{вых}(j\omega) = S(j\omega) \times S^*(j\omega) \times Kn(j\omega) \times Kn^*(j\omega) = |S(j\omega)|^2 \times |Kn(j\omega)|^2 \quad (5)$$

Для канала, для которого $Kn(j\omega) \times Kn^*(j\omega) = |Kn(j\omega)|^2$, (используя теорему Хинчина-Винера) можно определить, что обратное преобразование Фурье произведения (5) есть свертка АКФ ЛЧМ сигнала и АКФ ДЧКМ сигнала в этом канале. Можно записать

$$Sn_{вых}(t) = \psi_{11}(\tau) * \psi_{11ДЧКМ}(\tau) \quad (6)$$

где $\psi_{11}(\tau)$ – АКФ ЛЧМ сигнала, $\psi_{11ДЧКМ}(\tau)$ – АКФ ДЧКМ сигнала, *-знак свертки.

Огибающая АКФ ЛЧМ сигнала – это функция *sinc*(*t*). $\lim(\sin c(t))_{\text{при } \Delta F \to \infty} = \delta(t)$. А свертка $\delta(t)$ с любой другой функцией – $s(t)$ определяет саму эту функцию $s(t)$ [3].

Так как $\Delta F_{лчм}$ – девиация частоты в ЛЧМ сигнале, является определенной величиной, то огибающая сигнала на выходе канала обработки $S_{вых}(t)$ является ***оценкой*** огибающей АКФ ДЧКМ сигнала. Для канала, для которого $Kn(j\omega) \times Kn^*(j\omega) \neq |Kn(j\omega)|^2$, огибающая сигнала на выходе канала будет ***оценкой*** огибающей ВКФ ДЧКМ сигнала в этом канале обработки и ИХ $(n+1)$-й метки. При определенном алгоритме обработки в устройстве управления и обработки, задача идентификации метки в данном периоде излучения может быть решена.

## Оценка работы систем

Была разработана программа расчета на ЭВМ сигнала на выходе канала системы. Для расчета сигналов использовались формулы (5) и (6). Если ИХ метка была «согласована» с ИХ фильтра обработки (ДЧКМ сигналом) в *n*-ом канале ридера, то сигнал на выходе канала совпадал с АКФ кода метки. В противном случае сигнал на выходе канала совпадал с ВКФ кода метки и кода несогласованного с ней ИХ канала. После расчетов анализировались огибающие полученных р/сигналов. При расчетах осуществлялась нормировка величин огибающих АКФ и ВКФ к $АКФ_{МАКС}$. При анализе обеих систем использовался корреляционный метод классификации сигналов, где решение о распознавании метки принимается, если сигнал на выходе схемы обработки превышает некоторый, наперед определенный, порог. Так как сигнал ВКФ всегда много меньше сигнала АКФ, то чем меньше макс. величина сигнала ВКФ, тем меньшим может быть определен порог распознавания в системе. Эту величину особенно важно учитывать в случае одновременного опроса определенного количества меток. Поэтому критерием сравнения систем служила нормированная величина $ВКФ_{МАКС}$, полученная в результате обработки сигналов в каждой системе.

Рабочая (несущая) частота ЛЧМ, ДЧКМ сигналов и ИХ меток – $f_0$ выбрана 1ГГц. Активная ширина спектра ДЧКМ сигналов ограничена величиной $\Delta F$, равной 290МГц. Частоты символов расположены в ДЧКМ сигнале в соответствии с кодом относительно частоты $f_0$. Изменение частоты от символа к символу в ДЧКМ сигнале равно $\Delta f$. Частоты символов в ИХ меток задавались на основе кодовых последовательностей описанных в [2]. Изменение частоты от символа к символу - $\Delta f$ такое же, как в ДЧКМ сигнале. Для исследования в данной работы были выбраны 29-символьные кодовые последовательности. Возможное число частот в сигнале – $q$ равно количеству символов в кодовой последовательности М и должно быть простым числом. $M=q=29$. $\Delta f$ определялось соотношением $\Delta f = \Delta F/q = 290/29 = 10$ МГц. Длительность символа выбиралась из равенства $t_{симв} = 1/2 * \Delta f = 50$ нс [1]. При таком выборе соотношения между $t_{симв}$ и $\Delta f$ символы в ИХ меток и в ДЧКМ сигналах должны быть когерентными, т.е иметь постоянную начальную фазу

( желательно равную 0). Длительность всего сигнала – $t_c$ , $t_c = M * t_{симв}$ =1.45мкс.

Девиация частоты в ЛЧМ сигнале – $\Delta F_{лчм}$ выбирается равной активной ширине спектра ДЧКМ сигнала, так как в спектральной области сигналы должны быть согласованы.

Для примера, в таблице показаны результаты расчета нормированных огибающих $ВКФ_{МАКС}$ для 10 пар кодов, полученных в [2]. Величины полученных максимумов ВКФ нормированны к максимуму АКФ.

*Таблица*

**Величины нормированных огибающих $ВКФ_{МАКС}$, рассчитанных для разных систем опросных сигналов с разными кодовыми последовательностями**

| Пары исследуемых кодов | ДЧКМ | ЛЧМ |
|---|---|---|
| 1 3 17 26 13 19 27 20 10 9 29 24 6 16 8 23 15 25 7 2 22 21 11 4 12 18 5 14 28<br>1 4 25 24 19 28 11 15 29 13 14 21 23 9 26 5 22 8 10 17 18 2 16 20 3 12 7 6 27 | 0,123 | 0,118 |
| 1 5 4 22 25 8 24 10 19 17 28 18 11 2 15 16 29 20 13 3 14 12 21 7 23 6 9 27 26<br>1 6 12 20 2 17 8 5 9 21 13 15 28 24 4 27 7 3 16 18 10 22 26 23 14 29 11 19 25 | 0,1 | 0,102 |
| 1 7 20 18 8 26 21 29 28 25 27 12 16 17 22 9 14 15 19 4 6 3 2 10 5 23 13 11 24<br>1 8 28 16 14 6 5 24 18 29 12 9 4 10 11 20 21 27 22 19 2 13 7 26 25 17 15 3 23 | 0,096 | 0,106 |
| 1 9 7 14 20 15 18 19 8 4 26 6 21 3 29 2 28 10 25 5 27 23 12 13 16 11 17 24 22<br>1 10 15 12 26 24 2 14 27 8 11 3 9 25 18 13 6 22 28 20 23 4 17 29 7 5 19 16 21 | 0,108 | 0,112 |
| 1 13 10 6 15 22 12 28 26 20 24 23 2 4 14 17 27 29 8 7 11 5 3 19 9 16 25 21 18<br>1 14 18 4 21 2 25 23 16 24 9 20 19 26 3 28 5 12 11 22 7 15 8 6 29 10 27 13 17 | 0,126 | 0,133 |
| 1 3 17 26 13 19 27 20 10 9 29 24 6 16 8 23 15 25 7 2 22 21 11 4 12 18 5 14 28<br>1 17 13 27 10 29 6 8 15 7 22 11 12 5 28 3 26 19 20 9 24 16 23 25 2 21 4 18 14 | 0,098 | 0,098 |
| 1 15 26 2 27 11 9 18 6 28 23 17 7 19 21 10 12 24 14 8 3 25 13 22 20 4 29 5 16<br>1 17 13 27 10 29 6 8 15 7 22 11 12 5 28 3 26 19 20 9 24 16 23 25 2 21 4 18 14 | 0,115 | 0,121 |
| 1 11 23 10 3 4 15 9 17 12 25 29 26 18 7 24 13 5 2 6 19 14 22 16 27 28 21 8 20<br>1 13 10 6 15 22 12 28 26 20 24 23 2 4 14 17 27 29 8 7 11 5 3 19 9 16 25 21 18 | 0,121 | 0,125 |
| 1 6 12 20 2 17 8 5 9 21 13 15 28 24 4 27 7 3 16 18 10 22 26 23 14 29 11 19 25<br>1 7 20 18 8 26 21 29 28 25 27 12 16 17 22 9 14 15 19 4 6 3 2 10 5 23 13 11 24 | 0,108 | 0,12 |
| 1 3 17 26 13 19 27 20 10 9 29 24 6 16 8 23 15 25 7 2 22 21 11 4 12 18 5 14 28<br>1 5 4 22 25 8 24 10 19 17 28 18 11 2 15 16 29 20 13 3 14 12 21 7 23 6 9 27 26 | 0,104 | 0,113 |

Для оценки полученных результатов было найдено среднее значение ВКФ*max* для каждой системы.

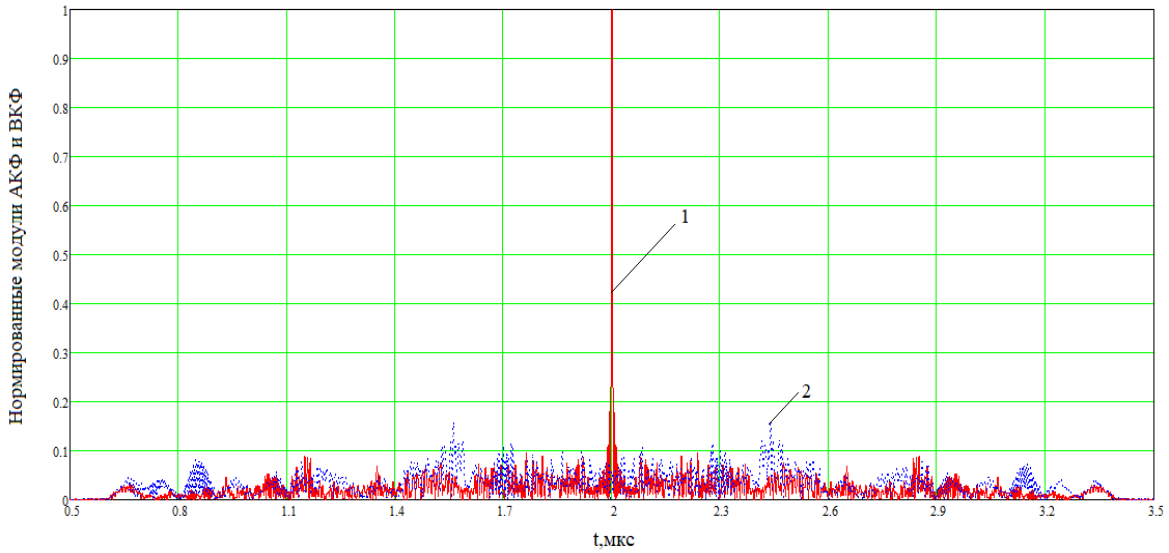
Среднее значение макс. норм. огибающей $ВКФ_{макс}$ при ДЧКМ – 0,119.

Среднее значение макс. норм. огибающей $ВКФ_{макс}$ при ЛЧМ – 0,124.

На основании усреднения расчетов по большому количеству пар кодовых последовательностей взятых из [2], можно сказать, что средние значения нормированных огибающих $ВКФ_{МАКС}$ для обеих систем примерно одинаковы.

На рис. 5 приведены примеры рассчитанных на ЭВМ нормированных АКФ и ВКФ выбранных 29-ти символьных кодовых пар для каждой системы.

а)




б)

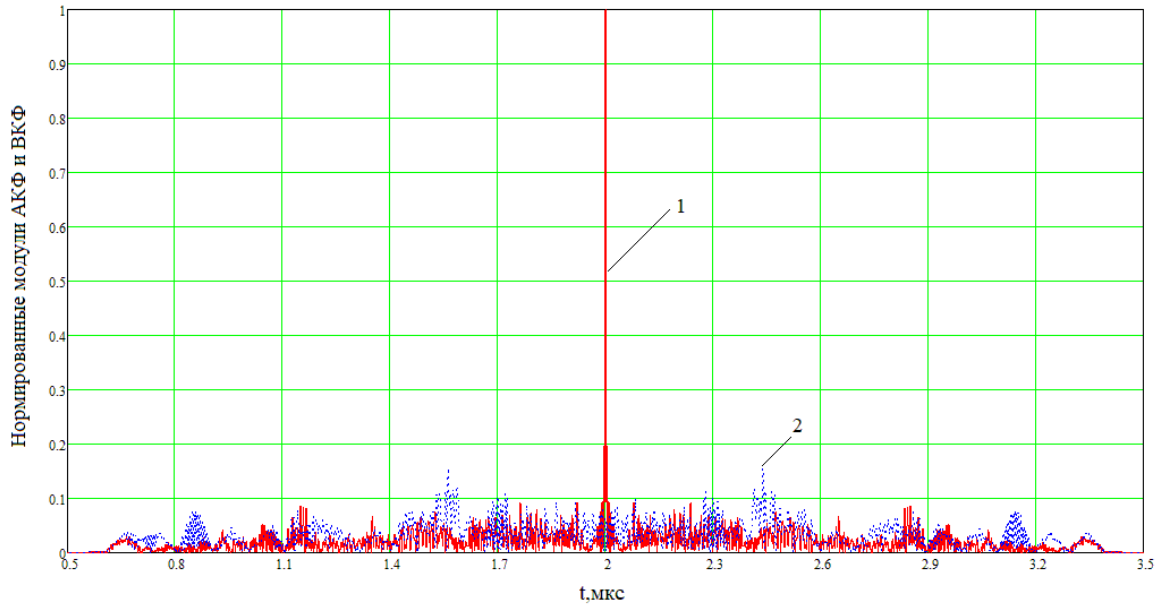



*Рис. 5. Графики огибающих АКФ(1) и ВКФ(2) 29-символьной пары кодов, в системе, использующей в качестве опросного сигнала а)ЛЧМ б)ДКЧМ*

## Выводы

На основании проведенного исследования можно утверждать, что система с использованием ЛЧМ сигнала позволяет решать задачи распознавания меток. Результаты статистической обработки показывают, что уровень усредненного нормированного значения огибающей $ВКФ_{max}$ в системе с применением ЛЧМ сигнала, по сравнению с системой, в которой используется ДЧКМ сигнал, незначительно выше (не более – 0.05). Преимуществом системы с ЛЧМ сигналом является упрощение передатчика ридера. Однако, одновременно с этим, усложняется структура блока обработки принятого ридером

сигнала. Использование системы идентификации с ЛЧМ сигналом, в качестве опросного, позволяет хранить информацию о кодах ИХ большого числа меток в памяти ридера, не усложняя при этом работу передатчика.

**Библиографический список**

1. Жежерин А.Р., Федоров И.Д. Исследование корреляционных свойств меток на ПАВ для систем идентификации // Волновая электроника и инфокоммуникационные системы. Сб. статей XXII междунар. конф. СПб.: ГУАП, 2019. С. 98-104.

2. Жежерин А.Р., Чугунов А.А. Разработка и исследование кодовых последовательностей большого объема для идентификационных меток на ПАВ // Волновая электроника и ее применения в информационных и телекоммуникационных системах. XXI междунар. конф. Сб. статей. СПб.: ГУАП, 2018. С. 112-118.

3. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высшая школа, 2000. 462 с.

**УДК 621.372.4**

***Т.Н. Торгаш****
кандидат технических наук, старший научный сотрудник
***А.Г. Козлов****
доктор технических наук, главный научный сотрудник
*Институт радиофизики и физической электроники Омского научного центра Сибирского отделения РАН

# ВЛИЯНИЕ СПЕЙСЕРА В АКУСТИЧЕСКОМ ОТРАЖАТЕЛЕ НА ПАРАМЕТРЫ МИКРОЭЛЕКТРОННОГО ОАВ-РЕЗОНАТОРА

Рассмотрены микроэлектронные ОАВ-резонаторы с симметричным и асимметричным брэгговским акустическим отражателем на основе пленок молибдена и алюминия и пьезоэлектрической пленки из нитрида алюминия. Показано, что наличие спейсера в асимметричном отражателе позволяет эффективно отражать продольные и сдвиговые акустические волны. Проведены аналитические исследования акустических характеристик отражателей и электрических параметров ОАВ-резонаторов на их основе с резонансной частотой 5 ГГц. Установлено, что при использовании в резонаторе асимметричного отражателя частоты последовательного и параллельного резонанса смещаются в область высоких частот, а добротность уменьшается на 2 %.
***Ключевые слова:*** микроэлектронный ОАВ резонатор, объемная акустическая волна, брэгговский отражатель, асимметричный отражатель, акустический импеданс, спейсер.

*Работа выполнена по государственному заданию Омского научного центра СО РАН в соответствии с Программой ФНИ ГАН на 2013-2020 годы (номер госрегистрации проекта в системе ЕГИСУ НИОКТР АААА-А19-119052890058-2).*

***T.N. Torgash****
PhD, Senior Researcher
***A.G. Kozlov****
Dr. Sc., Chief Researcher
*Institute of Radiophysics and Physical Electronics Omsk Scientific Center SB RAS

# INFLUENCE OF SPACER IN ACOUSTIC REFLECTOR ON PARAMETERS OF MICROELECTRIC BAW RESONATORS

Microelectronic BAW resonators with a symmetric and asymmetric Bragg reflector based on molybdenum and aluminum films and a piezoelectric film of aluminum nitride are considered. It is shown that the presences of a spacer in an asymmetric reflector allows efficient reflection of longitudinal and shear acoustic waves. The analytical studies of the acoustic characteristics of reflectors and parameters of resonator based on them with a resonant frequency of 5 GHz are presented. It is established that the frequencies of series and parallel resonances are shifted to the high frequency region and the quality factor decreases by 2 % when using an asymmetric reflector in the resonator.
***Keywords***: microelectronic resonator, bulk acoustic wave, Bragg reflector, asymmetric reflector, acoustic impedance, spacer.

## Введение

Микроэлектронные резонаторы на основе объемных акустических волн (ОАВ) используются для создания современных акустоэлектронных устройств в радиоэлектронной аппаратуре СВЧ диапазона [1-3]. В качестве пьезоэлектрических слоев в данных резонаторах применяются пленки из нитрида алюминия и оксида цинка. Моночастотность резонатора достигается с помощью многослойного брэгговского акустического отражателя, представленного на рис.1а. Такой отражатель представляет собой чередующиеся четвертьволновые слои с высоким и низким значениями акустического импеданса (H и L слои) [4-5]. В работе [6] показано, что для эффективного отражения акустические волны в структуре резонатора достаточно использовать брэгговский отражатель, состоящий из пяти пар слоев молибдена и алюминия.

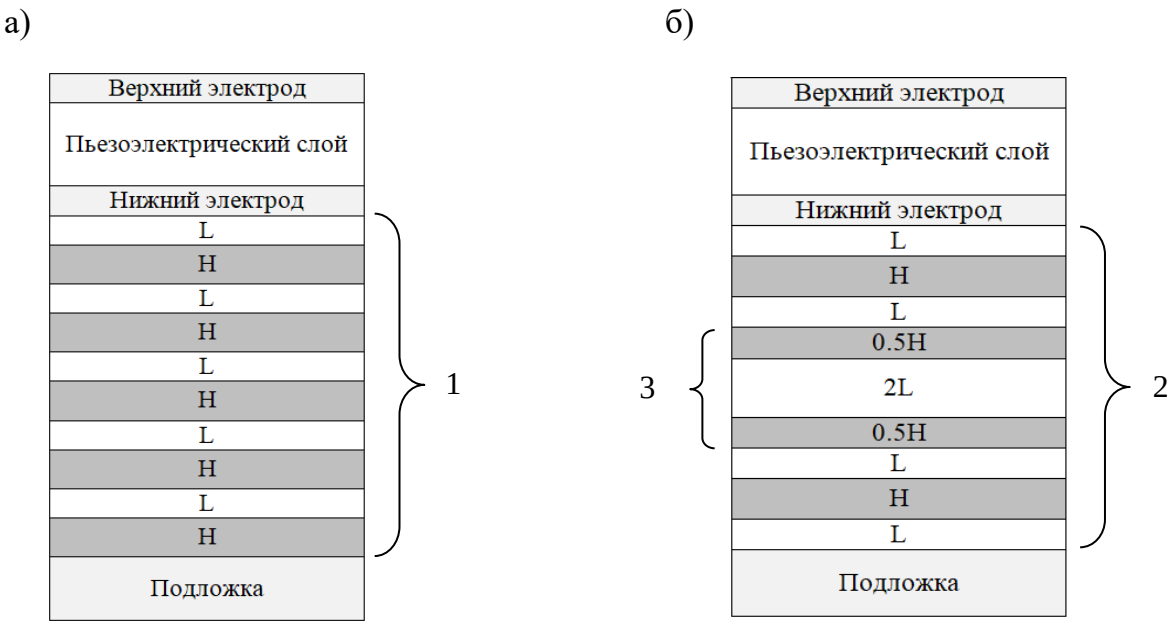



*Рис. 1. Микроэлектронный ОАВ-резонатор с симметричным* (*а*) *и асимметричным* (*б*) *акустическим отражателем:*
*1– симметричный отражатель; 2 – асимметричный отражатель; 3 – спейсер;*
*H – слой с высоким акустическим импедансом;*
*L – слой с низким акустическим импедансом*

Периодическое чередование слоев с различным акустическим импедансом в брэгговском отражателе обеспечивает отражение продольных акустических волн в его структуре. Помимо продольных акустических волн в резонаторе существуют и сдвиговые волны. Скорость сдвиговой акустической волны почти в два раза меньше скорости продольной волны. Это позволяет сдвиговым волнам беспрепятственно проходить через многослойную структуру и создавать дополнительные потери в ОАВ-резонаторе [7]. Для уменьшения потерь, связанных со сдвиговыми волнами, необходимо оптимизировать конструкцию четвертьволнового отражателя. Решением данной проблемы является использование в отражателе трехслойной структуры типа (0.5H2L0.5H), называемой спейсером [5] (рис.1б). Спейсер состоит из двух

высокоимпедансных и одного низкоимпедансного слоев, а их толщины отличаются от четверти длины волны. Акустические отражатели, содержащие спейсер, будем называть асимметричными.

В работах [5, 7-8] приведены способы оптимизации брэгговского отражателя и показано, что асимметричный отражатель эффективно отражает как продольную, так и сдвиговую волны. Несмотря на достигнутые результаты в области создания резонаторов с асимметричным отражателем до настоящего времени нет данных по резонаторам с акустическим отражателем на основе пленок молибдена и алюминия.

Целью работы является сравнительный анализ акустических характеристик симметричного и асимметричного брэгговского отражателя со слоями молибдена и алюминия и электрических характеристик микроэлектронного ОАВ-резонатора с данными типами акустического отражателя.

## Определение характеристик брэгговского отражателя и микроэлектронного ОАВ-резонатора

Формулы для расчета акустических характеристик симметричного брэгговского отражателя представлены авторами в работе [9]. Основными параметрами брэгговского отражателя являются входной акустический импеданс ($Z_{ак}$), коэффициенты отражения ($R$) и пропускания ($T$). Толщина каждого слоя симметричного брэгговского отражателя равна четверти длины продольной акустической волны, проходящей через материал слоя.

В случае асимметричного отражателя необходимо корректировать толщину слоев спейсера, толщины остальных слоев в структуре отражателя соответствуют четверти длины волны. Толщины высокоимпедансных ($t_H$) и низкоимпедансных ($t_L$) слоев в спейсере определяются по следующим формулам [5]

$$t_H = \frac{0.5}{1+c}\lambda_{H.long};, \quad (1)$$

$$t_L = \frac{1}{1+c}\lambda_{L.long},, \quad (2)$$

где $\lambda_{H.long}$ и $\lambda_{L.long}$ – длина продольной акустической волны в высокоимпедансном и низкоимпедансном слоях, соответственно.

Коэффициент $c$ зависит от соотношения скоростей продольных и сдвиговых волн в материалах акустического отражателя

$$c = 0.5 \cdot \left( \frac{v_{L.long}}{v_{L.shear}} + \frac{v_{H.long}}{v_{H.shear}} \right).. \quad (3)$$

В рассматриваемом варианте для акустического отражателя, состоящего из пленок молибдена и алюминия, данный коэффициент равен 1,98.

Расчет частотных зависимостей входного электрического импеданса ($Z_{вх}$) и активной проводимости ($G$) микроэлектронного ОАВ-резонатора с симметричным и асимметричным акустическим отражателем проводился с исполь-

зованием модели Мэзона и описан авторами в работе [9]. Качественным показателем резонаторов является величина его добротности на частоте последовательного резонанса ($Q$). Добротность определяется по частотной зависимости активной проводимости ($G$). Она равна отношению частоты последовательного резонанса к полосе частот между значениями, где величина активной проводимости составляет половину максимального значения проводимости на частоте резонанса.

## Результаты исследований и их обсуждение

В работе рассмотрены микроэлектронные ОАВ-резонаторы с симметричным и асимметричным акустическим отражателем на основе пленок молибдена и алюминия. Симметричный отражатель состоит из 10 слоев пленок молибдена и алюминия. Асимметричный отражатель содержит 9 чередующихся слоев молибдена и алюминия. Пьезоэлектрический преобразователь состоит из тонкопленочных алюминиевых электродов площадью 100×100 мкм$^2$ и пленки из нитрида алюминия. Резонаторы работают на частоте 5 ГГц. Материалом подложки является плавленый кварц.

Частотные зависимости входного акустического импеданса и коэффициента пропускания отражателей представлены на рис.2. Из полученных данных видно, что минимальные значения входного акустического импеданса (соответствующие резонансной частоте отражателя) смещаются в сторону высоких частот для асимметричного отражателя. Минимальное значение коэффициента пропускания для асимметричного отражателя равно –32дБ, что меньше коэффициента пропускания для симметричного отражателя. Однако значение $T_{min}$=–32 дБ является достаточным условием для эффективной работы акустического отражателя на резонансной частоте.

На основе акустических характеристик брэгговских отражателей были получены частотные зависимости электрических характеристик микроэлектронных ОАВ-резонаторов, рис. 3. В таблице представлены основные параметры исследованных резонаторов. Обозначения: $f_s$, $f_p$ – частоты последовательного и параллельного резонансов, $Z_s$, $Z_p$ – элект-рический импеданс на частотах $f_s$ и $f_p$, соответственно; $\Delta f$ – резонансный промежуток.

*Таблица*

**Параметры микроэлектронного ОАВ-резонатора с брэгговским отражателем**

| Тип отражателя | $Z_{ак\ min}$, кг/м$^2$·с | $T_{min}$, дБ | $f_s$, ГГц | $f_p$, ГГц | $\Delta f$, МГц | $Z_s$, Ом | $Z_p$, Ом | $Q$ | $G_{max}$, мСм |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| симметричный | $3{,}4\cdot10^{-4}$ | -48,6 | 4,982 | 5,000 | 18 | 6,2 | 351,5 | 1011 | 160 |
| асимметричный | $1{,}4\cdot10^{-2}$ | -32,0 | 5,006 | 5,025 | 19 | 6,7 | 323,5 | 990 | 150 |

На рис. 3 видно, что частоты последовательного и параллельного резонансов ОАВ-резонатора с асимметричным отражателем смещаются в область

высоких частот. При этом добротность резонатора уменьшилась на 2 %, а резонансный промежуток расширился на 1 МГц. Величина электрического импеданса резонатора на частоте параллельного резонанса уменьшилась на 10 % для резонаторов с асимметричным отражателем.

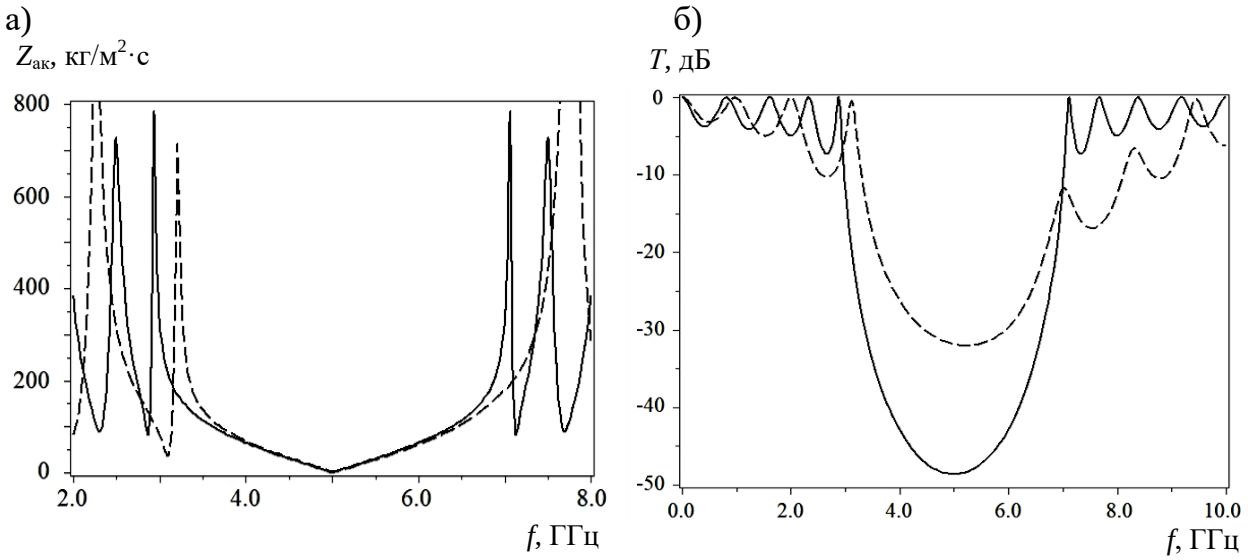



*Рис. 2. Входной акустический импеданс* (*а*) *и коэффициент пропускания* (*б*) *для симметричного* (——) *и асимметричного* (– – – ) *брэгговского отражателя*

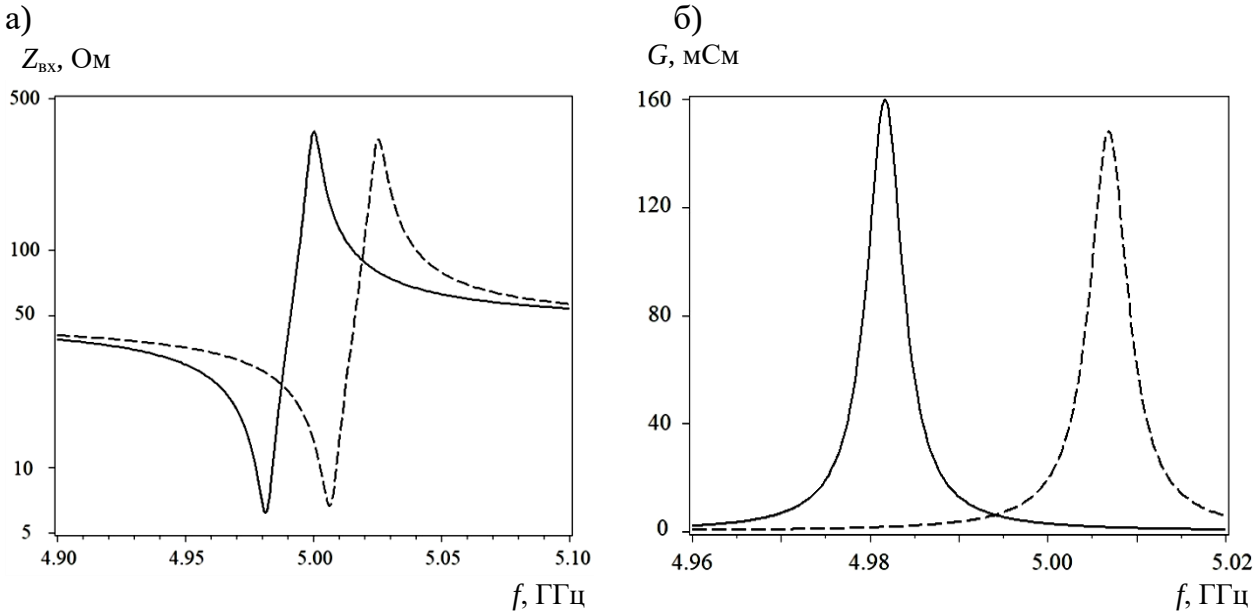



*Рис. 3. Электрический импеданс* (*а*) *и активная проводимость* (*б*) *микроэлектронного ОАВ-резонатора с симметричным* (——) *и асимметричным* (– – – ) *отражателем*

Несмотря на незначительное ухудшение электрических характеристик резонатора с асимметричным отражателем, использование спейсера позволяет отражать продольные и сдвиговые волны, а также уменьшает количество слоев в брэгговском отражателе. Уменьшение количества слоев резонатора приводит к уменьшению суммарной толщины структуры резонатора, что

позволит уменьшить суммарную шероховатость поверхности резонатора и приведет к увеличению его добротности. В свою очередь увеличение резонансного промежутка ОАВ-резонатора открывает новые возможности в части создания частотно-избирательных устройств на их основе. Появляется возможность управлять шириной резонансного промежутка резонатора без использования дополнительных технологических операций.

## Заключение

В работе рассмотрены микроэлектронные ОАВ-резонаторы с брэгговским отражателем, работающие на частоте 5 ГГц. Исследованы характеристики симметричного и асимметричного акустических отражателей. Конструкция асимметричного отражателя содержит 9 слоев пленок молибдена и алюминия, что является преимуществом при разработке и изготовлении ОАВ-резонатора. Установлено, что коэффициент пропускания асимметричного отражателя на резонансной частоте имеет меньшее значение. Наличие спейсера позволяет отражателю работать эффективно на основе продольной и сдвиговой акустических волн и управлять шириной резонансного промежутка микроэлектронного резонатора. При разработке резонаторов с асимметричным отражателем необходимо учитывать сдвиг частот последовательного и параллельного резонанса в область высоких частот и незначительное уменьшение добротности резонатора, примерно на 2 %.

Полученные результаты будут полезны разработчикам частотно-избирательных устройств на основе микроэлектронных ОАВ-резонаторов.

## Библиографический список

1. Hashimoto K. RF Bulk Acoustic Wave Filters for Communications. Norwood, MA: Artech House, 2009. 275 p.

2. Clement M., Iborra E., Olivares J., Rimmer N., Giraud S., Bila S., Reinhardt A. DCS Tx Filters Using AlN Resonators With Iridium Electrodes // IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control. 2010. Pp. 518-523.

3. Boudot R., Li M.D., Giordano V., Rolland N., Vincent P. A solid-mounted resonator-oscillator-based 4.596 GHz frequency synthesis // Review of Scientific Instruments. 2011. V. 82. Pp. 034706-1-034706-8.

4. Capilla J., Olivares J., Clement M., Sangrador J., Iborra E., Felmetsger V., Devos A. $Ta_2O_5/SiO_2$ insulating acoustic mirrors for AlN-based X-band BAW resonators // IEEE Ultrasonics Symposium. 2011. Pp. 1704-1707.

5. Jose S., Jansman A.B.M., Hueting R.J.E. A design procedure for an acoustic mirror providing dual reflection of longitudinal and shear waves in Solidly Mounted BAW Resonators (SMRs) // IEEE International Ultrasonics Symposium. 2009. Pp. 2111-2114.

6. Tanskaya T.N., Zima V.N., Kozlov A.G. The influence of surface roughness of Bragg reflector layers on characteristics of microwave solidly mounted resonator // International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). 2015. Pp. 1238-1241.

7. Jose S., Hueting R.J.E. Experimental investigation of dual wave optimized reflector stacks in solidly mounted resonators // IEEE International Ultrasonics Symposium. 2011. Pp. 1234-1237.

8. Jose S., Jansman A.B.M., Hueting R.J.E., Schmitz J. Optimized Reflector Stacks for Solidly Mounted Bulk Acoustic Wave Resonators // IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control. 2010. V. 57. No. 12. Pp. 2753-2763.

9. Torgash T.N., Kozlov A.G., Strunin V.I., Chirikov N.A. The Influence of Adhesion Layers in the Bragg Reflector on the Electrical Characteristics of a Thin-Film BAW Solidly Mounted Resonators // Dynamics of System, Mechanisms and Machines (Dynamics). 2019. Pp. 1-4.

# ОБРАБОТКА И ПЕРЕДАЧА ИНФОРМАЦИИ В ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

**УДК 621.391**

***М.М. Афанасьев****
аспирант
***А.А. Овчинников****
кандидат технических наук
* Санкт-Петербургский университет аэрокосмического приборостроения

# К ВОПРОСУ О ДЕКОДИРОВАНИИ ПОЧТИ ПО МАКСИМУМУ ПРАВДОПОДОБИЯ

Лемма Евсеева утверждает, что если при декодировании по таблице стандартной расстановки рассматривать только те лидеры смежных классов, вес которых не превышает расстояния Варшамова-Гилберта, то вероятность ошибочного декодирования в этом случае увеличится не более чем в два раза. Однако оценка точности этой границы остаётся открытой задачей. В данной статье производится оценка точности леммы Евсеева на примере нескольких линейных случайных кодов путем моделирования в двоично-симметричном канале.
***Ключевые слова:*** двоично-симметричный канал, линейный код, декодирование почти по максимуму правдоподобия, лемма Евсеева.

*Работа опубликована при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований: грант № 20-07-20026.*

***M.M.Afanasev****
Graduate Student
***A.A. Ovchinnikov****
PhD
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

# TO THE QUESTION OF ALMOST MAXIMUM-LIKELIHOOD DECODING

Evseev’s lemma claims that if we use the decoding by a standard array and use coset leaders having the weight not greater than Gilbert-Varshamov distance then the probability of error decoding will become not greater than the probability of error decoding of maximum-likelihood multiplied by two. However, the estimation of tightness of this bound is an open problem. In this work we perform the estimation of the accuracy of Evseev’s lemma on the example of several linear random codes by simulating them in a binary-symmetric channel.
***Keywords:*** binary symmetric channel, linear codes, almost maximum-likelihood decoding, Evseev’s lemma

## Введение

На сегодняшний день коды, исправляющие ошибки, используются повсюду. Наилучшим критерием декодирования является декодирование по максимуму правдоподобия, которое в общем случае является NP полной задачей. Во многих случаях не только задача декодирования, но и оценка вероятности ошибочного декодирования является трудной задачей. Для оценки вероятности ошибки по максимуму правдоподобия известны, например, ад-

дитивная граница, лемма Евсеева [1] и т.д. Описать канал с помощью достаточно простой вероятностной модели также часто невозможно, а это необходимо для оценок вероятности ошибки по максимуму правдоподобия, в таких случаях используется метрическое описание канала и рассматривается декодирование по критерию минимума расстояния.

Корректирующая способность кода может быть полностью описана стандартной расстановкой и множеством лидеров смежных классов. При наличии вероятностной модели канала, позволяющей вычислять вероятность различных векторов ошибки, по множеству лидеров может быть вычислена вероятность ошибки по максимуму правдоподобия, а при задании метрики – и по минимуму расстояния (в случае согласованности метрики и канала эти вероятности совпадают). Множество лидеров является экспоненциально большим, что даёт и экспоненциальную сложность вычисления соответствующей вероятности. Г.С. Евсеевым в своей лемме в работе [1] было показано, что при использовании подмножества лидеров смежных классов ограниченного веса вероятность ошибки по максимуму правдоподобия ухудшается не более, чем в два раза. Однако точность этой оценки остаётся неизвестной.

В данной статье проводится оценка точности леммы Евсеева путём моделирования для ряда линейных кодов.

## 1. Основные понятия

Рассмотрим систему передачи информации на рис. 1. На вход кодера поступает сообщение **a** длиной *k* бит. На выходе кодера получается кодовое слово **x** длиной *n* бит, которое передаётся по каналу связи. В канале происходят ошибки, влияние которых может быть описано как сумма вектора ошибки **e** и кодового слова **x**. Вектор **e** – это двоичный вектор, у которого стоят единицы на тех позициях, в которых происходит ошибка в кодовом слове. Принятое из канала слово $\mathbf{y} = \mathbf{x} + \mathbf{e}$ поступает на вход декодера. Результатом декодирования является вектор $\mathbf{a}'$ длиной *k* бит. Если $\mathbf{a} \neq \mathbf{a}'$, то такое событие называется ошибкой декодирования.

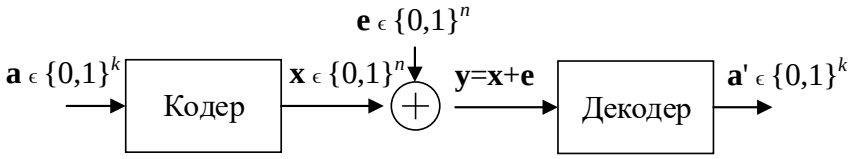



*Рис. 1. Система передачи информации*

На рис. 2 представлен двоично-симметричный канал [2-4]. На вход поступает символ *x*, равный 0 или 1, на выходе величина *y* также принимает значения 0 или 1. Параметром канала является величина вероятности ошибки *p*.

Задача декодирования может быть описана как нахождение аргумента (кодового слова), оптимизирующего некоторую целевую функцию. Наиболее известные критерии декодирования – это декодирование по максимуму апо-

стериорной вероятности, по максимуму правдоподобия и по минимуму расстояния. Коротко рассмотрим каждый из них [3].

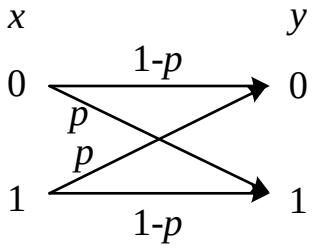



*Рис. 2. Канал ДСК*

Декодирование по максимуму апостериорной вероятности (МАВ) – это поиск наиболее вероятного кодового слова **x** при известном принятом векторе **y**:

$$\mathbf{x} = \arg\max_{\mathbf{x}_i} p(\mathbf{x}_i \mid \mathbf{y}),$$

где

$$p(\mathbf{x}_i \mid \mathbf{y}) = \frac{p(\mathbf{y} \mid \mathbf{x}_i)\, p(\mathbf{x}_i)}{p(\mathbf{y})}, \quad p(\mathbf{y}) = \sum_{\mathbf{x}_i} p(\mathbf{y} \mid \mathbf{x}_i)\, p(\mathbf{x}_i),$$

где перебор ведётся по всем кодовым словам $\mathbf{x}_i$. Декодирование по максимуму апостериорной вероятности минимизирует среднюю вероятность ошибки декодирования на слово.

Декодирование по максимуму правдоподобия (МП) – это поиск кодового слова **x**, при котором принятый вектор **y** наиболее вероятен, то есть фактически это есть поиск наиболее вероятного вектора ошибки:

$$\mathbf{x} = \arg\max_{\mathbf{x}_i} p(\mathbf{y} \mid \mathbf{x}_i).$$

Декодирование по максимуму правдоподобия совпадает с декодированием МАВ при условии, что появление кодовых слов на входе канала равновероятно, что соответствует большинству реальных систем связи.

1. Декодирование по минимуму расстояния (МР) – это поиск такого кодового слова **x**, который в некоторой метрике наиболее близок к принятому вектору **y**. В качестве метрики может рассматриваться, например, метрика Хэмминга:

$$\mathbf{x} = \arg\min_{\mathbf{x}_i} d_H(\mathbf{y}, \mathbf{x}_i).$$

Декодирование по минимуму расстояния совпадает с декодированием МП при условии, что метрика согласована с каналом связи, то есть для любых векторов $\mathbf{e}_1$, $\mathbf{e}_2$ выполняется [5]

$$W_H(\mathbf{e}_1) < W_H(\mathbf{e}_2) \Leftrightarrow p(\mathbf{e}_1) > p(\mathbf{e}_2).$$

Метрика Хэмминга является согласованной с двоично-симметричным каналом.

## 2. Декодирование почти по максимуму правдоподобия

Способность линейного кода исправлять ошибки может быть описана с помощью стандартной расстановки. Рассмотрим векторное пространство линейного ($n$,$k$) кода над полем $GF(q)$ с проверочной матрицей **H**, имеющей размер $r = n - k$ строк и $n$ столбцов. Элементы этого пространства – это векторы длины $n$. Всё пространство можно разбить на смежные классы. Для этого вычислим для каждого вектора из этого пространства его синдром: $\mathbf{s} = \mathbf{x}\mathbf{H}^T$. Длина вектора **s** равна $r$. Всего существует $2^r$ различных синдромов. Векторы, имеющие одинаковые синдромы, находятся в одном смежном классе. Смежный класс, имеющий нулевой синдром, полностью состоит из всех кодовых слов. В каждом смежном классе может быть выбран лидер. При декодировании по максимуму правдоподобия в качестве лидера выбирается наиболее вероятный вектор в данном канале связи. Тогда процедура декодирования будет выглядеть следующим образом. Для полученного из канала вектора **y** вычисляется синдром $\mathbf{s} = \mathbf{y}\mathbf{H}^T$. По вычисленному синдрому **s** определяется смежный класс и лидер этого смежного класса $\mathbf{l_S}$ вычитается из принятого вектора $\mathbf{y}' = \mathbf{y} - \mathbf{l_S}$. Так как лидер смежного класса наиболее вероятен среди векторов этого смежного класса, то и наиболее вероятно, что вектор ошибки **e** будет равен этому лидеру $\mathbf{l_S}$. Если же это не так, произойдёт ошибка декодирования. В качестве лидера можно выбирать самый лёгкий вектор в некотором метрике, тогда вышеописанная процедура будет соответствовать декодированию по минимуму расстояния.

Граница Варшамова-Гилберта [4,5] устанавливает существование кода длиной $n$ и минимальным расстоянием $d_{ВГ}$ с не менее чем $N$ кодовыми словами, где

$$N = \frac{2^n}{\sum_{i=0}^{d_{ВГ}-1} C_n^i}.$$

Эту границу можно трактовать также следующим образом: для длины кода $n$ и количеству кодовых слов $N = 2^k$ гарантированно существует код с наибольшим значением минимального расстояния $d_{ВГ}$, удовлетворяющим границе Варшамова-Гилберта.

В [1] Г.С. Евсеевым была доказана следующая лемма.

**Лемма** (Евсеев [1]). Пусть $E$ – множество всех векторов длины $n$, $E_V$ – множество из $2^r$ самых вероятных в канале векторов, и $E_r$ – множество всех лидеров смежного класса для некоторого линейного ($n$,$k$) кода. Обозначим

через $P_0 = p(E \setminus E_r)$ вероятность ошибки при декодировании по всем лидерам смежного класса, тогда

$$p(E \setminus (E_r \cap E_V)) \le 2P_0.$$

Смысл этой леммы состоит в том, что если при декодировании исправлять только те лидеры смежных классов, которые входят в $2^r$ наиболее вероятных векторов канала, то вероятность ошибки возрастёт не больше чем 2 раза. Отметим, что $P_0$ является вероятностью ошибки по максимуму правдоподобия, если лидеры выбраны как наиболее вероятные векторы своих смежных классов. Но из границы Варшамова-Гилберта можно вывести, что количество векторов, имеющих вес $d_{\text{ВГ}}$, не превышает $2^r$. Предполагая, что канал связи согласован с метрикой Хэмминга, получим, что самые вероятные $2^r$ векторов канала – это векторы, вес которых не превышает $d_{\text{ВГ}}$. Таким образом, лемму Евсеева можно трактовать так, что если декодировать не все лидеры смежных классов, а только те, вес которых не превышает $d_{\text{ВГ}}$, то декодирование упростится, а вероятность ошибки ухудшится не более, чем в 2 раза по сравнению с максимумом правдоподобия. Назовём такое декодирование «почти» по максимуму правдоподобия.

Однако полученная оценка вероятности ошибки является верхней границей, точность которой неизвестна: в действительности при описанном методе декодирования вероятность ошибки может оказаться ближе к вероятности, обеспечиваемой максимумом правдоподобия.

## 3. Проведение экспериментов

В данной статье для нескольких кодов производится построение всех лидеров смежных классов и оценивается вероятность ошибки при использовании декодера максимума правдоподобия и «почти» максимума правдоподобия.

Проводится расчет вероятности ошибки декодирования по максимуму правдоподобия $P_0$, почти максимуму правдоподобия (учитываются только лидеры смежного класса весом не больше $d_{\text{ВГ}}$), и границы Евсеева $2P_0$ в двоично-симметричном канале с переходной вероятностью $p$. Для представления результатов экспериментов уровень шума в канале задается соотношением сигнал/шум для канала с АБГШ и двоичной фазовой модуляцией с жестким выходом.

На рис. 3-4 представлены вероятности ошибки декодирования и весовые спектры лидеров смежных классов для случайных линейных кодов (26,13) и (26,6). Во всех представленных результатах кривая декодирования с ограничением веса лидеров смежного класса совпадает с кривой декодирования по максимуму правдоподобия. Это может быть объяснено тем, что для выбранных параметров и кодов максимальный вес лидеров не превышает веса Варшамова-Гилберта. Для получения более репрезентативных результатов необходимо рассматривать более широкий набор параметров кодов, в т.ч. для

больших длин, при этом точные вероятности ошибки уже невозможно будет получить вследствие экспоненциальной сложности этой процедуры, и необходимо будет строить приближения к этим вероятностям и оценивать их точность.

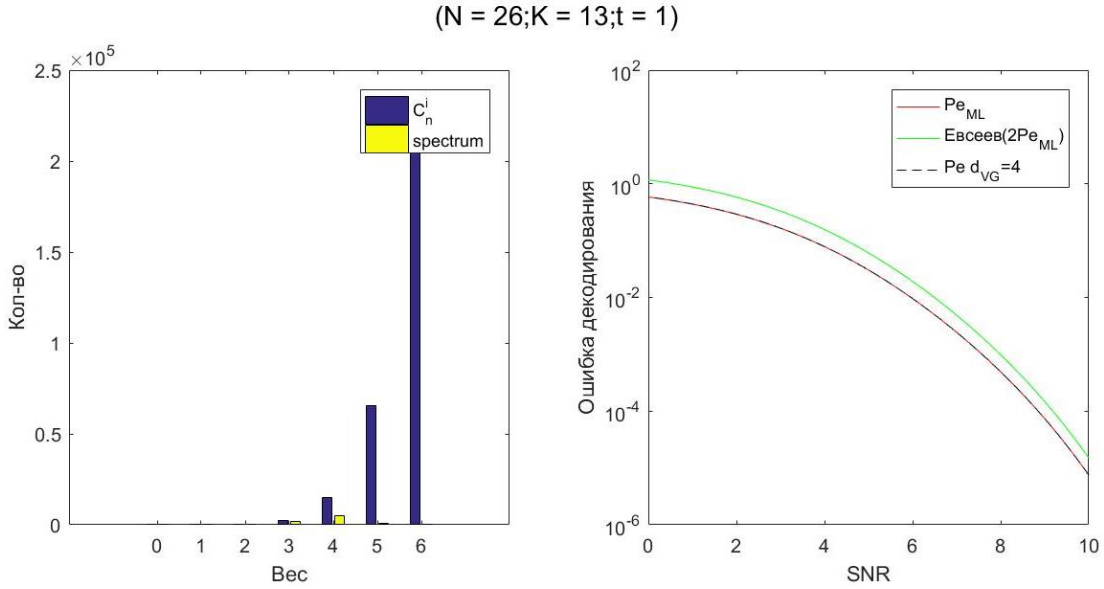



*Рис. 3. Спектр лидеров смежных классов и вероятность ошибки декодирования для случайного линейного кода* (*26,13*)

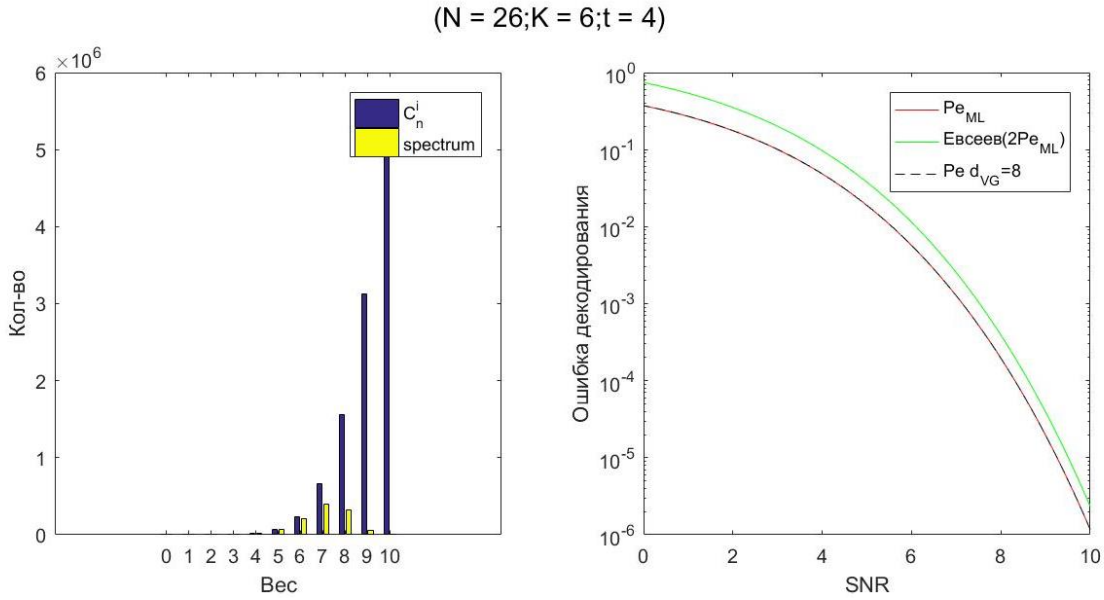



*Рис. 4. Спектр лидеров смежных классов и вероятность ошибки декодирования для случайного линейного кода* (*26,6*)

## Заключение

В данной статье проводится оценка вероятности ошибки декодирования при декодировании «почти» по максимуму правдоподобия, т.е. с помощью лидеров смежных классов весом, не превышающим $d_{\text{ВГ}}$. Для всех рас-

смотренных кодов оказалось, что множество лидеров смежного класса весом не более $d_{ВГ}$ включает в себя практически всех лидеров, и в результате декодирование «почти» по максимуму правдоподобия совпадает с максимумом правдоподобия.

Оценка точности границы Евсеева для более широкого набора линейных кодов является направлением дальнейших исследований.

**Библиографический список**

1. Евсеев Г.С. О сложности декодирования линейных кодов, Пробл. передачи информ., 19:1 (1983), 3–8; Problems Inform. Transmission, 19:1 (1983), 1–6.

2. Lin S, Ryan W. Channel Codes: Classical and Modern. Cambridge university press, 2009. 710 p.

3. Колесник В. Д. Кодирование при передаче и хранении информации (Алгебраическая теория блоковых кодов). М.: Высшая школа, 2009. 550 с.

4. Блейхут Р. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки. М.: Мир, 1986. 586 с.

5. Krouk E. A, Ovchinnikov A. A. Metrics for distributed systems // Proceedings of XIV International Symposium on Problems of Redundancy in Information and Control Systems. St. Petersburg, Russia: [s. n.]. 2014. 1-5 June. Pp. 66–70.

**УДК 378.147**

***М. И. Балдин****
аспирант
***Я. А. Горшунов*****
студент
***Н. А. Козырев*****
студент
***В.С. Коломойцев*******
доцент
*Университет ИТМО
**Университет СПбГЭУ
***Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

# РАЗРАБОТКА И АНАЛИЗ МЕТОДОВ УЛУЧШЕНИЯ ВИЗУАЛЬНОГО КАЧЕСТВА ИЗОБРАЖЕНИЙ С НАРУШЕНИЕМ КОНТРАСТНОСТИ

Предлагается метод улучшения визуального качества изображений на основе алгоритмов на базе эквализации гистограмм. В работе исследованы широко используемые алгоритмы эквализации изображений, описаны их достоинства и недостатки. Введена классификация изображений с нарушением контрастности. Особенностью работы является разработка нового метода обработки изображений с различными типами нарушения контрастности. Данный подход позволяет получить улучшенное качество изображений независимо от их классификации и характеристик.
***Ключевые слова:*** эквализация, гистограмма, контраст, изображение

***M. I. Baldin****
Graduate Student
***Ya. A. Gorshunov*****
Student
***N. A. Kozyrev*****
Student
***V. S. Kolomoitsev*******
PhD, Associate Professor
*ITMO University
** St. Petersburg State University, Department of information networks and technologies
*** St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

# DEVELOPMENT AND ANALYSIS OF METHODS FOR IMPROVING THE VISUAL QUALITY OF IMAGES WITH CONTRAST VIOLATION

A method for improving the visual quality of images based on algorithms based on histogram equalization is proposed. The paper studies widely used image equalization algorithms and describes their advantages and disadvantages. Classification of images with contrast violation is introduced. A special feature of the work is the development of a new method for processing im-

ages with different types of contrast violation. This approach allows you to get improved image quality regardless of their classification and characteristics.
***Keywords:*** equalization, histograms, contrast, image

## Введение

Многие системы имеют прямое отношение к обработке, хранению и передаче информации в виде изображений. Это вызвано тем, что изображение является емким носителем информации. Очень часто для исследования недоступных для человека мест используются записывающие устройства, которые работают в автономном режиме и человек не может контролировать качество получаемых снимков при помощи таких устройств.

Довольно часто изображения не обладают нужным уровнем визуального качества, что сильно сказывается на достоверности и точности получаемой информации. На качество изображения могут повлиять различные факторы, такие как погодные условия, неисправность аппаратуры, освещенность объектов съемки и другие. Это затрудняет проведение анализа изображений и принятия на его основе верных решений.

Целью работы является разработка и реализация нового метода улучшения визуального качества изображений в основе которого лежат алгоритмы на базе эквализации гистограмм.

Объектом исследований являются изображения, требующие обработки. Предметом исследования – повышение информативности изображений.

## Обзор предметной области

Используя яркостную компоненту (Y), изображение можно представить в виде гистограммы. Гистограмма изображения отражает его свойства и статистические особенности, так же может использоваться для оценки распределения данного изображения. По виду гистограмм изображений с нарушением контрастности можно выделить следующие типы изображений, не обладающие необходимым уровнем качества визуального восприятия: темные, яркие, низкоконтрастные, высококонтрастные. Качество изображения можно изменить при помощи алгоритмов эквализации.

Эквализация гистограмм распределения яркостей – это некоторое преобразование, целью которого является приближение гистограммы выходного изображения к равномерному распределению[1]. В данной статье рассматривались следующие алгоритмы эквализации гистограмм:

1. Локальная коррекция цвета (Local Color Correction, LCC). [2] Алгоритм локальной коррекции яркостной компоненты позволяет обрабатывать участки изображения, требующие улучшения, и не производить существенного изменения изображения в целом. Достоинство алгоритма заключается в том, что он лучше всего подходит для обработки высококонтрастных изображений, когда необходимо уменьшить разницу между темными и засвеченными областями изображения, стянув гистограмму к центру. Недостатком алгоритма является то, что он не эффективен для обработки низкоконтраст-

ных изображений, так как разница между темными и светлыми областями изображения несущественна.

2. Выравнивание гистограмм (Histogram Equalization) [3] Выравнивание гистограмм преобразует динамический диапазон изображения так, чтобы выходное изображение содержало все допустимые значения интенсивности, и чтобы при этом количество пикселов с различными значениями яркости, было примерно одинаковым. Достоинство алгоритма заключается в том, что он лучше всего подходит для обработки низкоконтрастных изображений, когда необходимо растянуть гистограмму входного изображения таким образом, что значения элементов эквализованного изображения будут перекрывать более широкий диапазон уровней яркостей. Недостатком алгоритма является то, что он не эффективен для обработки высококонтрастных изображений, так как гистограмма изображения изначально растянута, то есть большее количество тонов сосредоточено в наибольших и наименьших областях значений яркости.

3. Адаптивная эквализация гистограммы с ограничением (Contrast Limited Adaptive Histogram Equalization, CLAHE) [4] Адаптивная эквализация гистограммы с ограничением основывается на эквализации гистограмм, при помощи блоковой обработки и метода интерполяции. Достоинство алгоритма заключается в том, что он способен обрабатывать любой из четырех типов изображения, при помощи блоковой обработки и метода интерполяции. Недостатком алгоритма является то, что для эффективной работы необходимо подобрать определенные параметры (M, N и α), зависящие от характеристик изображения.

4. Динамическое выравнивание гистограмм (A Dynamic Histogram Equalization for Image Contrast Enhancement, DHE)[5] В предлагаемом методе основная цель заключается в том, чтобы исключить преимущество более высоких участков гистограммы над более низкими и контролировать величину растяжения уровней серого, чтобы избежать перенасыщения монотонных участков изображения. Достоинство алгоритма заключается в том, что он способен обрабатывать искаженные изображения, гистограммы которых обладают выраженными пиками и адаптивно контролировать растяжение гистограммы на всем диапазоне уровней яркости. Недостаток алгоритма в том, что при подобной обработке на изображение появляются артефакты. Артефакты – это заметные искажения изображения, области в которых разница между значениями яркости соседних пикселей настолько высока, что это приводит к образованию ложной границы, которой нет в исходном изображении.

5. Рекурсивное выравнивание поддиапазонов гистограммы на основе выдержки (Recursive exposure based sub-image histogram equalization, R-ESIHE) [6, 7]. Рекурсивное выравнивание поддиапазонов гистограммы на основе выдержки основывается на разделении гистограммы на подгистограммы, при помощи вычисления порога экспозиции. Достоинство алгоритма заключается в том, что разбиение гистограммы на основе экспозиции и итеративная обработка позволяет отдельно обрабатывать темные и засвеченные области, что дает возможность сохранить мелкие детали изображения. Недостатком алгоритма является образование артефактов в областях

плавного градиентного перехода, на изображениях гистограммы которых обладают выраженными пиками.

## Содержание исследования

Для каждого типа изображений была разработана степенная функция повышение контраста. Изображение любого типа обрабатывается соответствующей функцией итеративно. Итеративная обработка при помощи степенной функции постепенно изменяет гистограмму изображения стягивая определенные частоты в нужный поддиапазон значений яркости. Такой подход позволяет предотвратить появление артефактов на изображении. Количество итераций зависит от показателя энтропии, которое рассчитывается по следующей формуле:

$$H(X) = -\sum_k p(r_k)\log_2 p(r_k), \quad (1)$$

где $H(X)-$ значение энтропии. Предполагается, что увеличение данного критерия улучшит визуальное качество изображения. Гистограмма изображения имеющие большую энтропию будет иметь вид схожий с равномерным распределением. Поэтому изображения будут выглядеть контрастными, и содержать большее количество полутонов. Обработка продолжается до тех пор, пока значение энтропии следующего полученного изображения не будет меньше, чем у предыдущего.

Высококонтрастные изображения обрабатываются при помощи следующей гамма-функции:

$$y_{i,j} = (L-1)\left(\frac{x_{i,j}}{(L-1)}\right)^{\gamma\left(\frac{\left(\frac{L}{2}\right)-B_{i,j}}{L/2}\right)}, \quad (2)$$

где $y_{i,j}-$ выходное значение яркостной компоненты; $x_{i,j}-$ входное значение яркостной компоненты; $i$, $j$ – координаты пикселя, $L$ – максимальное значение яркости, $\gamma$ – степень преобразования; $B_{i,j}-$ компонента, полученная в результате фильтрации билатеральным фильтром. Билатеральный фильтр используется для подавления шума и корректирует значение гамма-функции, учитывая информацию о расположении пикселей на изображении. Данная степенная функция, направлена на стягивание частот из области наибольших и наименьших значений яркости к центру гистограммы.

Для обработки низкоконтрастных изображений была разработана следующая гамма-функция:

$$y_{i,j} = (L-1)\left(\frac{x_{i,j}}{(L-1)}\right)^{\gamma\left(\frac{t-B_{i,j}}{L/2}\right)}, \quad \backslash(3)$$

где $t$ – пороговая градация серого, вычисленная по гистограмме (математическое ожидание), которая вычисляется по следующей формуле:

$$t = \frac{\sum_{k=0}^{L-1} h(k)k}{\sum_{k=0}^{L-1} h(k)}, \quad (4)$$

где $h(k)$ – значение частоты $k$-го уровня яркости; $L$ – максимальное значение яркости.

Представленная гама-функция растягивает гистограмму выходного изображения относительно границы $t$. Частоты, расположенные до границы, растягиваются по направлению к области темных тонов. Частоты, находящиеся после границы, растягиваются по направлению к области ярких тонов.

Обработка темных и ярких изображений осуществляется в два шага. Для обработки темных изображений задача на первом шаге заключается в сдвиге частот к серым более светлым тонам, для обработки ярких изображений в сдвиге частот к серым более темным тонам, при помощи следующей гамма-функции:

$$y_{i,j} = (L-1)\left(\frac{x_{i,j}}{(L-1)}\right)^{\gamma\left(\frac{\left(\frac{L}{2}\right)+B_{i,j}}{L/2}\right)}, \quad (5)$$

Параметры $\gamma$ контролирующие изгибы степенных функций из предложенных методов обработки для разных типов изображения были подобраны эмпирическим путем и имеют следующие значения: для функции обработки высококонтрастных изображений $\gamma = 0,7$, для функции обработки низкоконтрастных изображений $\gamma = 2$, для функции обработки темных изображений $\gamma = 0,7$, для функции обработки ярких изображений $\gamma = 1,3$.

На втором шаге алгоритма полученный результат итеративно обрабатывается ранее рассмотренной функцией для обработки низкоконтрастных изображений по формуле (Формула 3). Это выполняется для того, чтобы растянуть гистограмму выходного изображения по всему имеющемуся диапазону возможных значений яркости.

Следует отметить, что при применении предложенных методов в режиме реального времени необходимо учитывать возможности обеспечения своевременности выполнения расчетов [8-9].

## Результаты сравнения существующих методов и предложенного решения

В работе были рассмотрены разные типы искаженных изображений, выбрано тестовое множество, состоящее из 30 изображений. Далее представлены примеры, оригинальное изображение и результаты обработки алгоритмами эквализации, для каждого типа искажения.

Для составления визуальной оценки изображений был проведен опрос среди 20 респондентов. Экспертам было предоставлено 30 изображений, представленных в семи вариантах – исходное изображение и результаты обработки каждым из алгоритмов. Задачей респондентов было выставить оценку от 1 до 5 (где 1 – изображение с худшим визуальным качеством, 5 – изображение с лучшим визуальным качеством) каждому результату алгоритмов эквализации относительно оригинала.

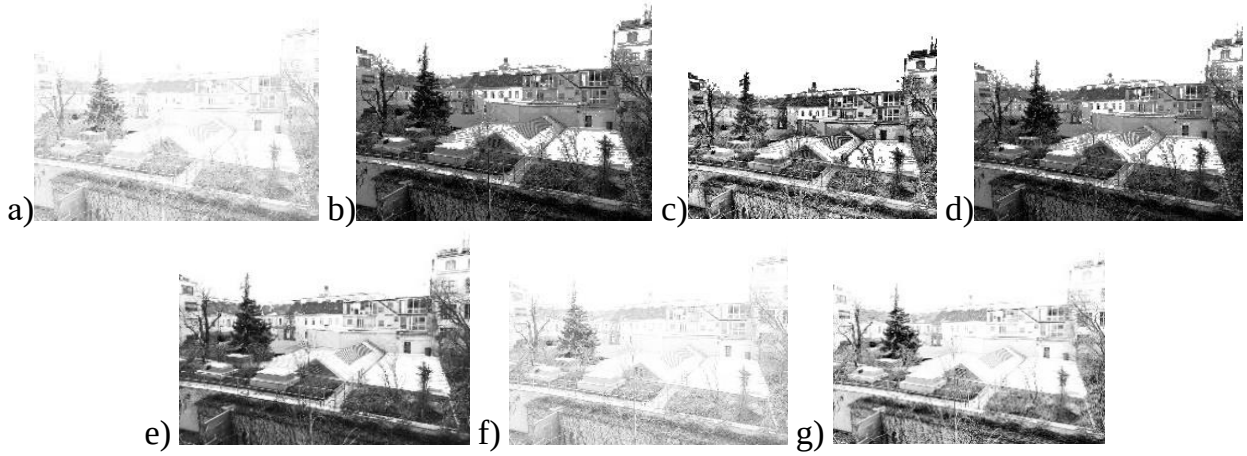



*Рис. 1.* (*a*) *Оригинальное яркое изображение.* (*b*) *2*) *HE.* (*c*) *CLAHE.* (*d*) *DHE.* (*e*) *Предложенный метод.* (*f*) *LCC.* (*g*) *R-ESHIE*

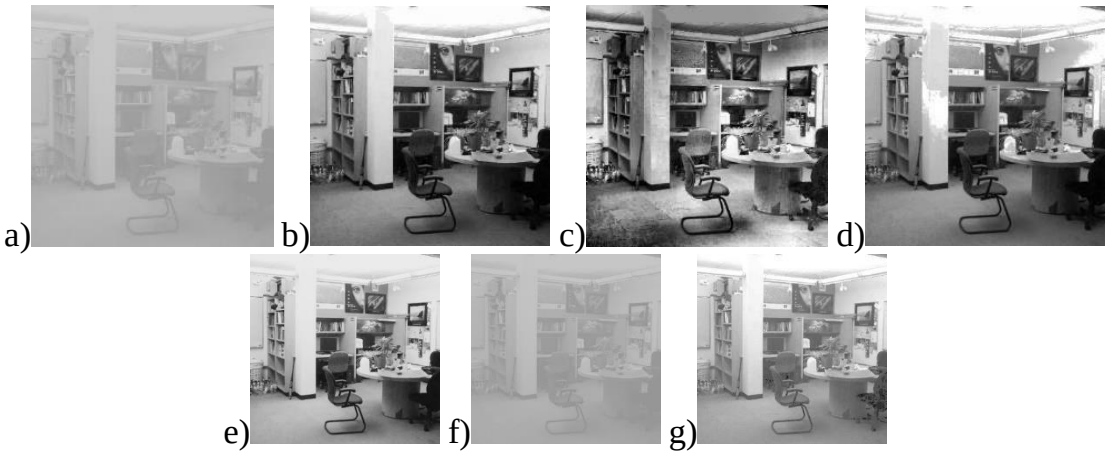



*Рис. 2.* (*a*) *Оригинальное низкоконтрастное изображение.* (*b*) *2*) *HE.* (*c*) *CLAHE.* (*d*) *DHE.* (*e*) *Предложенный метод.* (*f*) *LCC.* (*g*) *R-ESHIE*

*Рис. 3.* (*a*) *Оригинальное высококонтрастное изображение.* (*b*) *2*) *HE.* (*c*) *CLAHE.* (*d*) *DHE.* (*e*) *Предложенный метод.* (*f*) *LCC.* (*g*) *R-ESHIE.*

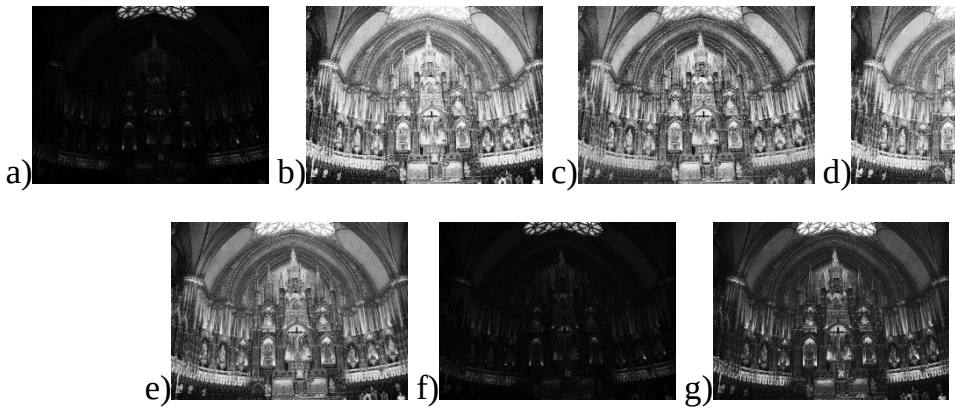



*Рис. 4.* (*a*) *Оригинальное темное изображение.* (*b*) *2*) *HE.* (*c*) *CLAHE.* (*d*) *DHE.* (*e*) *Предложенный метод.* (*f*) *LCC.* (*g*) *R-ESHIE*

Средние значения оценок респондентов по каждому алгоритму представлены в таблице.

*Таблица*

***Результаты опроса для алгоритмов эквализации***

| Номер метода | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Средняя экспертная оценка | 2,69 | 2,45 | 2,38 | 4,49 | 2,63 | 3,37 |

где 1-HE, 2-CLAHE, 3-DHE, 4-Предложенный метод, 5-LCC,7-R-ESIHE.

## Заключение

Учитывая достоинства и недостатки рассмотренных алгоритмов, был разработан универсальный метод обработки изображений. Разработанный метод является адаптивным, так как он способен обрабатывать любой тип изображений с нарушением контрастности. Такой подход позволяет данной программной системе иметь широкую область применения. Дальнейшим направлением исследований может являться разработка классификатора позволяющего определить тип изображения с нарушением контрастности.

## Библиографический список

1. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2005. 1072 с. С. 131–158

2. Moroney Nathan. Local Color Correction Using Non-Linear Masking. IS&T/SID Eighth Color Imaging Conference, 2000.

3. Шапиро Л. Компьютерное зрение. М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2006. 753 с. С. 169–176.

4. Pizer Stephen M., Amburn E. Philip. Adaptive Histogram Equalization and its Variation. Computer vision, graphics, and image processing 39. 1987. P. 355.

5. Abdullah-Al-Wadud M., et al., A dynamic histogram equalization for image contrast enhancement, IEEE Trans. Consumer Electron. 53, 2007. Pp. 593–600.

6. Singh K., et al. Enhancement of low exposure images via recursive histogram equalization algorithms, Optik – Int. J. Light Electron Opt., 2015.

7. Chen S.D., Ramli A.R. Contrast enhancement using recursive mean-separate histogram equalization for scalable brightness preservation, IEEE Trans. ConsumerElectron. 49, 2003. Pp. 1301–1309.

8. Bogatyrev A. V., Bogatyrev S. V., Bogatyrev V. A. Analysis of the Timeliness of Redundant Service in the System of the Parallel-Series Connection of Nodes with Unlimited Queues. 2018 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF). 2018.

9. Bogatyrev V. A., Parshutina S. A., Poptcova N. A., Bogatyrev A. V. Efficiency of redundant service with destruction of expired and irrelevant request copies in real-time clusters (2016) Communications in Computer and Information Science, 678, pp. 337–348.

10. Bogatyrev A. V., Bogatyrev V. A., Bogatyrev S. V. Multipath Redundant Transmission with Packet Segmentation. // Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF). St. Petersburg. 2019. Pp. 1–4.

**УДК 519.61**

***Н.А. Балонин****
доктор технических наук, профессор
***А.А. Востриков****
кандидат технических наук, доцент
***М.Б. Сергеев****
доктор технических наук, профессор
***О.И. Синицына****
аспирант
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

## АЛЬТЕРНАНСЫ ЧЕБЫШЕВА КАК КРИТЕРИЙ ДЛЯ ПОИСКА МАТРИЦ БОЛЬШОГО ДЕТЕРМИНАНТА

Рассматривается теория и практика построения матриц бициклической структуры с большим и наибольшим детерминантами, представляющие интерес как основа построения уникальных кодов. Приводится обзор теоретико-числового построения таких матриц, а также примеры симметричных матриц и бициклических матриц Адамара. Показан переход к задачам с большим детерминантом. Приводятся примеры бициклических матриц большого детерминанта.
***Ключевые слова*:** матрицы Адамара, бициклические матрицы, симметричные матрицы, матрицы Томаса, оптимизация де-терминанта, максимальный детерминант, большой детерминант.

*Работа выполнена при поддержке Минобрнауки РФ при проведении научно-исследовательской работы в рамках проектной № 2.2200.2017/4.6.*

***N.A. Balonin****
PhD, Professor
***A.A.Vostrikov****
PhD, Associate Professor
***M.B. Sergeev****
PhD, Professor
***O.I. Sinitsyna*****
Postgraduate Student
** St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

## CHEBYSHEV ALTERNANCES AS A CRITERION TO SEARCH FOR LARGE DETERMINANT MATRICES

The article discusses the theory and practice of constructing bicyclic matrices with a large or the largest determinant. We review the theoretical-numerical construction of such matrices, along with examples of symmetric matrices and bicyclic Hadamard matrices. The transition to problems with a large determinant is demonstrated. Examples of bicyclic matrices with a large determinant are given.
***Keywords***: Hadamard matrices, bicyclic matrices, symmetric matrices, Thomas matrices, determinant optimization, maximum determinant, large determinant.

## Введение

Экстремальные по детерминанту матрицы – источник кодов в прикладных задачах обработки изображений, помехоустойчивого кодирования сигналов и сжатия информации [1, 2]. Впервые о таких матрицах, отличных от сильвестровых и открытых для ограниченных порядков, равных степеням 2, поставил вопрос Адамар [1]. Он использовал определение, ставшее классическим.

*Определение 1*. Матрица Адамара **H** – квадратная матрица порядка $n$ с элементами {1, –1} и ортогональными столбцами $\mathbf{H}^T\mathbf{H}=n\mathbf{I}$, где **I** – единичная матрица.

В определении ничего не говорится об экстремальных свойствах решения. Это типичное для оптимизации косвенное условие, выраженное уравнением. Так бывает, когда в точке абсолютного максимума производная оптимизируемой функции равна нулю. Адамар показал, что $\mathbf{H}^T\mathbf{H}-n\mathbf{I}=\mathbf{0}$ вытекает из того, что определитель **H** максимален по абсолютной величине на классе матриц по определению 1.

При жестких ограничениях на значения элементов, порядок матриц Адамара может быть равен только 1, 2 или $4t$, где $t$ = 1, 2, 3, ... .

Матрицы Адамара, длительное время остававшиеся объектом теоретических исследований, во второй половине XX века нашли применение для формирования помехоустойчивых кодов, что предопределило успех получения фотографий с космических кораблей Маринер, осуществлявших полет к Марсу [2].

Отсюда становится понятным последующий интерес к экстремальным по детерминанту матрицам, демонстрируемый рядом теоретических работ [3–6]. Помимо абсолютного экстремума детерминанта матриц [4], можно ставить вопрос о поиске локальных экстремумов [6]. Чем менее жесткие требования предъявляются к детерминанту, тем проще структура искомой матрицы.

Возможна и другая постановка задачи, при которой требования к экстремуму не снижаются. При фиксации структуры матрицы ищется не абсолютный или локальный экстремумы, а условный экстремум на ограничении, заданном структурой [3]. Эта задача, пока плохо известная в научной литературе, очень привлекательна тем, что детерминант такой матрицы высок. Эта задача обобщает теорию матриц Адамара на случай, когда матрицы ищутся в виде циклической, бициклической или иных простых структур, используемых как ограничение.

## 1. Бициклические матрицы большого детерминанта

Бициклические матрицы Адамара строятся на основе двух блоков с учетом их ортогональности.

*Определение 2*. Бициклическая матрица Адамара **H** – квадратная матрица порядка $n$ с элементами {1, –1}, в виде $\mathbf{H}=\begin{pmatrix} A & B \\ B^T & -A^T \end{pmatrix}$.

Блоки **A** и **B** являются циклическими (моноциклическими) матрицами с элементами 1 и –1. Разрешимость и симметрии таких матриц до сих пор является объектом теоретических исследований. Так, например, не очень широко известно, что максимальный порядок симметричных бициклических матриц равен 32 [7]. Еще менее известно, что при дополнении такой матрицы каймой из 1 и –1, то есть, при переходе к порядкам $n = 4t + 1$, абсолютный экстремум детерминанта только на порядках, равных числам Ферма 3, 5, 17 и т.п. [3, 9]. Числа Ферма являются консолидирующими метками, поясняющими логику экстремальных порядков.

*Определение 3*. Матрица $\mathbf{T} = \begin{pmatrix} A & B \\ B^T & -A^T \end{pmatrix}$ называется *бицикической матрицей Томаса* [7], если с нормализованной каймой $[T] = \begin{pmatrix} -1 & e^T \\ e & T \end{pmatrix}$ она имеет максимум детерминанта на множестве матриц такой структуры. Все элементы вектора **e** равны 1.

В указанной работе такие матрицы называются матрицами большого детерминанта (МБД), поскольку экстремум не доказан (он ищется), мы предпочитаем их называть по авторству матрицами Томаса для краткости. Бициклические матрицы Томаса с каймой нечетных порядков 3 (2 + 1), 7 (6 + 1), 11 (10 + 1), ... состоят из двух моноциклов с каймой. Матрица такой структуры в сравнении с моноциклической приведена на рис. 1. В наших работах мы используем визуализацию матриц в виде «портретов» [8, 9], на которых отрицательный элемент изображается цветным или темным квадратом, а положительный – белым.

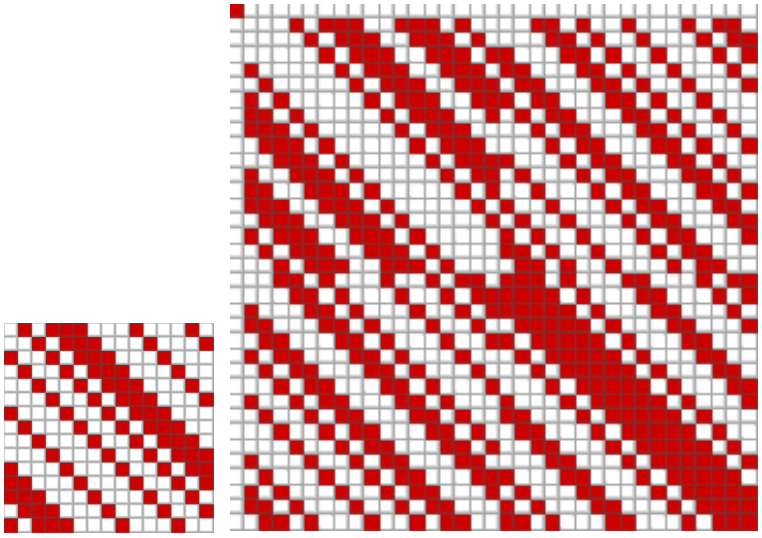


*Рис. 1. Моноциклическая (слева) и бициклическая матрица Томаса с каймой **[T]** (справа)*

В работе [9] показано, что на порядках $n = 4t + 1$ бициклические матрицы Адамара являются субоптимальными (не оптимальными). Для их поиска

есть наработанная теория последовательностей и ординарных и периодических пар Голея [11]. Более сложен поиск на порядках $n = 4t + 3$.

На ресурсе [7] приведен сэт приемлемых решений для таких порядков (меньших 100), найденных перестановками элементов без подтверждения экстремальности. Для упрощения компьютерного поиска обычно ищутся матрицы без каймы **T*** четного порядка с элементами {0, 1} вместо {1, –1}. Матрица **T*** отличается от связанной с ней бициклической матрицы Томаса с каймой детерминантом ровно в $2^n$ раз**.**

В отчетах, приведенных Рокитски [7], указываются две строки бициклической матрицы, бинарные элементы обозначают символами "+" и "-". Например, для матрицы порядка 34 решение представляется в виде +---++++-+++--+-- и --++++--+-+++-+-+.

## 2. Альтернансы орнаментальной матрицы

Проверим результаты поисков Рокитски [7] на оптимальность сведением к значительно более простой задаче. Например, детерминанты матриц Адамара заведомо известны, для матриц порядка $n$ они равны $n^{n/2}$. Матрица Адамара при этом может быть и неизвестной, т.е. задача проверки экстремума должна быть в данном случае и в аналогичных значительно проще и сводится к проверке детерминанта бициклической матрицы $\mathbf{H}^{\mathrm{T}}\mathbf{H}$. Узор этой матрицы у бициклических матриц Адамара особенно прост – это диагональная форма с нулями вне главной диагонали.

Введем следующее обозначение базовой матрицы для проверки детерминанта.

*Определение 4*. Бициклическую матрицу $\mathbf{N} = \mathbf{T}^{\mathrm{T}}\mathbf{T}$ будем называть *орнаментальной* матрицей.

Основа интереса к такой матрице – узор на ее портрете. **N** является бициклической матрицей, если **T** – бициклическая.

Например, на порядках $4t$ матрицы Адамара **T**=**H** с максимумом детерминанта, в том числе бициклические, ортогональны. Первая строка произведения $\mathbf{H}^{\mathrm{T}}\mathbf{H} = n\mathbf{I}$ всегда имеет вид ($n$, 0, 0, ... 0).

Для субоптимальных по детерминанту матриц это не так. Инварианты симметрии матрицы **N** представляют собой объект изучения. Бициклическая матрица Томаса **T** без каймы ищется на порядках $4t + 2$ – она максимальна по детерминанту на классе бициклических структур с каймой.

Изучение первой строки блочно-циклической матрицы **N** показало, что она похожа на строку единичной матрицы: на первом месте стоит $n$, ненулевые элементы диагональных блоков заменяются значением –2. Среди элементов матрицы **N** выделяются *альтернансы* – элементы того же значения, но с противоположным знаком. Это определяет «полосатый» вид матриц **N**, представленных на рис. 2.

Учение об альтернансах впервые появилось в работах Чебышева, но термин в обращение введен *И. П. Натансоном*.

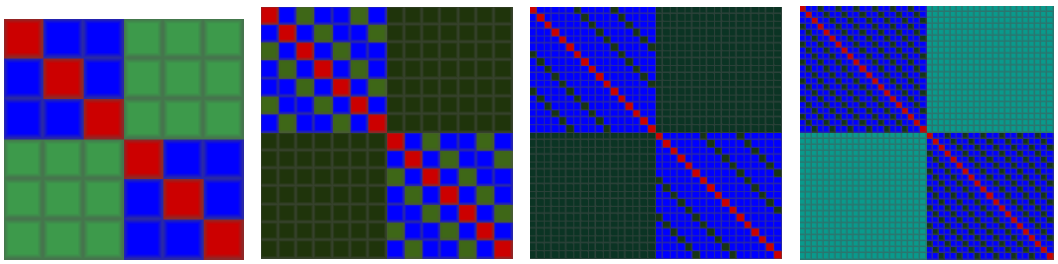


*Рис. 2. Орнаментальные матрицы **N** порядков 6, 14, 34, 42 (слева направо)*

Диагональные блоки матрицы **N** равны $\mathbf{A}^{\mathrm{T}}\mathbf{A} + \mathbf{B}^{\mathrm{T}}\mathbf{B}$ по способу вычисления $\mathbf{T}^{\mathrm{T}}\mathbf{T}$. Как видно, можно вычислять только один из них, сокращая объем вычислений вдвое.

При численном моделировании орнаментальных матриц выяснились следующие ее свойства. На порядках матрицы **T** с 6 по 10 в матрице **N,** помимо *n* и 0, встречаются только элементы –2. Полос на рис. 2 на портрете орнаментальной матрицы порядка 6 нет. На порядках с 14 по 34 встречаются два элемента со значением 2 (парный альтернанс). На порядках с 42 по 98 встречается шесть элементов со значением 2, это инвариант матриц Томаса в широком диапазоне ее стартовых порядков. Выше порядка 100 встречается 12 полос. Соответственно, бициклические матрицы Томаса, дающие иную матрицу, не субоптимальны.

Строки матрицы $\mathbf{N} = \mathbf{T}^{\mathrm{T}}\mathbf{T}$ в литературе принято называть периодической автокорреляционной функцией и обозначать как PAF [11]. Вопрос о значениях амплитуд PAF является основным. Он исследовался Баркером, Голеем и другими учеными (см. здесь и далее ранее отмеченную литературу). Барбой доказано, что экстремальные матрицы нечетных порядков имеют в амплитуде PAF описываемое нами значение 2. Однако Барба исследовал иную задачу – абсолютный экстремум при отсутствии ограничений на структуру матрицы. Явление альтернанса он не отметил.

Альтернанс PAF, описываемый нами, характерен для дискретных структур, когда аргументы $\{ x_1 < x_2 < \ldots < x_v \}$ сводятся к индексам элементов строк матрицы **N.** При этом есть порядки матриц, на которых наблюдается строгая смежность: введение шага по индексу позволяет получить условие оптимума в виде строгого чебышевского альтернанса. Равномерный или неравномерный альтернанс является необходимым условием решения сложной оптимизационной задачи.

## 3. Свойства альтернансов орнаментальной матрицы

Нами обнаружено в экспериментах и заявлено, как предположительное, верхнее ограничение порядка симметричных бициклических матриц. Приведенные на рис. 3 симметричные матрицы порядков 58 и 66 продолжают сэт симметричных конструкций порядков 6, 10, 14, 18, 22, 26, 34, 50.

*Предположение* (гипотеза о финитности симметричных матриц). Максимальный порядок симметричных бициклических матриц большого детерминанта (матриц Томаса) равен 66.

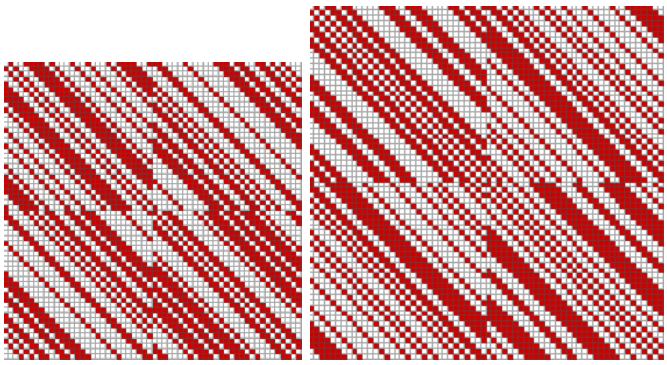


*Рис. 3. Симметричные бициклические матрицы большого детерминанта порядков 58 (слева) и 66 (справа)*

Это предположение соответствует расширению гипотезы Райзера об отсутствии циклических матриц Адамара выше порядка 4, на симметричные бициклические матрицы Адамара порядков выше 32 [8]. К сожалению, на ожидаемом порядке 74 (66 + 8) (74/2 = 37 простое число) симметричная бициклическая матрица не выявлена, что позволяет выдвинуть предположение, что у матриц Томаса граница симметрии проходит через порядок 66. Таким образом, для строго экстремальных по детерминанту матриц Адамара эта граница почти вдвое меньше.

Заметим, что порядок диагональных блоков $\mathbf{A}^{\mathrm{T}}\mathbf{A} + \mathbf{B}^{\mathrm{T}}\mathbf{B}$ вдвое меньше порядка матрицы **N**, а ее вид, благодаря альтернансам, заранее известен. Поэтому для порядков $n = 4t + 3$ мы можем уточнить теоретическую оценку Адамара $n^{n/2}$ и оценку Барбы $(2n–1)^{1/2}\,(n–1)^{(n–1)/2}$ [11] и представить ее в виде $(n–1)^{n/2}$. Ни Адамар, ни Барба не учитывали влияние фиксированной структуры матрицы.

Следует отметить, что граница лучше отмеченных оценок, но игнорирует пиковое значение детерминанта на начальных порядках, а именно на порядке 19. Выше и ниже этого значения, очевидно, связанного с влиянием близко расположенного числа Ферма, имеющего значение 17, граница корректна. Теория трехблочных матриц в тесной связи с теоретико-числовым подходом освещалась авторами в [12].

Объемы вычислений по выявлению экстремальной структуры матрицы экспоненциально снижаются с уменьшением ее порядка, а теория альтернансов оперирует не малым процентом, а понижением размера диагонального блока вдвое. Это позволяет нам свидетельствовать, что результаты на Интернет-ресурсе [7] до порядков меньших 100 трудно находимы, но верны. Таблица содержит описание строк блоков **A** и **B** бициклических матриц с экстремальным детерминантом. Выше этих порядков нами обнаружено много решений, значительно превосходящих все те, которые найдены ранее. Для их поиска нами использованы методы в рамках теоретико-числового подхода, который требует отдельного изложения.

## Заключение

Бициклические матрицы Томаса, являясь матрицами четного порядка, регулируют детерминанты матриц с каймой на единицу большего порядка.

Это означает, что на порядках, равных числам Ферма их анализ позволит проверить очень важное предположение, именно они и только на этих порядках являются матрицами абсолютного максимума детерминанта [3].

Этот класс уникальных и чрезвычайно сложных в поиске бициклических матриц очень важен при создании на их основе уникальных кодов.

## Библиографический список

1. Hadamard J. Resolution d'une question relative aux determinants. Bulletin des Sciences Mathematiques. 1893. V. 17. Pp. 240–246.

2. Shalom E. La conjecture de Hadamard (I) – Images des Mathématiques, CNRS. 2012. URL: http://images.math.cnrs.fr/La-conjecture-de-Hadamard-I.html (дата обращения: 15.03.2020).

3. Balonin N. A., Sergeev M. B., Vostrikov A. A. Conjecture of maximum determinant matrices with orders equal to prime Fermat numbers // Informatsionno-upravliaiushchie sistemy, 2020. № 2. Pp. 2–7.

4. Neubauer M. G., Radcliffe A. J. The maximum determinant of ± 1 matrices // Linear Algebra and its Applications. 1997. T. 257. No. 1-3. Pp. 289–306.

5. Popescu O., Rose Ch., Popescu D. Maximizing the determinant for a special class of block-partitioned matrices, Mathematical Problems in Engineering 2004:1 (2004). Pp. 49–61.

6. Balonin N. A., Sergeev M. B. Quasi-orthogonal local maximum determinant matrices // Applied Mathematical Sciences. 2015.V. 9. No. 6. Pp. 285–293.

7. Rokicki T. New records for maximal determinants, based on pairs of circulant matrices. URL: http://tomas.rokicki.com/newrec.html (дата обращения: 1.03.2020).

8. Балонин Н. А., Сергеев М. Б. Расширение гипотезы Райзера на двуциклические структуры и разрешимость матриц Адамара орнаментом в виде бицикла с двойной каймой // Информационно-управляющие системы. 2017. № 1. С. 2–10.

9. Балонин Н. А., Сергеев М. Б. Матрицы Мерсенна и Адамара // Информационно-управляющие системы. 2016. № 1(80). С. 2–15.

10. Balonin N. A., Seberry, Jennifer. Remarks on extremal and maximum determinant matrices with moduli of real entries ≤ 1 // Informatsionno-upravliaiushchie sistemy. 2014. No. 5(71). Pp. 2–4.

11. Handbook of combinatorial designs. Second edition Discrete mathematics and its applications, 2nd ed., Charles J. Colbourn, Jeffrey H. Dinitz. eds. Chapman and Hall/CRC, 2006. 1000 p.

12. Балонин Н. А., Сергеев М. Б., Себерри Дж., Синицына О. И. Окружности на решетках и матрицы Адамара // Информационно-управляющие системы. 2019. № 3. С. 2–9.

**УДК 004.94**

***А.В. Богатырев****
кандидат технических наук
***В.А. Богатырев*****
доктор технических наук, профессор
***С.В. Богатырев****
директор по информационным технологиям
*Санкт-Петербургский центр компетенций NEO
**Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

# ВЕРОЯТНОСТЬ СВОЕВРЕМЕННОСТИ ПОЛНОСВЯЗАННОГО ОБМЕНА В РЕЗЕРВИРОВАННОЙ КОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ

Для киберфизических систем реального времени проанализировано комбинаторное влияние отказов компонент резервированной коммуникационной системы на вероятность полной связанности и своевременности обмена встраиваемых компьютеров с серверами.
***Ключевые слова***: киберфизическая система, коммуникационная система, вероятность своевременности обмена, встраиваемые компьютеры, резервирование, реальное время.

***A.V. Bogatyrev****
PhD
***V.A. Bogatyrev*****
Dr. of Technical Sciences, Professor
***S.V. Bogatyrev****
Information Technology Director
*NEO Saint Petersburg Competence Center
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

# PROBABILITY OF TIMELINESS OF A FULLY CONNECTED EXCHANGE IN A REAL-TIME RESERVED COMMUNICATION SYSTEM

For two-level real-time cyberphysical systems, the combinatorial effect of failures of redundant communication system components on the probability of complete connectivity and timely exchange of embedded computers with servers is analyzed.
***Keywords**:* cyber-physical system, a communication system, the probability of the timeliness of the exchange, embedded computers, backup, real time.

## Введение

Для киберфизических систем (КФС) реального времени, повышение эффективности и устойчивость функционирования инфокоммуникационных систем определяется не только структурной, но и функциональной надежностью, выражаемой способностью своевременно выполнять требуемые функции при поддержке непрерывности вычислительного процесса [1-3].

Киберфизические системы представляют собой интегрированную совокупность физических, компьютерных и коммуникационных систем. В КФС выделяются встраиваемых компьютеры, размещаемые непосредственно в физических объектах, выполняющих функции мониторинга всевозможных датчиков физических систем и управления нижнего уровня в реальном времени. Встраиваемые компьютерные средства через коммуникационную систему связаны с распределенными средствами обработки и хранения данных, верхнего уровня управления [4-8]. Достижение высокой функциональной надежности коммутационной системы возможно при введении структурной и информационной избыточности, в том числе транспортного кодирования [9, 10].

Учитывая критичность КФС к задержкам передачи через сеть и зависимость этой задержки от комбинаторного расположения отказов резервированных коммуникационных средств представляется актуальным исследования этого влияния на своевременность передачи пакетов через сеть [11-14].

Цель работы исследования комбинаторного влияния отказов коммутационных компонент и возможности распределения передаваемых пакетов с учетом связанности встраиваемых компьютеров и серверов на минимизацию времени их взаимодействия.

## Постановка задачи

Рассмотрим инфокоммуникационную систему, представленную на рисунке, в которой выделяются компьютерные узлы нижнего (встраиваемые компьютеры) и верхнего (серверы) уровней.

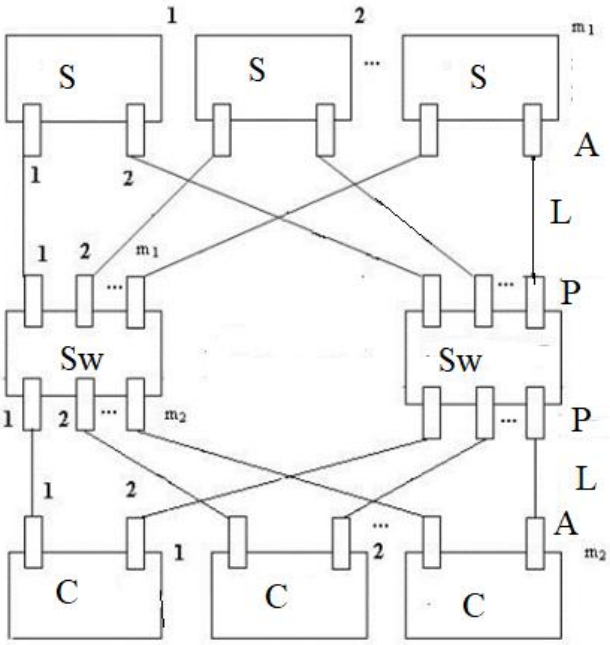



*Рисунок. Дублированная инфокоммуникационная система: S-серверы, C-компьютеры встраиваемые, A- сетевые адаптеры, L – линии связи, P – порты коммуникационных узлов, Sw – коммуникационные узлы*

Связь между компьютерами нижнего и верхнего уровней осуществляется через резервированную сеть, которая должна обеспечивать связь любого из $m_{1,}$ встраиваемых компьютеров с любым из $m_2$ серверов, $m_1 + m_2 = m.$ Для систем реального времени связь должна быть реализована за время не большее $t_0$. Связь между узлами одного уровня не обязательна. В простейший случае сеть предполагает дублирование коммутационных средств. Акцент сделаем на оценке надежности собственно коммутационной системы, которая должна обеспечить связанность $m_{1,}$ встраиваемых компьютеров (узлов нижнего уровня) с $m_2$ компьютерами верхнего уровня при ограничении допустимого времени ожидания пакетов в очередях сети. Подключение каждого из компьютерных узлов к коммутатору осуществляется через цепь “Сетевой адаптер-линия – порт коммутатора”: А-Л-П (A-L-P).

При оценке надежности коммуникационной подсистемы необходимо учитывать исправность базового оборудования коммутаторов, целостность цепей “сетевой адаптер – линия – порт коммутатора” (А-Л-П) и комбинаторное влияние их отказов на коммутационные возможности сети.

Состояние коммуникационной подсистемы отображается матрицей $\left|s_{ij}\right|_{n\times m}$, элементом которой $s_{ij}$=1, если $j$-й компьютерный узел способен к взаимодействию с $i$-м коммутационным узлом, в противном случае – $s_{\text{ij}}$=0 [14].

Для двухуровневых систем с дублированием коммутационных узлов состояние связанности коммутационной подсистемы отображается матрицей $\left|s_{ij}\right|_{2\times\text{m}}$, $m_1 + m_2 = m$, причем подматрица $\text{S}_1$ из $m_1$ первых столбцов отображает подключение к дублированным коммутационным узлам компьютерных узлов первой группы (верхнего уровня, серверов), а подматрица $S_2$ из $m_2$ остальных столбцов отражает подключение к коммутационным узлам торам встроенных компьютеров (нижнего уровня).

При отказе двухуровневых систем с дублированием коммуникационных средств в матрице $\left|s_{ij}\right|_{2\times m}$ можно выделить один столбец со всеми нулевыми элементами, или под матрицу 2×2, один столбец которой принадлежит подматрице $\mathbf{S}_1$, а второй $\mathbf{S}_2$, причем в каждой строке выделенной подматрицы 2×2 имеется хотя бы один нулевой элемент.

Таким образом, работоспособные состояния коммуникационной системы отображаются матрицами $\left|s_{ij}\right|$ вида:

$$\left[\begin{array}{ccc:ccc} 1 & 1\cdots & 1 & 1 & 1\cdots & 1 \\ x & x\cdots & x & x & x\cdots & x \end{array}\right], \tag{1}$$

$$\left[\begin{array}{ccc:ccc} 1 & 1\cdots & 1 & x_1 & x_1\cdots & x_1 \\ 1 & 1\cdots & 1 & x_2 & x_2\cdots & x_2 \end{array}\right], \tag{2}$$

$$\left[\begin{array}{ccc:ccc} x_1 & x_1 \cdots & x_1 & 1 & 1 \cdots & 1 \\ x_2 & x_2 \cdots & x_2 & 1 & 1 \cdots & 1 \end{array}\right], \qquad (3)$$

где $x \in \{1,0\}$, а столбец $\begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix}$ принимает одно из значений:

$$s_1 = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix},\ s_2 = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix},\ s_3 = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix}.$$

В каждом коммутационном узле выделяется некоторое базовое оборудование (вероятность его работоспособности $p_0$), отказ которого приводит к полному отказу коммутационного узла, и оборудование, отнесенное к портам, отказ которого, приводит к потере связанности коммутационного узла только с одним компьютером.

Вероятность сохранения связанности компьютера с коммутационным узлом вычисляется как:

$$p = p_a p_l p_s,$$

где $p_a, p_l, p_s$ – вероятности безотказности элементов цепи “А-Л-П”.

С учетом возможной работоспособности базового оборудования одного и двух коммутационных узлов найдем вероятность работоспособности дублированной коммутационной системы как:

$$P_c = p_0^2(P_1 + P_2 + P_3) + 2p_0(1 - p_0)p^{m_1+m_2}, \qquad (4)$$

где $P_1, P_2, P_3$ соответствует вероятности работоспособности коммуникационной подсистемы при исправности базового оборудования двух коммутационных узлов для работоспособных состояний связанности, представленных соответственно матрицами $\left|s_{ij}\right|$ вида (1), (2), (3).

$$P_1 = 1 - (1 - p^m)^2, \qquad m = m_1 + m_2.$$

При оценке вероятности связанности по матрице $\left|s_{ij}\right|$ вида (2), исключая состояния, учитываемые при расчете вероятности связанности вида (1) $P_1$, имеем:

$$P_2 = p^{2m_1} \sum_{i=1}^{m_2} \sum_{j=1}^{m_2-i} C_{m_2}^{i} C_{m_2-i}^{j} p^{2m_2-i-j}(1-p)^{i+j},$$

где $i, j$ и ( $m_2$ -$i$-$j$ ) – число столбцов вида $s_1$, $s_2$ и $s_3$ в подматрицу $\mathbf{S}_2$.

Аналогично вероятность связанности в соответствии с матрицей $\left|s_{ij}\right|$ вида (3) вычисляется как:

$$P_3 = p^{2m_2} \sum_{i=1}^{m_1} \sum_{j=1}^{m_1-i} C_{m_1}^{i} C_{m_1-i}^{j} p^{2m_1-i-j} (1-p)^{i+j},$$

где $i$, $j$ и ( $m_1$ -$i$-$j$ ) – число столбцов вида $s_1$, $s_2$ и $s_3$ в подматрицу $\mathbf{S}_1$.

Формула (4) позволяет оценить структурную надежность коммутационной системы, обеспечивающей полносвязанность компьютеров нижнего и верхнего уровней (хотя бы через один коммутационный узел).

Для систем реального времени, к которым относятся большинство КФС, условие работоспособности коммутационной системы должно включать способность системы к доставке данных (пакетов) за предельно допустимое время $t_0$.

С учетом множества состояний коммутационной структуры, обеспечивающих полносвязанность любых пар компьютеров разных уровней, вероятность ее готовности (полносвязанности) к передаче пакетов с допустимым ожиданием в очередях (меньше предельно допустимого времени $t_0$) найдем как

$$D_c = p_0^2 (R_1 + R_{11} + R_{12} + R_2 + R_3) + 2 p_0 (1-p_0) p^{m_1+m_2} W_1,$$

где $W_1$ – вероятность своевременного выполнения запросов на передачу через сеть при работоспособности базового оборудования одного коммуникационного узла (при его представлении одноканальной системой массового обслуживания типа M/M/1 [15, 16], в этом случае:

$$W_1 = 1 - \Lambda v e^{\left(\Lambda - \frac{1}{v}\right) t_0},$$

где $\Lambda$ – интенсивность потока передаваемых через сеть пакетов, а $v$ – среднее время их передачи.

При исправности базового оборудования двух коммутационных узлов выделим случаи, когда связанность узлов системы отображается матрице $\left|s_{ij}\right|$ вида (1),(2) и (3).

Для связанности узлов в соответствии с матрицами $\left|s_{ij}\right|$ вида (2) (3) вероятность своевременного обслуживания запросов обозначим соответственно $R_2$, $R_3$.

При связанности узлов в соответствии с матрицей $\left|s_{ij}\right|$ вида (1) выделим случай когда:

- все элементы первой и второй строки матрицы равны «1»;
- все элементы первой строки равны «1», а в подматрице $\mathbf{S}_1$ и $\mathbf{S}_2$ во второй строке имеется хотя бы по одному элементу, для которого $x$= 0;
- все элементы второй строки равны «1», а в подматрице $\mathbf{S}_1$ и $\mathbf{S}_2$ в первой строке имеется хотя бы по одному элементу, для которого $x$= 0.

Для указанных случаем вероятность своевременного обслуживания запросов обозначим соответственно $R_1$, $R_{11}$, $R_{12}$.

В первом случае вероятность своевременности передач с учетом полнодоспупности двух коммутационных узлов и возможности сбалансированности их загрузки будет равна:

$$R_1 = p^{2(m_1+m_2)}(1-(\Lambda/2)ve^{\left(\frac{\Lambda}{2}-\frac{1}{v}\right)t_0}).$$

При связанности компьютерных узлов по матрице (1) для второго и третьего выделенных случаев один из коммуникационных узлов обеспечивает полную связанность всех встраиваемых компьютеров с серверами, а второй неполносвязанный коммутационный узел может быть использован чтобы снизить загрузку на полносвязанный узел. Такая возможность потенциально увеличивает вероятность своевременной доставки пакетов.

Для второго и третьего случаев связанности по матрице (1) среди множества взаимодействующих компьютеров разных уровней можно выделить пары компьютеров, связь между которыми возможна только через полносвязанный коммутационный узел. В тоже время в системе возможны пары компьютеров разных уровней связь, между которыми осуществима через любой из коммутационных узлов. Для пар компьютеров, допускающих вариантность обмена через разные коммутационные узлы, определим долю $\pi$ (вероятность) обмена через полнодоступный коммутационный узел. Заметим, что выбор значения $\pi$, влияет на сбалансированность загрузки коммутационных узлов и соответственно позволяет минимизировать задержки пакетов в сети, то есть обеспечить адаптацию сети к отказам.

Определим вероятность своевременной доставки при готовности сети к обмену в соответствии с матрицей $|s_{ij}|$ вида (1) при втором выделенном варианте связанности как:

$$R_{11} = p^{(m_1+m_2)}\sum_{i=1}^{m_1-1}\sum_{j=1}^{m_2-1} C_{m_1}^{i} C_{m_2}^{j} p^{i+j}(1-p)^{(m_1+m_2-i-j)} W(i,j,\pi),$$

где $W(i,j,\pi)$ – вероятность допустимого ожидания пакетов с учетом их возможной передаче через первый или второй коммутационный узел, когда в матрице связанности вида (1) в строке соответствующей не полнодоступному коммутационному узлу содержится $i$ и $j$ нулей в подматрицах $\mathbf{S}_1$ и $\mathbf{S}_2$ соответственно.

$$W(i,j,\pi) = b(i,j,\pi)W_1(i,j,\pi) + (1-b(i,j,\pi))W_2(i,j,\pi), \quad (5)$$

при этом вероятности своевременного обмена через полнодоступный и неполнодоступный коммутационные узлы равны соответственно:

$$W_1(i,j,\pi) = 1-\Lambda b(i,j,\pi)ve^{\left(\Lambda b(i,j,\pi)-\frac{1}{v}\right)t_0}; \quad (6)$$

$$W_2(i,j,\pi) = 1 - \Lambda\left[1 - b(i,j,\pi)\right] v e^{\left(\Lambda\left[1-b(i,j,\pi)\right] - \frac{1}{v}\right)t_0}, \qquad (7)$$

где $b(i,j,\pi)$ вероятность обмена через полнодоступный коммуникационный узел. При равной вероятности обмена между любыми компьютерами разных уровней

$$b(i,j,\pi) = \left[im_1 + (m_1 - i)j + \pi(m_1 - i)(m_2 - j)\right] / m_1 m_2 .$$

С учетом симметрии вероятность $R_{12} = R_{11}$.

Вероятность своевременной доставки при готовности сети к обмену в соответствии с матрицей $\left|s_{ij}\right|$ вида (2) и (3) вычисляется, соответственно, как:

$$R_2 = p^{2m_1} \sum_{i=1}^{m_2} \sum_{j=1}^{m_2 - i} C_{m_2}^{i} C_{m_2 - i}^{j} p^{2m_2 - i - j} (1-p)^{i+j} W(i,j,\pi),$$

$$R_3 = p^{2m_2} \sum_{i=1}^{m_1} \sum_{j=1}^{m_1 - i} C_{m_1}^{i} C_{m_1 - i}^{j} p^{2m_1 - i - j} (1-p)^{i+j} W(i,j,\pi),$$

где $W(i,j,\pi)$ – вероятность ожидания пакетов в очередях меньше предельно допустимого времени $t_0$ с учетом их возможной передаче через первый или второй коммутационный узел. Вероятность $W(i,j,\pi)$ и ее составляющие $W_1(i,j,\pi),$, $W_2(i,j,\pi)$ определяется с учетом формул (5), (6), (7).

При расчете вероятности $R_2$ для связанности узлов по матрице $\left|s_{ij}\right|$ вида (2), вероятность обмена через коммуникационный узел, соответствующий строке с $i$ нулями в подматрице $\mathbf{S}_2$, определяется как

$$b(i,j,\pi) = \left[i + j + \pi(m_2 - i - j)\right] / m_2 .$$

При расчете вероятности $R_3$ для связанности компьютеров по матрице $\left|s_{ij}\right|$ вида (3), вероятность обмена через коммуникационный узел, соответствующий строке с $i$ нулями в подматрице $\mathbf{S}_1$, определяется как

$$b(i,j,\pi) = \left[i + j + \pi(m_1 - i - j)\right] / m_1 .$$

Приведенные зависимости позволяют решить оптимизационную задачу максимизации вероятности своевременности передач распределяя пакеты (адаптивно изменяя значение доли $\pi$), которые могут быть доставлены по двум коммутационным узлам, таким образом, чтобы обеспечить балансировку загрузки коммутационных узлов.

## Заключение

Таким образом, предложены модели оценки вероятности своевременности передач при обеспечении полной связанности встраиваемых компьютеров и серверов через резервированную коммуникационную систему с учетом

комбинаторного влияния отказов дублированных коммуникационных средств.

Предложенные модели могут быть использованы при оптимизации процесса распределения пакетов, доступных для передачи через оба коммутационных узла с целью максимизации вероятности своевременной доставки пакетов между встроенными в физические объекты компьютерами и серверами верхнего уровня управления.

**Библиографический список**

1. Aysan H. Fault-tolerance strategies and probabilistic guarantees for real-time systems Mälardalen University, Västerås, Sweden. 2012. 190 p.

2. Sorin D. Fault Tolerant Computer Architecture. Morgan & Claypool 2009. 103 p.

3. Kutuzov O. I., Tatarnikova T. M. Model of a self-similar traffic generator and evaluation of buffer storage for classical and fractal queuing system. In Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies, MWENT 2018 – Proceedings 1. Pp. 1-3.

4. Zakoldaev D.A., Korobeynikov A.G., Shukalov A.V., Zharinov I.O. Workstations Industry 4.0 for instrument manufacturing //IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering 665 (2019).

5. Poymanova E.D., Tatarnikova T. M. Models and Methods for Studying Network Traffic. In 2018 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF). Pp. 1-5 (2018).

6. Ya S.B., Tatarnikova T.M., Poymanova E.D.Organization of multi-level data storage/ In Informatsionno-Upravliaiushchie Sistemy. 2019. Issue 2. Pp. 68-75.

7. Zakoldaev D.A., Shukalov A.V., Zharinov I.O., Zharinov O.O. Workstations Industry 4.0 for instrument engineering products//IOP Conference Series: Materials Science and Engineering, 2019. V. 665. No. 1. Pp. 012014.

8. Astakhova. T., Verzun. N., Kolbanev. M., Shamin. A. A model for estimatingenergy consumption seen when nodes of ubiquitous sensor networks communicate information to each other. In Proceedings of the 10th Majorov International Conference on Software Engineering and Computer Systems, St. Petersburg, December 20-21 (2018).

9. Kabatiansky G., Krouk E., Semenov S. Error Correcting Coding and Security for Data Networks. Analysis of the Superchannel Concонных ept. Wiley, 2005. 288 p.

10. Krouk E., SemenovS. Application of Coding at the Network Transport Level to Decrease the Message Delay // Proc. of 3rd Intern. Symp. on Communication Systems Networks and Digital Signal Processing. Staffordshire University, UK. 2002. Pp. 109–112.

11. Bogatyrev V.A. Increasing the fault tolerance of a multi-trunk channel by means of inter-trunk packet forwarding // Automatic Control and Computer Sciences 1999.33(2). Pp. 70-76.

12. Bogatyrev A.V., Bogatyrev S.V., Bogatyrev V.A. Analysis of the Timeliness of Redundant Service in the System of the Parallel-Series Connection of Nodes with Unlimited Queues // 2018 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF) – 2018.

13. Bogatyrev V.A., Parshutina S.A. Redundant distribution of requests through the network by transferring them over multiple paths //Communications in Computer and Information Science. 2016. T. 601. Pp. 199-207.

14. Богатырев В.А. Надежность двухуровневой отказоустойчивой компьютерной системы при дублировании связей между узлами // Вестник компьютерных и информационных технологий. 2009. № 1. С. 2-7.

15. Kleinrock L. Queueing Systems: V. I. Theory. New York: Wiley Interscience.1975. p. 417.

16. Kleinrock L. Queueing Systems: Volume II. Computer Applications. New York:Wiley Interscience. 1976. P. 576.

**УДК 004.94**

***С.В Богатырев****
директор по информационным технологиям
***В.А. Богатырев*****
доктор технических наук, профессор
***А.В. Богатырев****
кандидат технических наук, технический директор
*Санкт-Петербургский центр компетенций NEO
**Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

# НАДЕЖНОСТЬ И ВЕРОЯТНОСТЬ СВОЕВРЕМЕННОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ В КЛАСТЕРЕ НЕОДНОРОДНОГО ПОТОКА ПО ФУНКЦИОНАЛЬНОСТИ ЗАПРОСОВ

Проанализированы возможности кластерной системы, объединяющей неоднородные по функциональности серверы, к повышению надежности и готовности к своевременному выполнению неоднородного по функциональности потока запросов, различающихся по допустимому времени ожидания в очередях.
***Ключевые слова***: многофункциональность, вероятность своевременного обслуживания, кластер, функциональная неоднородность потока запросов, критичность запросов к задержкам.

***S.V. Bogatyrev****
Information Technology Director
***V.A. Bogatyrev*****,**
Dr. of Technical Sciences, Professor
***A.V. Bogatyrev****,**
PhD, Technical Director
*NEO Saint Petersburg Competence Center
**St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

# RELIABILITY AND PROBABILITY OF TIMELY SERVICING IN A CLUSTER OF HETEROGENEOUS FLOW OF QUERY FUNCTIONALITY

The article analyzes the capabilities of a cluster system that combines servers with heterogeneous functionality to improve reliability and readiness for timely execution of a heterogeneous flow of requests that differ in the allowed waiting time in queues.
***Keywords:*** multi-functionality, probability of timely maintenance, cluster, functional heterogeneity of the request flow, critical latency of requests.

## Введение

Для инфокоммуникационных систем реального времени эффективность и устойчивость функционирования определяется их структурной надежностью своевременностью выполнения задач, и в ряде случаев поддержкой непрерывностью вычислительного процесса, достигаемых при кон-

солидации ресурсов в отказоустойчивые кластеры [1, 2]. Актуальность исследования методов обеспечения отказоустойчивости непрерывности и своевременности обслуживания функциональных запросов в определенной мере обусловливается широким внедрения в настоящее время киберфизических систем [3-6], для которых предъявляются высокие требования по безопасности в том числе функциональной [5]. Разработка таких систем как правило базируется на концепции модельно ориентированного проектирования [7, 8]. Аналитическое моделирование отказоустойчивых кластерных систем реального времени усложняется при неоднородности входного потока по функциональности запросов и их различной критичности к задержкам обслуживания [9-11].

При неоднородности потока поступающих в систему запросов по их функциональности запросов, и критичности к задержкам ожидания эффективность построения инфокоммуникационной системы определим по вероятности выполнения требуемых функций в установленные для них предельно допустимые сроки.

Функциональная неоднородность запросов может привести к необходимости комплектования кластерных систем неоднородными по параметрам и функциональности узлами (серверами), объединяемыми в кластер через коммуникационные узлы.

При функциональной и/или параметрической неоднородности серверов надежность и эффективность кластерных систем зависит не только от кратности резервирования серверных и коммуникационных узлов, но и от вариантов размещения и объединения функционально неоднородных серверов в серверные группы. Серверные группы включают коммуникационный узел (возможно резервированный), объединяющий однотипные или разнотипные по функциональности сервера. При комплектовании серверной группы серверами разной функциональности она характеризуется многофункциональностью.

Выбор предпочтительных вариантов объединения неоднородных по функциональности серверов в группы, должен проводиться с учетом максимизации коэффициента готовности системы и вероятности своевременного выполнения запросов разной функциональности и критичности к допустимому времени ожидания в очередях.

Целью работы является исследования возможности кластерной системы, объединяющей неоднородные по функциональности серверы, к повышению надежности и готовности к своевременному выполнению неоднородного по функциональности потока запросов, различающихся по допустимому времени ожидания в очередях.

Достижение поставленной цели связана с решением задач оценки:

- надежности многофункциональных кластерных систем с учетом размещения в них функционально неоднородных серверов];
- вероятности своевременного выполнения неоднородного по функциональности запросов потока, с различный критичностью к времени ожидания в очередях с учетом и без учета возможности отказов ресурсов кластера.

## Вероятность своевременного выполнения запросов неоднородного по функциональности потока

В качестве объекта исследования рассмотрим кластер, объединяющий *m* серверных групп, число серверов в которых и их функциональность может различаться [10-11]. Структура исследуемого кластера представлена на рис.1.

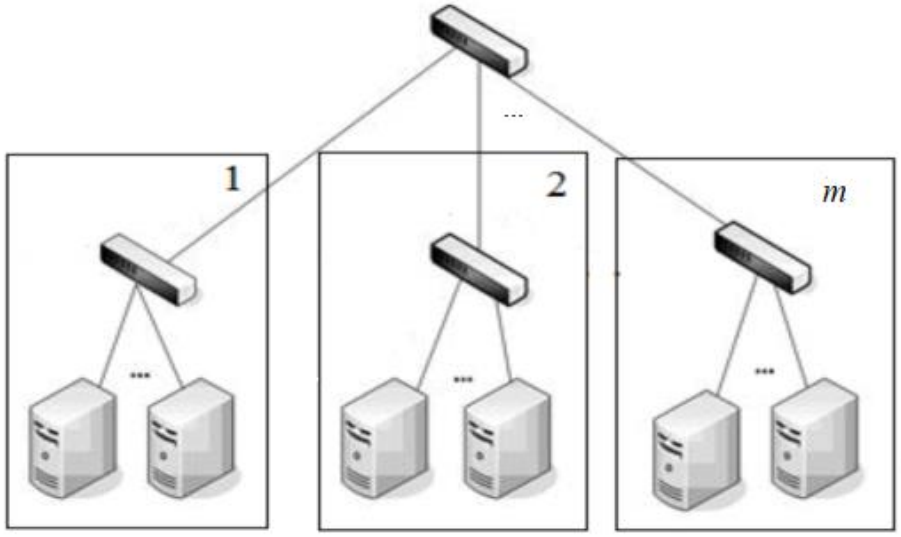



*Рис.1. Структура исследуемого кластера*

Серверную группу, включающую коммутационный узел и подключенные к нему разнотипные по функциональному назначению серверы, будем рассматривать как многофункциональный модуль, для которого

$$(\forall i)(\forall j)[(i \neq j) \rightarrow \Phi_i \cap \Phi_j = \Omega],$$

где $\Phi_1$, $\Phi_2$,…, $\Phi_n$ – ресурсы модуля, задействованные при выполнении функций $f_1$, $f_2$, …, $f_n$, а $\Omega$ – базовое оборудование общее при выполнении всех функций [9-11]. Отказ базового оборудования $\Omega$, к которому отнесен коммутационный узел группы приводит к отказу всего многофункционального модуля., К оборудованию $\Phi_1$, $\Phi_2$,…, $\Phi_n$ – относятся серверы, отказ которых приводит к потере способности выполнения в группе соответствующей функции.

Функциональные возможности кластера охарактеризуем матрицей $\left\|\varphi_{ij}\right\|_{n\times m}$, элемент которой $\varphi_{ij} = 1$, если *j*-й модуль (серверная группа) содержит сервер *i*-й функциональности, иначе $\varphi_{ij} = 0$, $j$=1, 2,…, $m$; $i$=1, 2,.., $n$.

Для функциональной комплектации (состояния) кластера, представленной матрицей $\left\|\varphi_{ij}\right\|_{n\times m}$, число серверов способных выполнить запрос *i*-го типа функциональности будет

$$M_i = \sum_{j=1}^{m} \varphi_{ij}.$$

Представим каждый сервер системой массового обслуживания типа M/M/1 [12,13]. При равномерном распределении потока запросов между способными его выполнить серверами вероятность ожидания в очереди запроса *i*-го потока за время меньшее предельно допустимого $t_i$ вычислим как:

$$P_i = 1 - \frac{\Lambda v_i b_i}{M_i} e^{\left(\frac{\Lambda b_i}{M_i} - \frac{1}{v_i}\right) t_i},$$

где $v_i$ _ среднее время выполнение запроса *i*-й функциональности, а $b_i$ их доля в многофункциональном потоке, причем $\sum_{i=1}^{n} b_i = 1.$

Вероятность своевременного выполнения всех запросов неоднородного потока вычисляется как

$$P = \prod_{i=1}^{n} \left( 1 - \frac{\Lambda v_i b_i}{M_i} e^{\left(\frac{\Lambda b_i}{M_i} - \frac{1}{v_i}\right) t_i} \right).$$

## Надежность кластерной системы, компонуемой функционально неоднородными серверами

Оценим вероятность работоспособности кластера с учетом размещения исправных функционально неоднородных серверов, характеризуемом матрицей $\left\| \varphi_{ij} \right\|_{n \times m}$.

Варианты комплектации, выделяемые в матрице $\left\| \varphi_{ij} \right\|_{n \times m}$ представим в матрице $\left\| g_{ij} \right\|_{n \times M}$, элемент которой $g_{ij} = 1$, если *j*-й вариант комплектация (*j*=1, 2,…, *M*) включает сервер *i*-й функциональности, иначе $g_{ij} = 0$.

Например, для матрицы $\left\| \varphi_{ij} \right\|_{n \times m}$

$$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

матрица $\left\| g_{ij} \right\|_{n \times M}$ имеет вид

$$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}..$$

Если для функционирования кластера требуется исправность хотя бы по одному серверу каждой функциональности, то работоспособность системы вычисляется как:

$$P = P_d \sum_{k_1=0}^{m_1} \sum_{k_2=0}^{m_2} \dots \sum_{k_M=0}^{m_M} C_{m_1}^{k_1} C_{m_2}^{k_2} \dots C_{m_M}^{k_M} P_\Omega^{\sum_{j=1}^{M} k_j} (1-P_\Omega)^{\sum_{j=1}^{M} m_j - \sum_{j=1}^{M} k_j} \prod_{i=1}^{n} (1-(1-p_i)^{\sum_{j=1}^{M} k_j g_{ij}}),$$

где $p_i$ – вероятности работоспособности сервера *i*-го типа функциональности, а $P_\Omega$ и $P_d$ – вероятности работоспособности коммутационных подсистем, осуществляющих объединение серверов внутри серверной группы и серверных групп между собой и источником запросов; $m_j$,-число серверных групп *j*-й комплектации (***j***=1, 2,…, *M*) в исходном состоянии без отказов. входящих в их состав коммуникационных узлов, при этом:

$$\sum_{j=1}^{M} m_j = m,$$

где $m_j$ – число серверных групп *j*-й комплектации с исправностью. входящих в их состав коммуникационных узлов (возможно резервированных) с учетом возможности их отказа; вероятность работоспособности коммутационных подсистем, используемых для связи внутри и между групп, вычисляется соответственно как:

$$P_\Omega = 1-(1-p_\Omega)^{k_\Omega}, \quad P_d = 1-(1-p_d)^{k_d},$$

где $p_\Omega$ и $p_d$ – вероятности работоспособности коммутационных узлов, применяемых для связи внутри серверных групп и между ними при кратности их резервирования соответственно $k_\Omega$ и $k_d$.

Число серверных групп с работоспособностью коммутационных узлов определяется как:

$$k_\Omega = \sum_{j=1}^{M} k_j,$$

а число доступных серверов *i*-й функциональности (находящихся в серверных группах с работоспособностью коммутационных узлов) находится как:

$$M_i = \sum_{j=1}^{M} k_j g_{ij}.$$

### Вероятность своевременного выполнения запросов неоднородного по функциональности потока с учетом отказов узлов кластера

Вероятность готовности кластера к выполнению всех запросов неоднородного потока с не превышением их ожидания установленного предельно

допустимого времени разного для запросов разной функциональности вычислим как:

$$P = P_d \sum_{k_1=0}^{m_1} \sum_{k_2=0}^{m_2} \dots \sum_{k_M=0}^{m_M} C_{m_1}^{k_1} C_{m_2}^{k_2} \dots C_{m_M}^{k_M} P_\Omega^{\sum_{j=1}^{M} k_j} \times$$

$$\times (1-P_\Omega)^{\sum_{j=1}^{M} m_j - \sum_{j=1}^{M} k_j} \prod_{i=1}^{n} \left[ \sum_{s=1}^{M_i} C_{M_i}^{s} p_i^s (1-p_i)^{M_i - s} B_{is} \right],$$

при этом

$$B_{is} = 1 - \frac{\Lambda v_i b_i}{s} e^{\left( \frac{\Lambda b_i}{s} - \frac{1}{v_i} \right) t_i}.$$

Приведенные оценки позволяют проанализировать влияние отказов вычислительных и коммуникационных ресурсов системы на готовность к своевременному обслуживанию запросов различной функциональности

Для функционально неоднородного потока запросов ресурсы, выделенные для обслуживания каждого типа функций, независимы по отказам и представляют множество однотипных по функциональности северов, в каждом из которых реализована локальная очередь запросов. Возрастание интенсивности потоков функциональных запросов каких-либо типов не влияет на задержки обслуживания других по функциональности запросов.

Вероятность своевременного обслуживания всех типов функциональных запросов вычисляется как

$$B = \prod_{i=1}^{M} \left( 1 - \frac{\Lambda v_i b_i}{m_i} e^{\left( \frac{\Lambda b_i}{m_i} - \frac{1}{v_i} \right) t_i} \right).$$

При оптимизации построения системы ищется число серверов каждого типа функциональности (объединяемых в кластеры разной функциональности) $m_1$, $m_2$, …, $m_\text{M}$, при котором достигается максимум вероятности $B$ своевременного выполнения запросов всех типов функциональности с учетом ограничения

$$\sum_{i=1}^{M} c_i m_i \le C,$$

где $c_i$ – стоимость сервера $i$-й функциональности, а $C$ суммарные средства, выделенные на комплектование всех кластеров серверами соответствующей функциональности.

Пример выбора числа серверов двух типов функциональности при $M$=2 приведен на рис. 1. Расчет выполнен при одинаковой стоимости всех типов

серверов, а их суммарном числе $m$=11. Представленные графики позволяют установить зависимость вероятности своевременного выполнения двух типов функций от числа серверов $m_1$ первого типа функциональности. На рис. кривые 1–4 соответствуют допустимому времени ожидания $t_0$ =0,5; 0,3; 0,2;0,1 с при $v_1$= $v_1$= $v_1$= $v_1$=0,5 с.

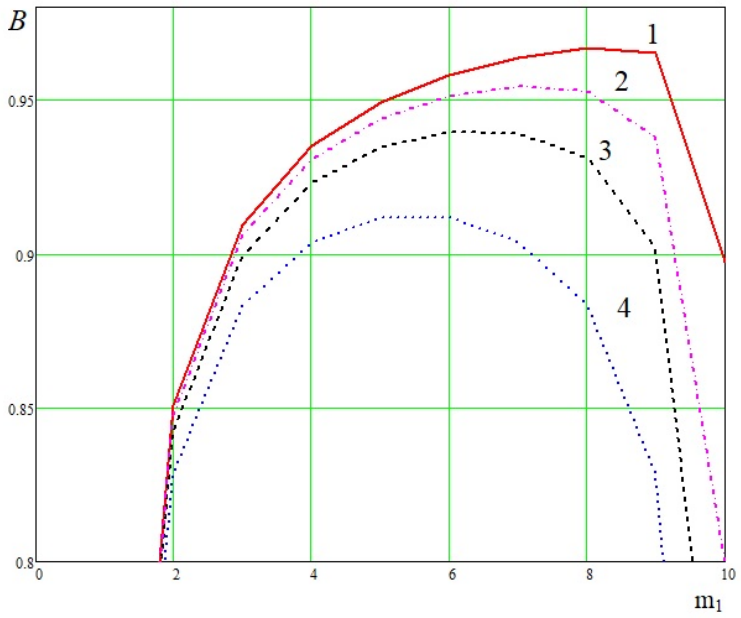



*Рис. 2 Зависимость вероятности своевременного обслуживания функционально неоднородного потока двух типов функциональных запросов от распределения серверов по функциональным кластерам*

Графики показывают целесообразность решения поставленной задачи оптимизации пр проектировании инфокоммуникационных систем обслуживания функционально неоднородного потока запросов.

Проанализируем влияния на своевременность обслуживания неоднородного потока резервирования критичных к задержкам обслуживания запросов

Резервирование запросов каждого типа влияет на эффективность обслуживания только запросов соответствующей функциональности, так как серверные ресурсы, задействованные при реализации разнотипных по функциональности запросов не пересекаются. С учетом этого вероятность резервированного обслуживания запросов $i$-й функциональности кластером из $m_i$ серверов определяется как

$$B_i = 1 - \left[ \frac{k_i \Lambda v_i b_i}{m_i} e^{\left( \frac{\Lambda k_i b_i}{m_i} - \frac{1}{v_i} \right) t_i} \right]^{k_i},$$

А вероятность резервированного обслуживания запросов всех типов функциональности определяется как

$$B_i = \prod_{i=1}^{M} \left[ 1 - \left[ \frac{k_i \Lambda v_i b_i}{m_i} e^{\left( \frac{\Lambda k_i b_i}{m_i} - \frac{1}{v_i} \right) t_i} \right]^{k_i} \right],$$

Представленная оценка вероятности своевременного обслуживания запросов не учитывает возможность их поэтапного выполнение последовательностью серверов разной функциональности, а также их резервированное обслуживание, для учета этих особенностей возможно развитие предложенных подходов на основе моделей, предложенных в [14-16], а также имитационных моделей последовательного обслуживания запросов [17].

## Заключение

Таким образом, проведена оценка надежности многофункционального кластера компонуемого из функционально неоднородных серверов и оценено влияние вариантов их объединения в группы на надежность и вероятность своевременного выполнения неоднородного потока запросов неоднородного по функциональности потока запросов, различающихся по допустимому времени их ожидания в очередях.

## Библиографический список

1. Aysan H. Fault-tolerance strategies and probabilistic guarantees for real-time systems Mälardalen University, Västerås, Sweden. 2012. 190 p.

2. Sorin D. Fault Tolerant Computer Architecture. Morgan & Claypool 2009. 103 p.

3. Zakoldaev D.A., Korobeynikov A.G., Shukalov A.V., Zharinov I.O. Workstations Industry 4.0 for instrument manufacturing //IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering665 (2019).

4. Astakhova T., Verzun N., Kolbanev M., Shamin A. A model for estimatingenergy consumption seen when nodes of ubiquitous sensor networks communicate information to each other. In Proceedings of the 10th Majorov International Conference on Software Engineering and Computer Systems, Saint Petersburg, Russia, December 20-21 (2018).

5. Zakoldaev D.A., Korobeynikov A.G., Shukalov A.V., Zharinov I.O., Zharinov O.O. Industry 4.0 vs Industry 3.0: the role of personnel in production//IOP Conference Series: Materials Science and Engineering, 2020. V. 734. No. 1. Pp. 012048.

6. Poymanova E.D., Tatarnikova T. M. Models and Methods for Studying Net work Tra_c. In 2018 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF). Pp. 1-5 (2018).

7. Tatarnikova T. M., Dziubenko I. N. Wireless Sensor Network Clustering Model. In 2018 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF). Pp. 1–4 (2018).

8. Kutuzov O. I., Tatarnikova T. M. Model of a self-similar traffic generator and evaluation of buffer storage for classical and fractal queuing system. In Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies, MWENT 2018 – Proceedings 1. Pp. 1-3 (2018).

9. Bogatyrev V.A. An interval signal method of dynamic interrupt handling with load balancing // Automatic Control and Computer Sciences, 34(6). 2000. Pp. 51–57

10. Bogatyrev A.V Increasing the fault tolerance of a multi-trunk channel by means of inter-trunk packet forwarding //Automatic Control and Computer Science 1999 vol. 33(2). C. 70-76.

11. Bogatyrev V.A., Bogatyrev S.V., Golubev I.Y. Optimization and the Process of Task Distribution between Computer System Clusters // Automatic Control and Computer Sciences – 2012, Vol. 46, No. 3. Pp. 103-111.

12. Kleinrock, L. Queueing Systems: Volume I. Theory. New York: Wiley Interscience.1975 p. 417.

13. Kleinrock, L. Queueing Systems: Volume II. Computer Applications. New York:Wiley Interscience. 1976. P. 576.

14. Bogatyrev A.V., Bogatyrev S.V., Bogatyrev V.A. Analysis of the Timeliness of Redundant Service in the System of the Parallel-Series Connection of Nodes with Unlimited Queues // 2018 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF) – 2018.

15. Bogatyrev A. V., Bogatyrev V. A., Bogatyrev S. V. Multipath Redundant Transmission with Packet Segmentation, 2019 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF), Saint-Petersburg, Russia, 2019. Pp. 1-4.

16. Bogatyrev V. A., Bogatyrev S. V., Bogatyrev A. V. Model and Interaction Efficiency of Computer Nodes Based on Transfer Reservation at Multipath Routing, 2019. Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF). Saint-Petersburg, Russia. 2019. Pp. 1-4.

17. Bogatyrev V.A., Parshutina S.A. Redundant distribution of requests through the network by transferring them over multiple paths //Communications in Computer and Information Science. 2016. T. 601. C. 199-207.

**УДК 004.94**

***В.А. Богатырев****
доктор технических наук, профессор
***С.В. Богатырев*****
директор по информационным технологиям
***А.В. Богатырев*****
кандидат технических наук, технический директор
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения,
**Санкт-Петербургский центр компетенций NEO

# РЕЗЕРВИРОВАННОЕ ОБСЛУЖИВАНИЕ НЕОДНОРОДНОГО ПОТОКА ЗАПРОСОВ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЬЮ УЗЛОВ, ОБЪЕДИНЯЕМЫХ В ГРУППЫ

Исследованы возможности повышения эффективности резервированного обслуживания неоднородного по критичности к задержкам потока запросов последовательностью объединяемых в группы узлов инфокоммуникационной системы. Показана возможность сокращения среднего суммарного времени ожидания критичных к задержкам запросов и эффективность резервированного обслуживания запросов, при котором поступление запроса на каждый уровень сопровождается формированием заданного числа его копий с их распределением между резервированными узлами соответствующего уровня. Копия запроса, выполненная первой, передается для резервированного обслуживания на следующий уровень системы, остальные копии уничтожаются.
***Ключевые слова***: резервирование, резервированное обслуживание, критичность запросов к задержкам, среднее время ожидания, распределение копий запросов, неоднородный поток.

***V.A. Bogatyrev*,***
Dr. of technical sciences, Professor
***S.V. Bogatyrev*****
Information Technology Director
***A.V. Bogatyrev**,***
PhD, Technical Director
*Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation
**NEO Saint Petersburg Competence Center

# REDUNDANT MAINTENANCE OF A NON-UNIFORM QUERY STREAM BY A SEQUENCE OF NODES THAT ARE GROUPED TOGETHER IN GROUPS

The possibilities of improving the efficiency of reserved service for a non-uniform query flow with a sequence of nodes of an infocommunication system that are combined into groups are investigated. It shows the possibility of reducing the average total waiting time for requests that are critical to delays and the effectiveness of reserved query service, in which the request is received at each level is accompanied by the formation of a specified number of copies of it with their distribution among the reserved nodes of the corresponding level. The first copy of the request is

sent to the next level of the system for reserved maintenance, and the remaining copies are destroyed.
***Keywords:*** redundancy, redundant the service, criticality of the query delay, the average waiting time, distribution of copies of requests, nonuniform flow

## Введение

Для инфокоммуникационных систем критичных к задержкам обслуживания, в том числе киберфизических систем, работающих в реальном времени, повышение эффективности и устойчивость функционирования определяется не только надежностью структуры, но и гарантией времени и непрерывности обслуживания запросов (функциональных задач) [1-5]. Снижение задержек выполнения критических запросов может основываться на приоритезации трафика, балансировке нагрузки ресурсов системы [6-8], сопровождаемой динамическим перераспределения запросов через сеть [9-10]. Снизить средние задержки передач сообщений в сети позволяет транспортное кодирование [11, 12], при котором фрагменты сообщения передаются по разным маршрутам, при этом в результате кодирования даже при потере или доставки с ошибками части сообщения удается восстановить все сообщение без повторов передач.

Надежность и своевременность выполнения запросов может быть повышена в результате резервированного обслуживания копий запросов [13-14]. Исследование возможностей резервирования запросов, критичных к задержкам ожидания в кластерах и системах многопутевой передачи, узлы которых представимы одноканальными системами массового обслуживания с ограничением на предельно допустимое время ожидания, проведено в [14-15].

Для многоуровневых инфокоммуникационных систем характерно выполнение запросов последовательностью резервированных узлов разных уровней, объединяемых в группы(кластеры). Для таких систем в работах [15-16] исследованы возможности снижение задержек однородного потока критичного к задержкам выполнения запросов в результате резервированного обслуживания копий, предусматривающем репликацию (создание копий) запросов с различными маршрутами (путями) их выполнения (передачи) последовательность узлов, объединяемых в резервированные группы. Показана эффективность динамического формирования путей выполнения копий запросов однородного потока, при котором репликация запроса и распределения копий на резервированное обслуживание осуществляется на каждом этапе последовательного обслуживания запросов, причем реплики создаются по результатом выполнения одной из копий, выполненной первом на предыдущем этапе обслуживания запроса [16–18].

Цель работы – исследование возможности снижения среднего времени обслуживания неоднородного по критичности к задержкам потока запросов последовательностью групп узлов при динамическом формировании реплик запросов и их распределение на обслуживание в каждой из групп узлов.

## Организация резервированного обслуживания запросов последовательностью узлов, объединенных в кластеры

Рассмотрим систему, содержащую последовательность $m$ групп резервированных узлов (кластеров). Число узлов (кратность резервирования) объединяемых в $i$-ю группу $n_i$.

Обслуживания неоднородного потока запросов осуществляется последовательностью объединяемых в группы узлов (кластеров) и предусматривает поэтапное выполнения от первого до m-го кластеров, при возможности репликации (резервирования запросов) на каждом уровне.

При поступлении запроса в $i$-ю группу резервированных узлов, создается его $k_i$ копий, распределяемые в очереди $k_i$ узлов $i$-й группы. При завершении первого по времени обслуживания одной из копий, по результатам ее выполнения создаются $k_{(i+1)}$ копий распределяемых в очереди $k_{(i+1)}$ узлов следующего $(i+1)$-го уровня и т д., до завершения обслуживания запроса на всех m уровнях системы. После получения первого по времени результата выполнения одной из копий запроса $i$-го уровня остальные копии, находящиеся в очередях, уничтожаются. Число копий запросов (кратность резервирования) на разных уровнях может различаться.

При неоднородности потока достичь компромисс по качеству обслуживания всех типов запросов возможно при варьировании их кратности резервирования в зависимости от допустимых задержек в очередях.

Репликация запросов приводит к увеличению интенсивности резервированного потока, определяемой на $j$-м этапе обслуживания для всех $n_j$ узлов $j$-й группы суммарно как

$$\Lambda_0 = \sum_{i=1}^{z} k_{ij} g_i \Lambda ,$$

а для ее одного узла как $\Lambda_0 / n_j$, где $\Lambda$ – интенсивность входного не резервированного суммарного потока для всех типов запросов, $k_{ij}$ – кратность резервирования запросов $i$-го типа на $j$-м этапе обслуживания в $j$-й группе узлов кластере, а $g_i$ доля $i$-го потока $i$=1,2,…, $z$, причем

$$\sum_{i=1}^{z} g_i = 1.$$

Узлы кластера представим в виде одноканальных систем массового обслуживания типа $M/M/1$ с бесконечными очередями. Время обслуживания для запроса $i$-го типа критичности по допустимому ожидания в очередях ($i$-го потока) определяется как время до первого выполнения одной из $k_i$ сформированных для него копий. В этом случае среднее время ожидания в очередях $j$-го кластера, включающего $n_j$ узлов, для запросов $i$-го типа равно

$$T_{ij} = \int_0^{\infty} \left[ \frac{\Lambda_0 v_j}{n_j} e^{\left( \frac{\Lambda_0}{n_j} - \frac{1}{v_j} \right) t} \right]^{k_i} dt,$$

где $v_j$ среднее время выполнения запроса узлами $j$-го уровня (с учетом всех типов запросов).

Задержки ожидания запросов зависят от кратности резервирования их копий.

Задержка $i$-го типа запросов в очередях на всех m этапов обслуживания аддитивно и вычисляется как:

$$T_i = \sum_{j=1}^{m} T_{ij}.$$

С учетом всех типов запросов неоднородного потока средняя задержка на $j$-м этапе обслуживания

$$T_j = \sum_{i=1}^{z} T_{ij} g_i,$$

а для всей системы, содержащей $m$ последовательно соединенных групп узлов, объединяемых на каждом уровне в кластеры, средняя для всего потока задержка будет

$$T = \sum_{i=1}^{z} T_i g_i.$$

## Расчета эффективности резервирования критичных к времени ожидания запросов

Определим целесообразность резервирования критичных к задержкам ожидания запросов в одноуровневой системе, содержащей n узлов, объединенных в кластер. Среднее время ожидания в кластере запросов $i$-го типа, резервируемого с кратностью $k_i$ вычислим как

$$T_i = \int_0^{\infty} \left[ \frac{\Lambda_0 v}{n} e^{\left( \frac{\Lambda_0}{n} - \frac{1}{v} \right) t} \right]^{k_i} dt.$$

На рис. 1 представлена зависимость средних задержек в очередях от интенсивности входного потока $\Lambda$ (рис. 1а) и кратности резервирования запросов первого потока $k_1$ (рис. 1б) в случае не резервирования запросов второго потока. На рис. 1а кривые 1-3 отражают средние задержки для первого, а кривые 4-6 для второго потока при резервировании запросов первого потока с кратностью $k_1$=1, 2, 3 соответственно.

На рис. 1б кривые 1–3 отражают средние задержки для первого, а кривые 4-6 для второго потока соответственно при интенсивности запросов $\Lambda$=35, 30, 25 1/с.

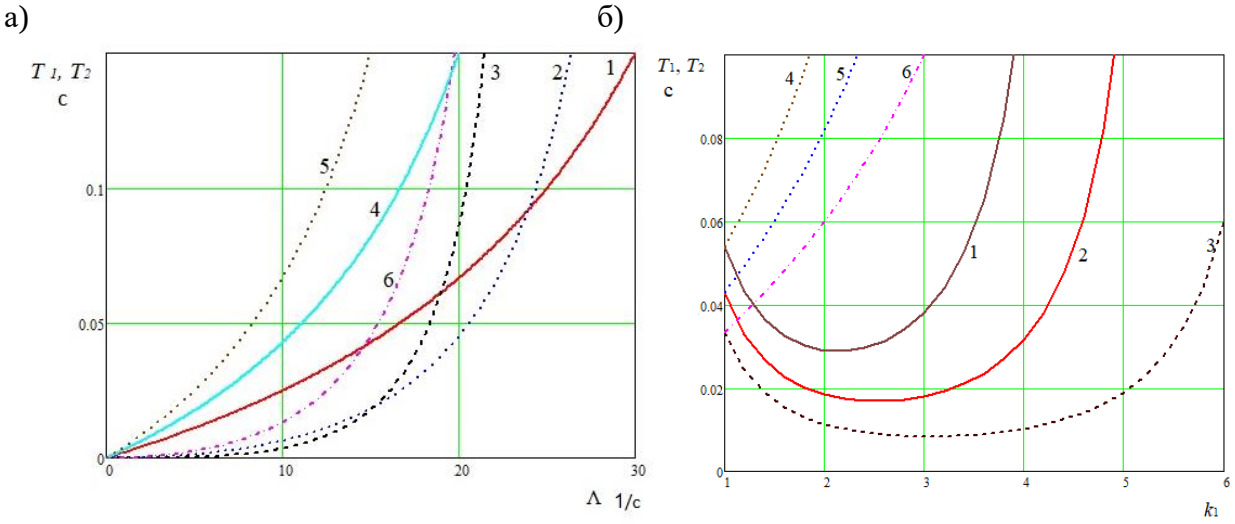



*Рис. 1. Зависимость средних задержек в очередях от интенсивности входного потока а) и кратности резервирования запросов первого потока б)*

Расчеты выполнены при числе узлов в кластере *m=5 шт.*, среднем времени выполнения запросов всех типов $v$ =0,1 с и доли запросов первого типа $g$=0,5.

Из графиков видно, что резервирование критичных запросов позволят снизить для них среднее время ожидания в очередях, но этот эффект связан с увеличением времени ожидания для менее критичных запросов.

Интегральную для всех типов запросов неоднородного потока эффективность от резервирования наиболее критичных по времени ожидания запросов можно выразить через интенсивность прибыли в зависимости от своевременности обслуживания неоднородного потока запросов. Для кластера средняя суммарная прибыль при неоднородности потока запросов с учетом вероятности своевременности обслуживания запросов всех типов определим как

$$D = \Lambda \sum_{i=1}^{z} g_i \left[ P_i c_i - (1 - P_i) s_i \right],$$

где $c_i$ и $s_i$ – прибыль и штраф за своевременное и несвоевременное обслуживания запросов $i$-го потока, а $P_i$ – вероятность задержек ожидания меньшее, чем $t_i$, хотя бы для одной из $k_i$ копии запросов $i$-го потока в кластере из $n$ узлов

$$P_i = 1 - \left[ \frac{\Lambda_0 v}{n} e^{\left( \frac{\Lambda_0}{n} - \frac{1}{v} \right) t_i} \right]^{k_i}.$$

Зависимость интенсивности прибыли от интенсивности входного потока $\Lambda$ при не резервировании запросов второго потока представлена на рис. 2, на котором кривые 1–3 соответствуют резервированию запросов первого потока с кратностью $k_1$ =1, 2, 3. Расчеты выполнены при $v$=0,3 с, $c_1$=3, $s_1$=10, $c_2$=1,5, $s_2$=6 у.е., если предельно допустимого времени ожидания для запросов первого потока $t_1$=0,1 с а второго потока $t_2$=0,3 с.

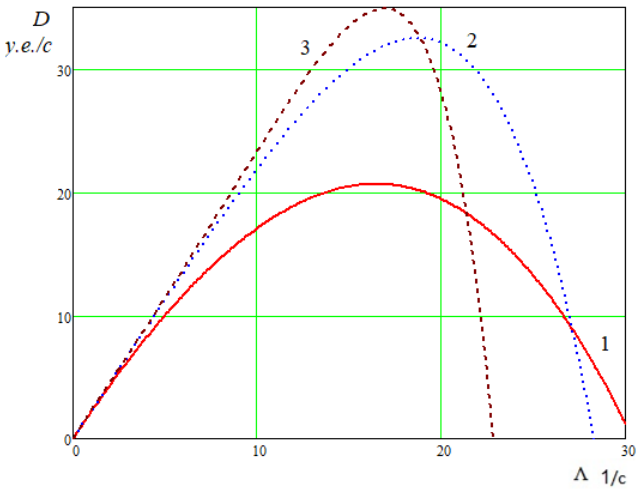



*Рис.2. Зависимость интенсивности прибыли от интенсивности входного потока $\Lambda$ при кратности резервирования запросов первого потока $k_1$ =1, 2, 3*

Зависимости интенсивности прибыли от интенсивности кратности резервирования запросов первого потока $k_1$ ( запросов второго потока не резервируются) представлены на рис.3а, б. На рис 3а кривые 1-3 соответствуют интенсивности входного потока $\Lambda$ = 14, 16, 20 1/с.. Предельно допустимое времени ожидания запросов первого и второго потоков $t_1$=0,1 с и $t_2$=0,3с. На рис 3б кривые 1–4 соответствуют $t_2$=0,1; 0,2; 0,5; 1,5 с при $t_1$=0,1 с и интенсивности входного потока $\Lambda$ =14 1/с. Расчеты выполнены при $v$=0,3 с, $c_1$=3, $s_1$=10, $c_2$=1,5, $s_2$=6 у.е..

а) б)

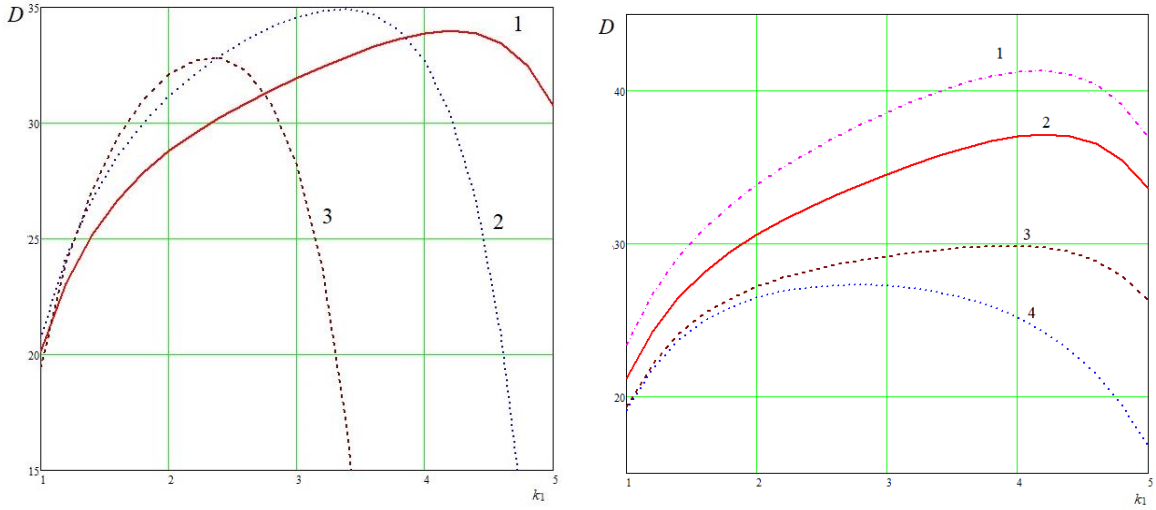



*Рис. 3. Зависимость интенсивности прибыли от интенсивности кратности резервирования запросов первого потока $k_1$*

Приведенные графики позволяют сделать вывод о существовании оптимальной кратности резервированного обслуживания запросов критичных к времени ожидания в очередях, причем, чем меньше загруженность системы, тем больше рекомендуемая кратность резервирования наиболее критичных к ожиданию запросов, при которой достигается минимум среднего времени их ожидания в очереди и максимум прибыли от своевременного обслуживания всего неоднородного потока запросов.

## Заключение

Показана возможность повышения эффективности резервированного обслуживания неоднородного по критичности к задержкам потока запросов последовательностью объединяемых в группы узлов многоуровневой инфокоммуникационной системы.

Для неоднородного потока запросов разной критичности к задержкам в очередях проанализировано влияние кратности резервирования (репликации) запросов разных типов на средние задержки в очередях последовательно обслуживаемых их узлов.

Показано существование области эффективности резервированного обслуживания неоднородного потока запросов и оптимальной кратности их резервирования в зависимости от загрузки системы и ограничений на допустимое время ожидания в очередях.

## Библиографический список

1. Sorin D. Fault Tolerant Computer Architecture. Morgan & Claypool 2009. 103 p.

2. Aysan H. Fault-tolerance strategies and probabilistic guarantees for real-time systems Mälardalen University, Västerås, Sweden. 2012. 190 p.

3. Kutuzov O. I., Tatarnikova T. M. Model of a self-similar traffic generator and evaluation of buffer storage for classical and fractal queuing system. In Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies, MWENT 2018 – Proceedings 1. Pp. 1-3.

4. Zakoldaev D.A., Korobeynikov A.G., Shukalov A.V., Zharinov I.O. Workstations Industry 4.0 for instrument manufacturing //IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering665 (2019).

5. Tatarnikova T.M., Dziubenko I. N. Wireless Sensor Network Clustering Model. In 2018 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF) Pp. 1–4 (2018).

6. Kleinrock L. Queueing Systems: Volume I. Theory. New York: Wiley Interscience.1975. p. 417.

7. Kleinrock L. Queueing Systems: Volume II. Computer Applications. New York:Wiley Interscience. 1976. p. 576.

8. Astakhova T., Verzun N., Kolbanev M., Shamin A. A model for estimatingenergy consumption seen when nodes of ubiquitous sensor networks communicate information to each other. In Proceedings of the 10th Majorov

International Conference on Software Engineering and Computer Systems, Saint Petersburg, Russia, December 20-21 (2018).

9. Bogatyrev V.A On interconnection control in redundancy of local network buseswith limited availability. (1999). Engineering Simulation. 16 (4). Pp. 463-469.

10. Богатырев В.А., Богатырев А.В., Богатырев С.В. Перераспределение запросов между вычислительными кластерами при их деградации //Известия высших учебных заведений. Приборостроение. 2014. Т. 57. № 9. С. 54-58.

11. Kabatiansky G., Krouk E., Semenov S. Error Correcting Coding and Security for Data Networks. Analysis of the Superchannel Concонных ept. Wiley, 2005. 288 p.

12. Krouk E., SemenovS. Application of Coding at the Network Transport Level to Decrease the Message Delay // Proc. of 3rd Intern. Symp. on Communication Systems Networks and Digital Signal Processing. Staffordshire University, UK, 2002. Pp. 109–112.

13. Dudin A.N., Sun B. A multiserver MAP/PH/N system with controlled broadcasting by unreliable servers. Automatic Control and Computer Sciences. 2009. No. 5. Pp. 32–44.

14. Bogatyrev V.A., Bogatyrev A.V. Functional Reliability Of A Real-Time Redundant Computational Process In Cluster Architecture Systems Automatic Control and Computer Sciences. 2015. T. 49. No. 1. Pp. 46-56.

15. Богатырев В.А., Богатырев С.В. Резервированное обслуживание в кластерах с уничтожением неактуальных запросов //Вестник компьютерных и информационных технологий. 2017. № 1 (151). С. 21-28.

16. Bogatyrev A.V., Bogatyrev S.V., Bogatyrev V.A. Analysis of the Timeliness of Redundant Service in the System of the Parallel-Series Connection of Nodes with Unlimited Queues // 2018. Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF) – 2018.

17. Bogatyrev A.V., Bogatyrev V.A., Bogatyrev S.V. Multipath Redundant Transmission with Packet Segmentation, 2019. Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF). St. Petersburg. 2019. Pp. 1-4.

18. Bogatyrev V. A., Bogatyrev S. V., Bogatyrev A. V., Model and Interaction Efficiency of Computer Nodes Based on Transfer Reservation at Multipath Routing, 2019. Wave Electronics and its Appli-cation in Information and Telecommunication Systems (WECONF), St. Petersburg. 2019. Pp. 1-4.

**УДК 621.391**

***А.М. Вересова****
студент
***А.А. Овчинников****
кандидат технических наук
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

# ОБ ИСПОЛЬЗОВАНИИ СОГЛАСОВАННЫХ МЕТРИК В КАНАЛАХ С ПАМЯТЬЮ ДЛЯ КОДОВ ГИЛБЕРТА

Рассмотрены основные понятия метрического описания каналов с памятью, а также конкретная метрика для таких каналов. Проанализированы спектральные свойства кода Гилберта применительно к марковской метрике. Показано, что использование согласованной метрики повышает эффективность использования канала.
***Ключевые слова*:** каналы с памятью, марковский канал, согласованные метрики, декодирование помехоустойчивых кодов, коды Гилберта.

*Работа опубликована при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований: грант № 20-07-20026.*

***A.M. Veresova****
Student
***A.A. Ovchinnikov****
PhD
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

# ABOUT USING MATCHED METRICS IN CHANNELS WITH MEMORY FOR GILBERT CODES

The main concepts of the metric description of memory channels are considered, as well as a specific metric for such channels. The spectral properties of the Gilbert code in relation to the Markov metric are analyzed. It is shown that using a matched metric increases the efficiency of channel usage.
***Keywords***: memory channels, Markov channel, matched metrics, decoding, Gilbert codes.

## Введение

Для оценки характеристик в современных стандартах широко используется моделирование. При этом предполагается, что исследуется канал без памяти, т.е. события, происходящие в канале при передаче последовательных сигналов, независимы, и шум в текущий момент времени не зависит от предыдущего состояния канала [1]. Вместе с тем, большинство реальных систем не удовлетворяют предположению о независимости ошибок.

Из теории информации известно, что учет памяти канала позволяет передавать с большей скоростью, так как пропускная способность канала при учете информации о его памяти выше. Таким образом, учет памяти каналов позволит повысить достижимую скорость передачи по таким каналам.

Важной частью повышения эффективности использования канала является использование согласованной с ним метрики. Статья посвящена описанию существующей метрики для марковского канала и экспериментальных результатов ее применения.

## Основные понятия

При декодировании помехоустойчивых кодов используется ряд критериев, наилучшим из которых является максимум правдоподобия (maximum-likelihood, ML) [2]. Пусть $P(\mathbf{y}\,|\,\mathbf{x})$ – вероятность, что при передаче кодового слова **x** на выходе из канала получена последовательность **y**. Тогда, согласно критерию ML, декодер принимает решение о передаваемом слове $\hat{\mathbf{v}}$ следующим образом:

$$\hat{\mathbf{v}} = \arg\max_{\mathbf{v}} P\left(\mathbf{y}\,|\,\mathbf{x}\right).$$

Правило максимального правдоподобия основано на минимизации вероятности ошибки. Сложность этой задачи в том, что она требует вычисления условных вероятностей, что не всегда возможно на практике. Поэтому используются более простые критерии, например, минимальное расстояние (minimal distance, MD), в этом случае решение принимается в пользу того кодового слова, расстояние до которого от принятой последовательности минимально [2, 3].

Расстоянием (или метрикой) в некотором множестве $E$ называется неотрицательная функция $d(x, y)$, если для любых элементов $x, y, z \in E$ выполняются следующие условия:

1) $d(x, y) = 0$ тогда и только тогда, когда $x = y$;
2) $d(x, y) = d(y, x)$;
3) $d(x, y) \le d(x, z) + d(z, y)$.

Расстояние от $x$ до нулевого элемента множества $E$ называется весом элемента $x$:

$$Wt(x) = d(x, 0).$$

Метрика считается согласованной с каналом [4], если для любых слов $\mathbf{e}_1$, $\mathbf{e}_2$, таких, что их веса в этой метрике связаны неравенством

$$Wt(\mathbf{e}_1) > Wt(\mathbf{e}_2),$$

выполняется обратное неравенство для вероятностей появления векторов в данном канале

$$P(\mathbf{e}_1) < P(\mathbf{e}_2).$$

При выполнении условия согласованности метрики с каналом декодирование по минимальному расстоянию близко к декодированию по максимуму правдоподобия. Вероятностные характеристики канала зависят от среды передачи, а функция расстояния $d(\cdot)$ задается на обрабатывающих

устройствах. Поэтому возникает задача построения функции $d(\cdot)$, удовлетворяющей перечисленным условиям согласованности для конкретного канала.

### Каналы с памятью

Для классических моделей каналов без памяти – двоично-симметричный канал (ДСК) или канал с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) – согласованными являются соответственно метрика Хемминга и метрика Евклида. Действительно, в таких каналах наиболее вероятные векторы ошибок – векторы наименьшего веса в соответствующих метриках. Однако, названные модели редко соответствуют реальным условиям, так как большинство существующих систем передач характеризуются наличием памяти в канале. Это означает, что вероятность ошибки в текущий момент времени зависит не только от параметров канала, но и от его предыдущего состояния (или последовательности состояний). Для описания и моделирования каналов с памятью зачастую используются марковские цепи, а соответствующие модели называются моделями каналов с конечным числом состояний (ККЧС).

Двоичный ККЧС может находиться в одном из $s$ состояний $S^{(1)},\ldots,S^{(s)}$, каждое из которых представляет собой ДСК с параметрами $P_1,\ldots,P_s$ соответственно. Последовательность состояний канала порождается простой марковской цепью с матрицей переходных вероятностей.

$$\mathbf{P} = \left\| P_{ij} \right\|_{s\times s},$$

где $P_{ij} = P\left(S^{(j)} \mid S^{(i)}\right)$ – вероятность перехода из $i$-го состояния в $j$-е.

Наиболее распространенные дискретные модели ККЧС имеют два состояния: плохое (bad, B) и хорошее (good, G), как показано на рис. 1.

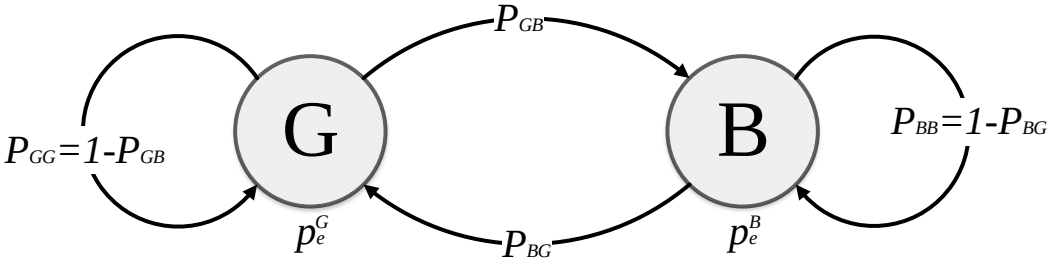



*Рис. 1. Модель ККЧС*

Примером такой модели является канал Маркова, в котором вероятность ошибки в хорошем состоянии $P_e^G$ равна нулю, а в плохом $P_e^B$ – единице. В таком канале состояние канала однозначно определяет значение элемента вектора ошибки на соответствующей позиции, поэтому вместо обозначений $P_{GG}$ и $P_{BB}$ используются соответственно $P_{00}$ и $P_{11}$.

Кроме марковской модели, часто используется модель, в которой $P_e^G = 0,$ а $P_e^B = 0,5,$ которую называют моделью Гилберта [30]. Каналы Маркова и Гилберта являются частными случаями модели Гилберта-Эллиота [29], которая характеризуется малой вероятностью ошибки в хорошем состоянии и высокой – в плохом, то есть $0 \le P_e^G \ll P_e^B \le 1.$

## Марковская метрика

Для эффективного использования описанных моделей ККЧС необходимо задать функцию $d(\cdot),$ которая соответствует согласованной с этими каналами метрике. В работах [6, 7] предлагается класс метрик для каналов с памятью. В качестве веса *Wt* вектора $\mathbf{e} = (\varepsilon_0, \ldots, \varepsilon_{n-1})$ используется взвешенная сумма компонент композиции переходов этого вектора $L_{\Pi} = (\varepsilon_0, l_{00}, l_{01}, l_{10}, l_{11}),$ где $l_{ij}$ – число последовательно стоящих в векторе **e** пар символов *i*, *j*:

$$Wt(\mathbf{e}) = w_0\varepsilon_0 + w_{00}l_{00} + w_{01}l_{01} + w_{10}l_{10} + w_{11}l_{11}. \quad (1)$$

Здесь $w_0, w_{00}, w_{01}, w_{10}, w_{11}$ – некоторые неотрицательные действительные числа, а действия с величиной $\varepsilon_0$ производятся как с действительным числом. Коэффициент $w_{00}$ далее полагается равным нулю. Вероятность вектора **e** в таком случае рассчитывается согласно выражению

$$P(\mathbf{e}) = P(\varepsilon_0)P_{00}^{l_{00}}P_{01}^{l_{01}}P_{10}^{l_{10}}P_{11}^{l_{11}}. \quad (2)$$

Также в работах [6, 7] накладываются ограничения на весовые коэффициенты, при соблюдении которых функция $d_w(\cdot)$ является метрикой и в соответствии с этими ограничениями предлагается метрика с параметрами $w_0 = 1,$ $w_{11} = 0,$ $w_{10} = 1$ и $w_{01} = 2,$ то есть

$$Wt_w(\mathbf{e}) = \varepsilon_0 + l_{10} + 2l_{01}, \quad (3)$$

и показывается, что она согласована с Марковским каналом при $P_{00} > P_{11}$ и длине кода

$$n < n^* = \min\left\{\frac{\ln\frac{P_{10}}{P_{01}}}{\ln\frac{1-P_{01}}{1-P_{10}}} + 3, \quad \frac{\ln\frac{1-P_{01}}{P_{10}}}{\ln\frac{1-P_{01}}{1-P_{10}}} + 3, \quad \frac{\ln\frac{1-P_{10}}{P_{10}}}{\ln\frac{1-P_{01}}{1-P_{10}}} + 5\right\}. \quad (4)$$

## Результаты экспериментов

В работе [8] проводилась экспериментальная оценка согласованности описанной метрики с марковским каналом при параметрах $P_{00} = 0,9999$ и $P_{11} = 0,99.$ При таких параметрах метрика, описываемая выражением (3), согласована с каналом, если длина кода не превышает $n^* \approx 460.$ Результаты

проведенных экспериментов показали, что условие согласованности метрики с каналом соблюдается при длине кода $n = 450.$

Также в работе [8] были проведены эксперименты на длинах, превышающих $n^*$, которые показали, что метрика не согласована с каналом при больших длинах, однако, согласованность нарушается лишь для небольшого числа векторов, что говорит о возможности использования данной метрики и при длинах, не удовлетворяющих условию (4).

Известно, что учет памяти канала позволяет повысить помехоустойчивость при передаче информации [9]. Использование согласованной с каналом метрики – один из способов учета памяти канала, который приводит к возникновению задачи построения кодов с большим минимальным расстоянием в согласованной метрике, а также анализа существующих кодов с точки зрения этой метрики.

В настоящее время при передаче широко используются низкоплотностные коды с блочно-перестановочной конструкцией. Простейший пример таких кодов – коды Гилберта [10]. Проверочная матрица кода Гилберта имеет следующий вид:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_m & \mathbf{I}_m & \mathbf{I}_m & \cdots & \mathbf{I}_m \\ \mathbf{I}_m & \mathbf{C} & \mathbf{C}^2 & \cdots & \mathbf{C}^{l-1} \end{bmatrix}.$$

для некоторого $l \le m.$ В работах [11, 12] описаны процедуры для точного определения корректирующей способности этих кодов при исправлении пакетов ошибок, которые характерны для каналов с памятью. В частности, известно, что длины исправляемых пакетов не могут превышать $m-1$ и с ростом $l$ линейно уменьшаются до $\lfloor m/2 \rfloor$. В [13] был показан способ, с помощью которого путем добавления третьего ряда блоков к проверочной матрице кодов Гилберта можно получить коды, исправляющие пакеты максимальной длины, т.е. $m-1.$

Для дальнейших экспериментов использовался код Гилберта с параметрами проверочной матрицы $l = 4$ и $m = 7.$ На рис. 2 изображен весовой спектр этого кода, причем вес каждого слова был вычислен в метрике Хемминга и в марковской метрике, согласно выражению (3). Видно, что при использовании марковской метрики спектр сдвигается вправо, но становится более плотным. В метрике Хемминга основная масса весов кодовых слов приходится на 15, а в марковской метрике слов такого веса значительно меньше, и спектр концентрируется вокруг веса порядка 22. То есть при использовании марковской метрики в коде больше слов большого веса, а значит, код может исправлять больше ошибок.

Для оценки векторов ошибки, которые исправляет код, может быть использована стандартная расстановка [14]. При этом множество лидеров смежных классов составляет список исправляемых векторов. При MP-декодировании это наиболее вероятные векторы, а в случае ML-декодирования – векторы наименьшего веса.

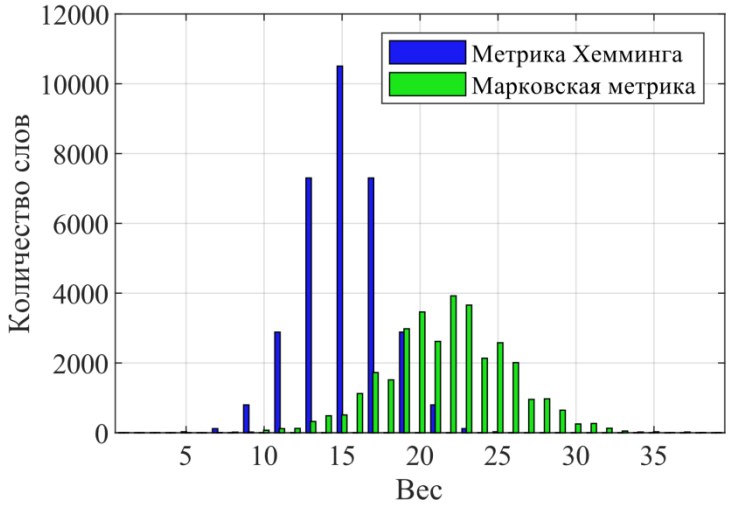



*Рис. 2. Весовой спектр кода Гилберта при* $l=4,\ m=7$

График на рис. 3 показывает зависимость вероятности ошибки (на переданное слово) при декодировании по минимальному расстоянию от переходной вероятности $P_{00}$ в марковском канале при фиксированной $P_{11}=0{,}8$. Причем в первом случае лидерами выбирались векторы наименьшего веса в метрике Хемминга, а во втором – в марковской метрике.

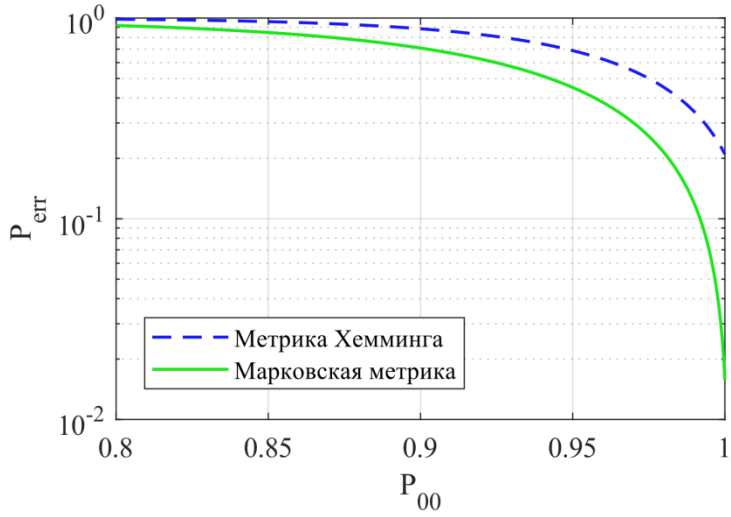



*Рис. 3. Зависимость вероятности ошибки в марковском канале от его параметров при декодировании по минимальному расстоянию*

Так как марковская метрика согласована с каналом при описанных параметрах, соответствующая кривая является вероятностью ошибки при декодировании по максимуму правдоподобия. При этом вероятность ошибки достигает значения $1{,}6\cdot10^{-2}$, что значительно ниже, чем при использовании метрики Хемминга.

## Заключение

Для декодирования в каналах с памятью можно использовать средства, построенные для каналов с независимыми ошибками. Однако учет памяти канала позволяет повысить достижимые скорости передачи. Поэтому в статье рассмотрена метрика, согласованная с марковским каналом, что позволяет использовать декодирование по минимуму расстояния как наиболее эффективное. Проведенные эксперименты показали, что использование согласованной метрики значительно уменьшает вероятность ошибки, т.е. повышает эффективность передачи.

## Библиографический список

1. Кудряшов Б.Д. Теория информации. СПб.: Питер, 2009. 320 с.
2. Lin S., Ryan W. Channel Codes: Classical and Modern. Cambridge university press, 2009. 710 p.
3. Колесник В.Д. Кодирование при передаче и хранении информации (Алгебраическая теория блоковых кодов). М.: Высшая школа, 2009. 550 с.
4. Gilbert, E.N. Capacity of a burst-noise channel // The Bell System Technical Journal. 1960. Sep. V. 39. No. 5. Pp. 1253–1265.
5. Eliott E.O. Estimates of error rates for codes on burst-noise channels // The Bell System Technical Journal. 1963. Sep. V. 42. No. 5. Pp. 1977–1997.
6. Крук Е.А. Комбинаторное декодирование линейных блоковых кодов. СПб: ГУАП, 2007. 238 с.
7. Krouk E.A., Ovchinnikov A.A. Metrics for distributed systems // Proceedings of XIV International Symposium on Problems of Redundancy in Information and Control Systems. St. Petersburg, Russia: [s. n.], 2014. 1-5 June. Pp. 66–70.
8. Овчинников А.А., Вересова А.М. О метрическом описании каналов с памятью // Научная Сессия ГУАП. 2020.
9. Wolfowitz J. Memory increases capacity // Information and Control. 1967. V. 11. No. 4. Pp. 423–428.
10. Gilbert E.N. A problem in binary encoding // Proceedings of the Symposium in Applied Mathematics. 1960. V. 10. Pp. 297–297.
11. Крук Е.А., Овчинников А.А. Точная корректирующая способность кодов Гилберта при исправлении пакетов ошибок // Информационно-управляющие системы. 2016. №1. С. 80–87.
12. Krouk, E.A., Ovchinnikov, A.A. 2-Stripes Block-Circulant LDPC Codes for Single Bursts Correction // Smart Innovation, Systems and Technologies. June 2016. V. 55. Pp. 11–23.
13. Kabatiansky, G., Krouk, E., Semenov, S. Error Correcting Coding and Security for Data Networks: Analysis of the superchannel Concept. Chichester: Wiley, 2005. 278 p.
14. Мак-Вильямс Ф. Дж., Слоэн Н. Дж. А. Теория кодов, исправляющих ошибки. М.: Связь, 1979. 744 с.

**УДК 681.51+022.5:004**

***А.О. Волк****
инженер
***В.А. Иванова****
инженер
***А.Ю. Сыщиков****
научный сотрудник
***Б.Н. Седов****
научный сотрудник
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

# РАЗРАБОТКА ИНДИКАТОРНОГО ФРЕЙМВОРКА ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ДИСПЛЕЙНЫХ СИСТЕМ

Проектирование дисплеев для встроенных систем – сложный процесс, требующий участия разработчиков с навыками программирования на языках низкого уровня. Разработанный авторами API упрощает разработку для создания и использования устройств, сокращает временные затраты на разработку индикаторов и может использоваться специалистами, которые не занимаются низкоуровневым программированием. Функциональность созданного программного обеспечения включает поддержку рендеринга на графическом процессоре и возможность управления устройствами во время выполнения.
***Ключевые слова*:** дисплеи, индикаторы, графический процессор (GPU), фреймворк, встроенные системы, визуальное проектирование.

*Работа опубликована при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований: грант № 20-07-20026.*

***A.O. Volk****
Developer
***V.A. Ivanova****
Developer
***A.Y. Syschikov ****
Research Associate
***B.N. Sedov ****
Research Associate
* St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

# DEVELOPING THE INDICATORS FRAMEWORK FOR CREATING DISPLAY SYSTEMS

Designing displays for embedded systems can be complicated. It requires the involvement of developers with programming skills in low-level languages. The API developed by the authors simplifies the design for creating and using devices, which requires less time to design indicators displays and can be performed by those specialists who do not code. The functionality of the created software includes support for rendering on the GPU, and the ability to control devices in runtime.
***Keywords**:* displays, indicators, GPU, framework, embedded systems, visual design.

## Введение

Промышленные дисплейные модули (или индикаторы) обычно отображают различную информацию о системе в реальном времени – от конкретных параметров, таких как скорость или высота, до потребления энергии и общего состояния системы. Промышленные дисплеи часто представляют собой встроенные системы, связанные с другими модулями. Дисплеи позволяют отслеживать автомобильные, железнодорожные или авиационные системы в режиме реального времени и предоставляют важную информацию для управления промышленными объектами. Учитывая специфику предметных областей, эти индикаторы должны иметь повышенную надежность и соответствовать требованиям для систем, критичных к безопасности.

Промышленные индикаторы как встроенные системы имеют следующие особенности: повышенная надежность, работа в режиме реального времени, выполнение в строго определенные промежутки времени. Кроме того, встроенные устройства часто разрабатываются как устройства с автономным питанием, и их потребление энергии строго ограничено. Следовательно, для разработки встроенного программного обеспечения нам необходимы специализированные для индустрии интерфейсы прикладного программирования (API).

## API для промышленных индикаторов

OpenGL ES является многоплатформенным низкоуровневым API для рендеринга сложной графики с использованием графического процессора. Он разработан специально для встроенных систем [1]. Написание программ с использованием OpenGL ES – сложный процесс, требующий участия высококвалифицированных специалистов. Чтобы создать набор графики для системы отображения дисплеев, специалист должен иметь хорошее представление о технических характеристиках системы и основах структуры дисплея. Специалист также должен обладать навыками программирования на низкоуровневых и шейдерных языках (специальные программы, написанные для графических процессоров) и знаниями в области компьютерной графики.

Инструкции OpenGL являются абстрактными и не привязаны к какому-либо конкретному устройству

В настоящее время разработка промышленного дисплея в основном осуществляется вручную. Набор элементов для каждой системы создается специалистами по компьютерной графике. Каждый простой элемент, такой как масштаб или стрелка, описывается большим количеством примитивов OpenGL ES, поэтому разработка графики с помощью OpenGL ES API может быть очень сложной.

Авторы предлагают концепцию индикаторного фреймворка как решения для упрощения процесса разработки промышленных дисплейных систем.

## Индикаторный фреймворк

Визуальное отображение индикатора проектируется в визуальном редакторе путем создания набора устройств, каждое из которых состоит из предопределенных элементов системы: фона, маски, определяющей форму устройства, и более мелких компонентов, позволяющих сформировать наполнение виртуального устройства (рис. 1).

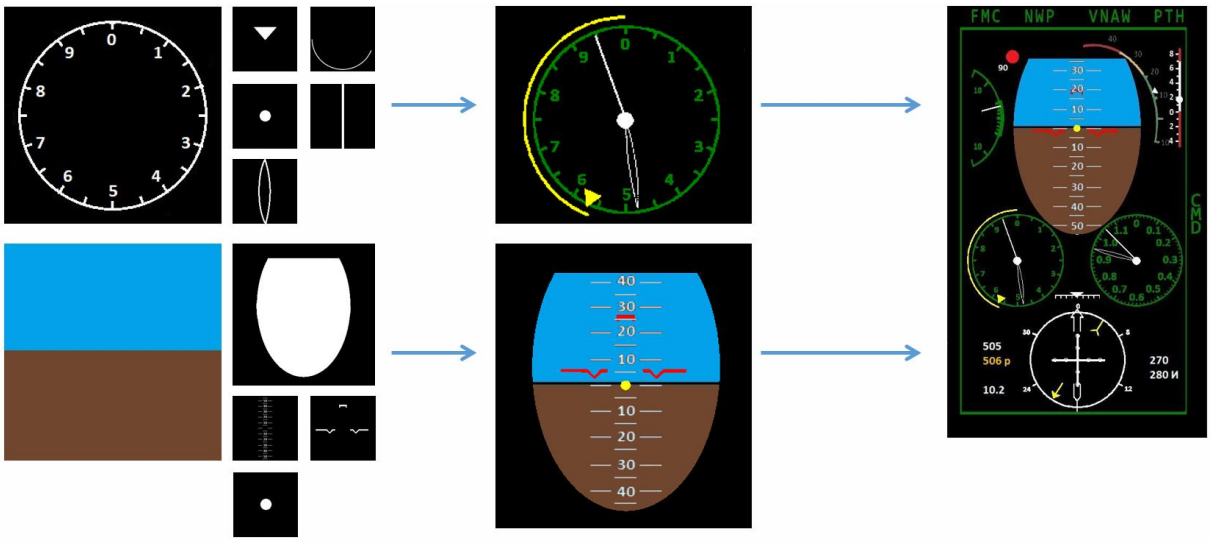



*Рис. 1. Концепция процесса построения индикатора*

Когда разработка элементов для дисплея завершена, разработчик может управлять элементами отображения в процессе работы устройства с помощью программы на VIPE.

VIPE (среда визуального программирования) позволяет создавать полностью функциональные, проверенные и алгоритмически правильные независимые от платформы программы для многоядерных / многоядерных встроенных платформ, в том числе разнородных [2].

VIPE имеет специальную визуальную библиотеку: библиотеку взаимодействия с индикаторным фреймворком (рис. 2) для отображения индикаторов, которая предоставляет ряд функций для управления примитивами отображения, таких как: установка заданных координат, поворот на заданный угол, изменение радиуса, цвета или текстуры, изменение текст и т. д.

Кроме того, разработчик может получать данные от периферийных устройств (таких как, например, гироскоп), используя библиотеку VIPE IO. Программа, приведенная на рис. 3, получает отклонения оси от датчика гироскопа и изменяет внешний вид индикатора для отображения отклонения на экране.

Программа полетного дисплея отображался на модуле обработки Салют-EL24PM1 с графическим ядром MALI-300 на частоте 70-75 кадров в секунду [3]. На Raspberry Pi3 с графическим ядром Broadcom VC4 тот же дисплей воспроизводился со скоростью 75-80 кадров в секунду.

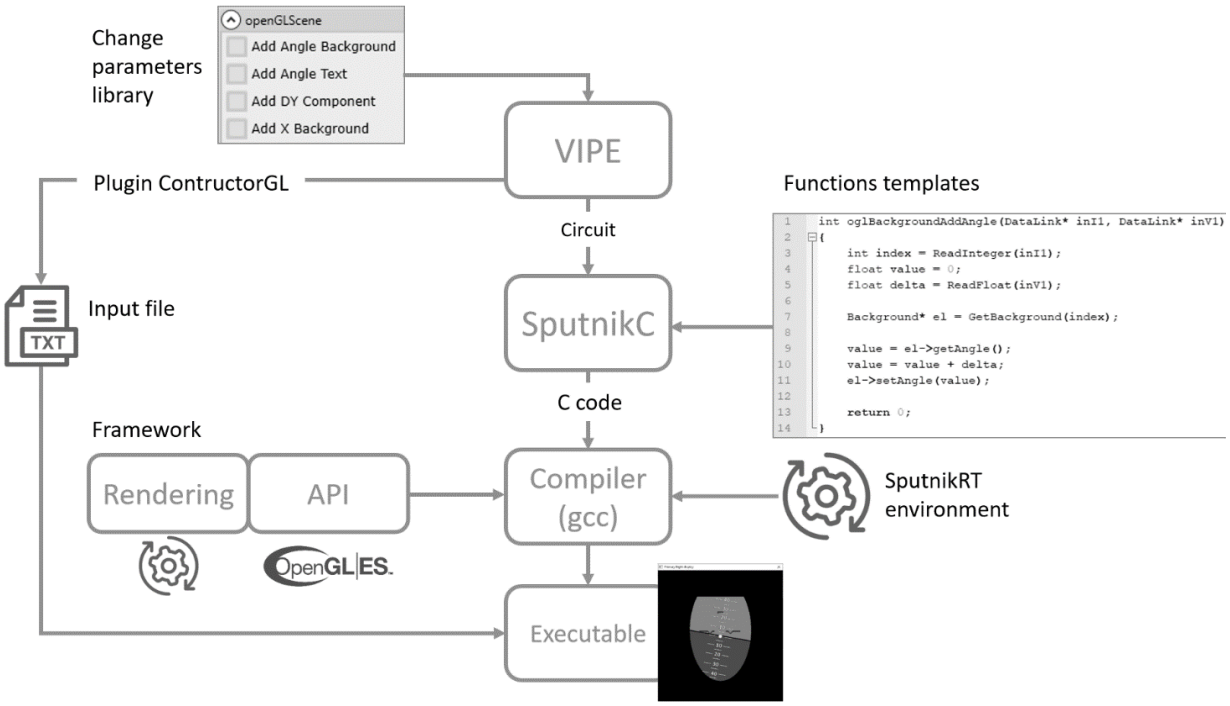



*Рис. 2. Интеграция фреймворка в VIPE*

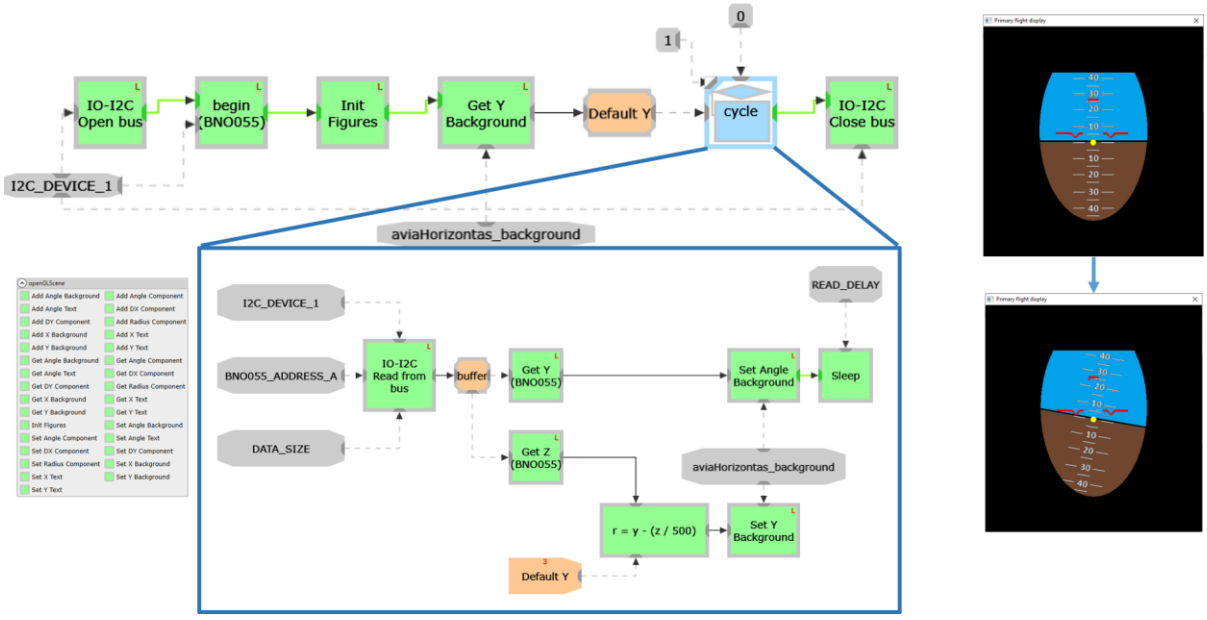



*Рис. 3. Пример программы на VIPE с обработкой данных внешнего сенсора*

## Заключение

Авторами разработан программный интерфейс (API) для создания графического программного обеспечения для индикаторных дисплеев. Этот интерфейс предоставляет методы для построения сложных дисплеев из набора графических примитивов и их рендеринга на встроенном графическом процессоре без написания программного кода; поэтому для проектирования дисплеев не требуются навыки программирования. Кроме того, этот интерфейс позволяет манипулировать элементами отображения во время выполнения.

Процесс разработки упрощается путем перемещения его в визуальный редактор, где пользователь может перетаскивать графические примитивы для построения индикатора. Графические примитивы включают шкалы, указатели, текстовые элементы, стрелки и т. д. Каждый примитив имеет API для соединения его с набором данных во время выполнения – например, примитив может изменять угол в зависимости от внешнего значения датчика или вычисленного значения в программе.

**Библиографический список**

1. Lee H., Baek N. Implementing OpenGL ES on OpenGL //2009 IEEE 13th International Symposium on Consumer Electronics. IEEE. 2009. Pp. 999-1003.

2. Syschikov A., et al. Domain-specific programming environment for heterogeneous multicore embedded systems // International Journal of Embedded and Real-Time Communication Systems (IJERTCS). 2014. T. 5. No. 4. Pp. 1-23.

3. Электронная СБИС-инженерия и встраиваемые системы: Процессорный модуль Салют-ЭЛ24ПМ. URL: http://multicore.ru/index.php?id=1389 (дата обращения: 17.04.2020).

**УДК 519.612.4**

***В.А. Галанина***
кандидат технических наук, доцент
***Л.А. Решетов***
кандидат технических наук, доцент
***М.В. Соколовская***
старший преподаватель
Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

# РЕКУРРЕНТНАЯ ФОРМА ИНФОРМАЦИОННОГО БАЙЕСОВСКОГО РЕШЕНИЯ ДЛЯ ПЛОХО ОБУСЛОВЛЕННЫХ СИСТЕМ

Рассматривается общая методика построения байесовских оценок векторных параметров матричной модели, и анализируются особенности их реализации в рекуррентной форме.
***Ключевые слова:*** байесовские оценки, оценки с линейными ограничениями, рекуррентная форма.

*Работа опубликована при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований: грант № 20-07-20026.*

***V.A.Galanina***
PhD, Associate Professor
***L.A. Reshetov***
PhD, Associate Professor
***M.V. Sokolovskaya***
Senior Lecturer
St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

# ABOUT RECURRENT FORM BAYESIAN INFORMATIONAL SOLUTION FOR ILL CONDITIONED SYSTEMS

The paper considers a general methodology for constructing Bayesian estimates of vector parameters of the matrix model and the features of their implementations in a recurrent form are analyzed.
***Keywords:*** Bayesian estimates, linear constraint estimates, recurrent form.

В настоящее время достаточно актуальной задачей обработки информации стала проблема распознавания изображений. Особенностью процедур распознавания является резкое увеличение числа оцениваемых параметров модели и, как следствие, потеря стабильности вычислительных систем, которые обычно основаны на методе наименьших квадратов (МНК). Такие системы в научной литературе принято называть плохо обусловленными. Существуют два основных способа стабилизации оценок параметров для матричных моделей: применение байесовских оценок или же оценок максимального правдоподобия с дополнительными ограничениями на некоторые эле-

менты вектора параметров. И в том и в другом случае используется априорная информация о векторе параметров. Эти оценки существуют и анализируются, как правило, раздельно. Мы показываем, что они представляют собой лишь частные решения одной более общей оптимизационной задачи. Также в работе выполнено сопоставление байесовских оценок и оценок МНК в обычной и последовательной (рекуррентной) форме

## Введение

Байесовские оценки, как известно, получают в результате максимизации апостериорной плотности вероятности $p(\boldsymbol{\beta} \mid \mathbf{y})$ по искомому векторному параметру $\boldsymbol{\beta}$

$$p(\boldsymbol{\beta} \mid \mathbf{y}) = p(\mathbf{y} \mid \boldsymbol{\beta})p(\boldsymbol{\beta}) / p(\mathbf{y}), \quad (1)$$

где $p(\mathbf{y})$ – распределение вероятности входной реализации $\mathbf{y}$, $p(\boldsymbol{\beta})$ – априорное распределение вероятности вектора параметров $\boldsymbol{\beta}$, $p(\mathbf{y} \mid \boldsymbol{\beta})$ – условное распределение вероятности вектора $\mathbf{y}$.Обычно входную реализацию представляют в виде суммы

$$\mathbf{y} = \mathbf{X}\boldsymbol{\beta} + \boldsymbol{\varepsilon}\,. \quad (2)$$

Если вектор $\mathbf{y}$ имеет размер $m\times1$, а для вектора $\boldsymbol{\beta}$ размер $n\times1$, то $\mathbf{X}$ это матрица размера $m\times n$. Тогда аддитивная помеха $\boldsymbol{\varepsilon}$ также вектор размера $m\times1$ с нулевым средним и ковариационной матрицей $\mathbf{K}_{\varepsilon}$

Часто перечисленные вероятностные распределения относят к экспоненциальному типу и, как правило, принимается предположение о гауссовом характере распределения. Если также считать, что случайный вектор $\boldsymbol{\beta}$ подчиняется гауссовому закону распределения вероятности со средним $\boldsymbol{\beta}_0$ и ковариационной матрицей $\mathbf{K}_{\beta}$, то байесовские оценки являются результатом решения следующей минимизационной задачи

$$\min_{\beta}\{(\mathbf{y} - \mathbf{X}\boldsymbol{\beta})^{\mathrm{T}}\mathbf{K}_{\varepsilon}^{-1}(\mathbf{y} - \mathbf{X}\boldsymbol{\beta}) + (\boldsymbol{\beta} - \boldsymbol{\beta}_0)^{\mathrm{T}}\mathbf{K}_{\beta}^{-1}(\boldsymbol{\beta} - \boldsymbol{\beta}_0)\}. \quad (3)$$

Заметим, что матрица $[.]^{\mathrm{T}}$ обозначает транспонированную матрицу. Воспользовавшись необходимым условием локального минимума функции, мы получаем байесовскую оценку вектора

$$\tilde{\boldsymbol{\beta}}_{\mathbf{B}} = (\mathbf{X}^{\mathrm{T}}\mathbf{K}_{\varepsilon}^{-1}\mathbf{X} + \mathbf{K}_{\beta}^{-1})^{-1}(\mathbf{X}^{\mathrm{T}}\mathbf{K}_{\varepsilon}^{-1}\mathbf{y} + \mathbf{K}_{\beta}^{-1}\boldsymbol{\beta}_0), \quad (4)$$

Для исследования предельных состояний оценок полагают, что $\mathbf{K}_{\beta} = \lambda^2\mathbf{I}$ и $\mathbf{K}_{\varepsilon} = \mathbf{V}^2$. Здесь символ $\mathbf{I}$ обозначает единичную матрицу. Тогда

$$\min_{\beta}\{(\mathbf{y} - \mathbf{X}\boldsymbol{\beta})^{\mathrm{T}}\mathbf{V}^{-2}(\mathbf{y} - \mathbf{X}\boldsymbol{\beta}) + \lambda^{-2}(\boldsymbol{\beta} - \boldsymbol{\beta}_0)^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{\beta} - \boldsymbol{\beta}_0)\}, \quad (5)$$

$$\tilde{\boldsymbol{\beta}}_{\mathbf{B}} = (\mathbf{X}^{\mathbf{T}}\mathbf{V}^{-2}\mathbf{X} + \lambda^{-2}\mathbf{I})^{-1}(\mathbf{X}^{\mathrm{T}}\mathbf{V}^{-2}\mathbf{y} + \lambda^{-2}\boldsymbol{\beta}_0). \quad (6)$$

Одновременно с байесовскими оценками $\tilde{\boldsymbol{\beta}}_{\mathbf{B}}$ возможно построение оптимальных оценок с линейными ограничениями, которые следуют из решения задачи на минимум

$$\min_{\beta}\{(\mathbf{y} - \mathbf{X}\boldsymbol{\beta})^{\mathrm{T}}\mathbf{V}^{-2}(\mathbf{y} - \mathbf{X}\boldsymbol{\beta})\} \quad \text{при условии } \mathbf{A}\boldsymbol{\beta} = \mathbf{c}, \quad (7)$$

где **A** и **c** – заранее заданные матрица и вектор соответственно. В англоязычной литературе эти оценки называют RLSE (restricted least squares estimator), т.е. $\tilde{\boldsymbol{\beta}}_{\mathbf{RLSE}}$.

Далее мы покажем, что оценки $\tilde{\boldsymbol{\beta}}_{\mathbf{B}}$ и $\tilde{\boldsymbol{\beta}}_{\mathbf{RLSE}}$ являются лишь частными решениями более общей минимизационной задачи.

## Основной результат

Найдём решение задачи

$$\mathbf{min}_{\boldsymbol{\beta}}\{(\mathbf{y}-\mathbf{X}\boldsymbol{\beta})^{\mathrm{T}}\mathbf{V}^{-2}(\mathbf{y}-\mathbf{X}\boldsymbol{\beta})+\lambda^{-2}(\mathbf{c}-\mathbf{A}\boldsymbol{\beta})^{\mathrm{T}}(\mathbf{c}-\mathbf{A}\boldsymbol{\beta})\}. \quad (8)$$

Здесь **A** и **X** это произвольные матрицы, размер которых позволяет проводить операцию умножения матриц, а матрица **V** полагается невырожденной. Выполняя стандартные действия по векторному дифференцированию и вычислению стационарной точки, получим оптимальное решение с минимальной нормой

$$\tilde{\boldsymbol{\beta}}(\lambda)=[(\tilde{\mathbf{V}}(\lambda))^{-1}\tilde{\mathbf{X}}]^{+}(\tilde{\mathbf{V}}(\lambda))^{-1}\tilde{\mathbf{y}}, \quad (9)$$

где $\tilde{\mathbf{y}}=(\mathbf{y}\,|\,\mathbf{c})^{\mathrm{T}}$, $\tilde{\mathbf{X}}=(\mathbf{X}\,|\,\mathbf{A})^{\mathrm{T}}$, $\tilde{\mathbf{V}}(\lambda)$ – блочно-диагональная матрица. Левый верхний диагональный блок этой матрицы **V**, а правый нижний диагональный блок $\lambda\mathbf{I}$. Матрица $[.]^{+}$ обозначает обобщённую обратную матрицу Мура-Пенроуза. Так как обратная матрица $(\tilde{\mathbf{V}}(\lambda))^{-1}$ сохраняет такую же блочно-диагональную структуру, но при этом матрица **V** заменяется на $\mathbf{V}^{-1}$ и матрица $\lambda\mathbf{I}$ на матрицу $\lambda^{-1}\mathbf{I}$, то

$$(\tilde{\mathbf{V}}(\lambda))^{-1}\tilde{\mathbf{X}}=(\mathbf{V}^{-1}\mathbf{X}\,|\,\lambda^{-1}\mathbf{A})^{\mathrm{T}},\ (\tilde{\mathbf{V}}(\lambda))^{-1}\tilde{\mathbf{y}}=(\mathbf{V}^{-1}\mathbf{y}\,|\,\lambda^{-1}\mathbf{c})^{\mathrm{T}}\ . \quad (10)$$

Обобщённая обратная Мура-Пенроуза для составной матрицы $(\mathbf{V}^{-1}\mathbf{X}\,|\,\lambda^{-1}\mathbf{A})^{\mathrm{T}}$ имеет вид

$$[(\tilde{\mathbf{V}}(\lambda))^{-1}\tilde{\mathbf{X}}]^{+}=[\mathbf{U}^{+}-\mathbf{JFU}^{+}\,|\,\mathbf{J}],\ \mathbf{U}=\mathbf{V}^{-1}\mathbf{X},\ \mathbf{F}=\lambda^{-1}\mathbf{A}, \quad (11)$$

$$\mathbf{J}=\mathbf{C}^{+}+(\mathbf{I}-\mathbf{C}^{+}\mathbf{F})\mathbf{U}^{+}(\mathbf{U}^{+})^{\mathrm{T}}\mathbf{F}^{\mathrm{T}}\mathbf{K}(\mathbf{I}-\mathbf{CC}^{+}),\ \mathbf{C}=\mathbf{F}(\mathbf{I}-\mathbf{U}^{+}\mathbf{U}),$$

$$\mathbf{K}=\{\mathbf{I}+[(\mathbf{I}-\mathbf{CC}^{+})\mathbf{FU}^{+}][(\mathbf{I}-\mathbf{CC}^{+})\mathbf{FU}^{+}]^{\mathrm{T}}\}^{-1}\ .$$

Тогда оценка $\tilde{\boldsymbol{\beta}}(\lambda)$ содержит следующие слагаемые [1]

$$\tilde{\boldsymbol{\beta}}(\lambda)=\mathbf{U}^{+}\mathbf{V}^{-1}\mathbf{y}-\mathbf{JFU}^{+}\mathbf{V}^{-1}\mathbf{y}+\mathbf{J}\lambda^{-1}\mathbf{c}.$$

Часто эту оценку переписывают в другой форме

$$\tilde{\boldsymbol{\beta}}(\lambda)=\mathbf{U}^{+}\mathbf{V}^{-1}\mathbf{y}+\lambda^{-1}\mathbf{J}(\mathbf{c}-\mathbf{AU}^{+}\mathbf{V}^{-1}\mathbf{y}). \quad (12)$$

Возможна ещё одна форма записи этой оценки

$$\tilde{\boldsymbol{\beta}}(\lambda)=(\mathbf{I}-\mathbf{JF})\mathbf{U}^{+}\mathbf{V}^{-1}\mathbf{y}+\mathbf{J}\lambda^{-1}\mathbf{c}. \quad (13)$$

В формуле (13) произведение матриц $\mathbf{U}^{+}\mathbf{V}^{-1}\mathbf{y}$ дает оценку по методу наименьших квадратов (МНК), которая получается в результате минимизации квадратичной формы

$$\mathbf{min}_{\boldsymbol{\beta}}\{(\mathbf{y}-\mathbf{X}\boldsymbol{\beta})^{\mathrm{T}}\mathbf{V}^{-2}(\mathbf{y}-\mathbf{X}\boldsymbol{\beta})\ \}$$

без априорных данных и без привлечения каких-либо ограничений. Если же аддитивная помеха $\boldsymbol{\varepsilon}$ гауссовский вектор, то оценку (13) называют оценкой максимального правдоподобия (ОМП). Так как $\mathbf{U}^{+}=(\mathbf{X}^{\mathrm{T}}\mathbf{V}^{-2}\mathbf{X})^{+}\mathbf{X}^{\mathrm{T}}\mathbf{V}^{-1}$, то свойства **ОМП** $\tilde{\boldsymbol{\beta}}(\lambda) = \mathbf{U}^{+}\mathbf{V}^{-1}\mathbf{y}$ существенно зависят от вырожденности или невырожденности матрицы $\mathbf{X}^{\mathrm{T}}\mathbf{V}^{-2}\mathbf{X}$. Когда столбцы матрицы $\mathbf{X}$ образуют систему линейно независимых векторов, матрица $\mathbf{X}^{\mathrm{T}}\mathbf{V}^{-2}\mathbf{X}$ имеет обратную и оценка $\tilde{\boldsymbol{\beta}}(\lambda) = (\mathbf{X}^{\mathrm{T}}\mathbf{V}^{-2}\mathbf{X})^{-1}\mathbf{X}^{\mathrm{T}}\mathbf{V}^{-2}\mathbf{y}$ будет несмещенной оценкой и её обычно называют наилучшей линейной несмещённой оценкой (**BLUE**). Её ковариационная матрица

$$\mathrm{Cov}(\boldsymbol{\beta}_{\mathbf{BLUE}}) = (\mathbf{X}^{\mathrm{T}}\mathbf{V}^{-2}\mathbf{X})^{-1}. \qquad (14)$$

Некоторые упрощения общего результата возможны в частном случае при $\mathbf{C} = \mathbf{0}$. Такие ситуации возникают, например, когда подпространство столбцов матрицы $\mathbf{A}$ ортогонально подпространству строк матрицы $\mathbf{X}$ или же когда $\mathbf{U}^{+}\mathbf{U} = \mathbf{I}$. Допуская, что $\mathbf{C} = \mathbf{0}$, получим

$$\mathbf{J} = \mathbf{U}^{+}(\mathbf{U}^{+})^{\mathrm{T}}\mathbf{F}^{\mathrm{T}}\mathbf{K}, \quad \mathbf{K} = \{\mathbf{I} + (\mathbf{F}\mathbf{U}^{+})(\mathbf{F}\mathbf{U}^{+})^{\mathrm{T}}\}^{-1}$$

и

$$\tilde{\boldsymbol{\beta}}(\lambda) = \mathbf{U}^{+}\mathbf{V}^{-1}\mathbf{y} + \lambda^{-2}\,\mathbf{U}^{+}(\mathbf{U}^{+})^{\mathrm{T}}\mathbf{A}^{\mathrm{T}}[\mathbf{I} + (\mathbf{F}\mathbf{U}^{+})(\mathbf{F}\mathbf{U}^{+})^{\mathrm{T}}]^{-1}\,(\mathbf{c} - \mathbf{A}\mathbf{U}^{+}\mathbf{V}^{-1}\mathbf{y}). \qquad (15)$$

Оценка (15) при $\lambda \neq 0$ относится к классу оценок с ”нежёсткими” ограничениями. Если положить, что матрица $\mathbf{X}^{\mathrm{T}}\mathbf{V}^{-2}\mathbf{X}$ обратима, то

$$\tilde{\boldsymbol{\beta}}(\lambda) = \mathbf{U}^{+}\mathbf{V}^{-1}\mathbf{y} + \lambda^{-2}\mathbf{S}\mathbf{A}^{\mathrm{T}}[\mathbf{I} + \lambda^{-2}\mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{A}^{\mathrm{T}}]^{-1}\,(\mathbf{c} - \mathbf{A}\mathbf{U}^{+}\mathbf{V}^{-1}\mathbf{y}),$$

$$\mathbf{S} = (\mathbf{X}^{\mathrm{T}}\mathbf{V}^{-2}\mathbf{X})^{-1} \qquad (16)$$

и её ковариационная матрица равна

$$\mathrm{Cov}(\tilde{\boldsymbol{\beta}}(\lambda)) = \{\mathbf{I} - \lambda^{-2}\mathbf{S}\mathbf{A}^{\mathrm{T}}[\mathbf{I} + \lambda^{-2}\mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{A}^{\mathrm{T}}]^{-1}\mathbf{A}\}\mathbf{S}\{\mathbf{I} - \lambda^{-2}\mathbf{S}\mathbf{A}^{\mathrm{T}}[\mathbf{I} + \lambda^{-2}\mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{A}^{\mathrm{T}}]^{-1}\mathbf{A}\}^{\mathrm{T}}. \qquad (17)$$

Оценка (16) имеет достаточно общий характер и из неё можем найти как байесовские оценки $\tilde{\boldsymbol{\beta}}_{\mathbf{B}}$, так и оценки с “жесткими” ограничениями $\tilde{\boldsymbol{\beta}}_{\mathbf{RLSE}}$.

Пусть матрица $\mathbf{A} = \mathbf{I}$ и $\mathbf{c} = \boldsymbol{\beta}_0$.Формула (16) принимает следующий вид

$$\tilde{\boldsymbol{\beta}}(\lambda) = \mathbf{U}^{+}\mathbf{V}^{-1}\mathbf{y} + \lambda^{-2}\mathbf{S}[\mathbf{I} + \lambda^{-2}\mathbf{S}]^{-1}\,(\boldsymbol{\beta}_0 - \mathbf{U}^{+}\mathbf{V}^{-1}\mathbf{y})$$

и, после элементарных преобразований, полностью совпадает с выражением (6) для байесовской оценки $\tilde{\boldsymbol{\beta}}_{\mathbf{B}}$. Ковариационная матрица байесовской оценки

$$\mathrm{Cov}(\tilde{\boldsymbol{\beta}}_{\mathbf{B}}) = \{\mathbf{I} - \lambda^{-2}\mathbf{S}[\mathbf{I} + \lambda^{-2}\mathbf{S}]^{-1}\}\mathbf{S}\{\mathbf{I} - \lambda^{-2}\mathbf{S}[\mathbf{I} + \lambda^{-2}\mathbf{S}]^{-1}\}^{\mathrm{T}}. \qquad (18)$$

Предполагая теперь, что матрица $\mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{A}^{\mathrm{T}}$ имеет обратную, при $\lambda \to 0$ и $\mathbf{A} \neq \mathbf{I}$, из выражений (16),(17) находим **RLSE**

$$\tilde{\boldsymbol{\beta}}_{\mathbf{RLSE}} = \mathbf{U}^{+}\mathbf{V}^{-1}\mathbf{y} + \mathbf{S}\mathbf{A}^{\mathrm{T}}[\mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{A}^{\mathrm{T}}]^{-1}(\mathbf{c} - \mathbf{A}\mathbf{U}^{+}\mathbf{V}^{-1}\mathbf{y}) \qquad (19)$$

и ковариационную матрицу **RLSE**

$$\mathrm{Cov}(\tilde{\boldsymbol{\beta}}_{\mathbf{RLSE}}) = \{\mathbf{I} - \mathbf{S}\mathbf{A}^{\mathrm{T}}[\mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{A}^{\mathrm{T}}]^{-1}\mathbf{A}\}\mathbf{S}\{\mathbf{I} - \mathbf{S}\mathbf{A}^{\mathrm{T}}[\mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{A}^{\mathrm{T}}]^{-1}\mathbf{A}\}^{\mathrm{T}}. \qquad (20)$$

Существенное отличие **RLSE** от байесовских оценок состоит в том, что в **RLSE** назначается не весь вектор **β**, а лишь его часть, которая определена ограничениями **Aβ = c.**

Попытаемся сравнить свойства наиболее простых и часто употребляемых оценок **МНК** и байесовских оценок. Как следует из формулы (6), оценка **МНК** соответствует бесконечно большому значению дисперсии параметра **β.**Оценка **МНК** несмещенная при любой величине параметра **β,** а осреднение производится по распределению аддитивного шума. Если для упрощения положить, что ковариационная матрица шума равна $\mathbf{K}_{\varepsilon} = \mathbf{I}$, то ковариационная матрица **ОМНК** $\mathbf{S} = (\mathbf{X}^{\mathrm{T}}\mathbf{X})^{-1}$.Нетрудно понять, что резкое увеличение числа оцениваемых параметров приводит к росту числа обусловленности матрицы $\mathbf{X}^{\mathrm{T}}\mathbf{X}$ и, соответственно, к росту (иногда на несколько порядков) дисперсии оценки **МНК.** Байесовские оценки, благодаря включению априорной информации, не имеют этого недостатка и дисперсия их всегда меньше, но при реализации этих оценок могут возникнуть иные проблемы. Байесовская схема выполняется в предположении случайного характера параметра **β.**Если **β** осциллирует медленно, то при небольшом объёме выборочных данных возможны существенные отклонения “мгновенного” значения вектора **β** от предполагаемого $\boldsymbol{\beta}_0$. Это приводит к смещению оценки, которое принято называть условным.

Приведённые выше схемы оценивания осуществляются в пределах всего выборочного объёма. Современные приёмы работы в реальном масштабе времени требуют создания последовательных алгоритмов оценивания параметров, которые могут генерировать оценку по мере последовательного поступления данных. Следует заметить, что рекуррентная форма оценки **МНК** известна довольно давно [2]. Используя результаты работы [3] и принимая некоторые упрощающие предположения, мы получили последовательную байесовскую оценку вектора параметров **β** на m+1 шаге процедуры

$$\boldsymbol{\beta}^{(m+1)} = \boldsymbol{\beta}^{(m)} + \mathbf{B}^{(m)}(\mathbf{x}^{(m+1)})^{\mathrm{T}}[1 + \mathbf{x}^{(m+1)}\mathbf{B}^{(m)}(\mathbf{x}^{(m+1)})^{\mathrm{T}}]^{-1}(y^{(m+1)} - \mathbf{x}^{(m+1)}\boldsymbol{\beta}^{(m)}). \quad (21)$$

Здесь верхний индекс в скобках означает номер итерации, $y^{(m+1)}$ – новая составляющая вектора входных данных **y,** $\mathbf{x}^{(m+1)}$ – новая строка матрицы **X,** $\mathbf{B}^{(m)} = (\mathbf{X}^{\mathrm{T}}\mathbf{X} + \lambda^{-2}\mathbf{I})^{-1}$**.** Одновременно с вычислением вектора $\boldsymbol{\beta}^{(m+1)}$ мы должны выполнить последовательное вычисление матрицы

$$\mathbf{B}^{(m+1)} = \mathbf{B}^{(m)} - \mathbf{B}^{(m)}(\mathbf{x}^{(m+1)})^{\mathrm{T}}\mathbf{x}^{(m+1)}\mathbf{B}^{(m)}[1 + \mathbf{x}^{(m+1)}\mathbf{B}^{(m)}(\mathbf{x}^{(m+1)})^{\mathrm{T}}]^{-1}. \quad (22)$$

Различие свойств оценок **МНК** и байесовских оценок оказывает влияние на условия сходимости алгоритма (21).Если значение параметра **β** фиксировано, то множитель в круглых скобках $y^{(m+1)} - \mathbf{x}^{(m+1)}\boldsymbol{\beta}^{(m)}$ для **ОМНК** будет стремиться к нулю, что гарантирует сходимость алгоритма при увеличении числа итераций m.Для байесовских процедур это не так.

Общий вывод, который можно сделать по результатам работы, состоит в том, что байеовские оценки разумно применять только при наличии достаточно надежных априорных данных.

**Библиографический список**

1. Галанина В.А., Решетов Л.А., Соколовская М.В. Взаимосвязь байесовских оценок и оценок с линейными ограничениями // Моделирование и ситуационное управление качеством сложных систем. СПб.: ГУАП. 2020. С. 22-25.

2. Альберт А. Регрессия. Псевдоинверсия и рекуррентное оценивание. М.: Наука, 1977. 223 с.

3. Фомин В.Н. Рекуррентное оценивание и адаптивная фильтрация. М.:Наука, 1984. 284 с.

**УДК 621.324.8**

***Ю.А. Гатчин****
доктор технических наук, профессор
***В.В. Артемьев*****
кандидат технических наук, доцент
***В.В. Сухостат*******
кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики
**ООО «Технокон», Санкт-Петербург
***Санкт-Петербургский государственный экономический университет

# ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫЕ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ С ИНВАРИАНТНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ

Одним из наиболее распространённых методов построения высокоточных измерительных устройств являются методы, основанные на использовании принципа инвариантности. Многоканальность приема и преобразования сигналов посредством их суммирования приводит к компенсации помех. В этом случае информационные признаки сигналов не подвергаются изменениям. Использование принципа инвариантности к случайным помехам, которые возникают в тракте приема сигналов, базируется на применении систем с инвариантными характеристиками помехоустойчивости. При этом реализация такого рода систем основывается на минимуме информации о характеристиках сигнала и помех [8]. Данная работа посвящена исследованиям возможностей построения информационно-измерительных систем с оптическим трактом выделения и преобразования информации посредством использования современных методов интеллектуального анализа данных.
***Ключевые слова*:** измеритель скорости, оптически неоднородные поверхности, помехоустойчивость, инвариантные характеристики.

***Yu.A. Gatchin****
PhD, Professor
***V.V.Artemyev*****
PhD, Associate Professor
***V.V. Sukhostat*******
PhD, Associate Professor
* St. Petersburg National Research University of Information Technologies, Mechanics and Optics
** Tekhnokon LLC, St. Petersburg
***St. Petersburg State University of Economics

# ELECTROOPTICAL INFORMATION-MEASURING SYSTEMS WITH INVARIANT INTERFERENCE CHARACTERISTICS

One of the most common methods for constructing high-precision measuring devices are methods based on the use of the invariance principle [8]. The essence of the principle is that the use of several channels (multichannel) of receiving and converting signals by summing them leads to interference compensation. In this case, the signal's informational features are not subject to

change. Nevertheless, the destruction of information features of the signal may be due to the existence of random interference in at least one of the channels.
***Keywords:*** rate meter speedometer, optically heterogeneous surfaces, interference, invariant characteristics.

## Введение

Современные масштабы производства в ряде отраслей промышленности предъявляют высокие требования к информационно-измерительным системам, использование которых в управлении технологическими процессами обусловливается минимальным влиянием на сам производственный процесс, высокой точностью измерений и надежными результатами, скоростью получения результатов, минимальной стоимостью и простотой в обслуживании.

Использование принципа инвариантности к случайным помехам, которые возникают в тракте приема сигналов, базируется на применении систем с инвариантными характеристиками помехоустойчивости. При этом реализация такого рода систем основывается на минимуме информации о характеристиках сигнала и помех [5, 8]. Термин «инвариантность» означает независимость одной физической величины от другой.

Данная работа посвящена исследованиям возможностей построения информационно-измерительных систем с оптическим трактом выделения и преобразования информации посредством использования современных методов интеллектуального анализа данных.

## Физическая модель процесса преобразования информации в системе с узкополосной пространственной фильтрацией

Реальные поверхности имеют различные коэффициенты отражения и поглощения световой энергии и разные размеры неоднородностей, которые характеризуются средним радиусом корреляции [2, 9]. Поэтому электрические сигналы на выходе фотоприемного устройства будут иметь весьма сложный характер.

Физическая модель процесса преобразования информации в системе с узкополосной пространственной фильтрацией может быть представлена, как показано на рис. 1.

Средняя частота модуляции результирующего светового сигнала равна частоте модуляции отдельных слагаемых. Суммарным световым потоком, попадающим на фотоприемник, формируется электрический сигнал на нагрузке фотоприемника, имеющий полезную составляющую, определяемую по формуле:

$$f = \frac{V_u}{2\partial}\sin\alpha, \qquad (1)$$

где $V_u$ – скорость движения изображения неоднородности в плоскости решетки, $2\partial$ – период растра, $\alpha$ – угол между вектором скорости и направлением полос растра.

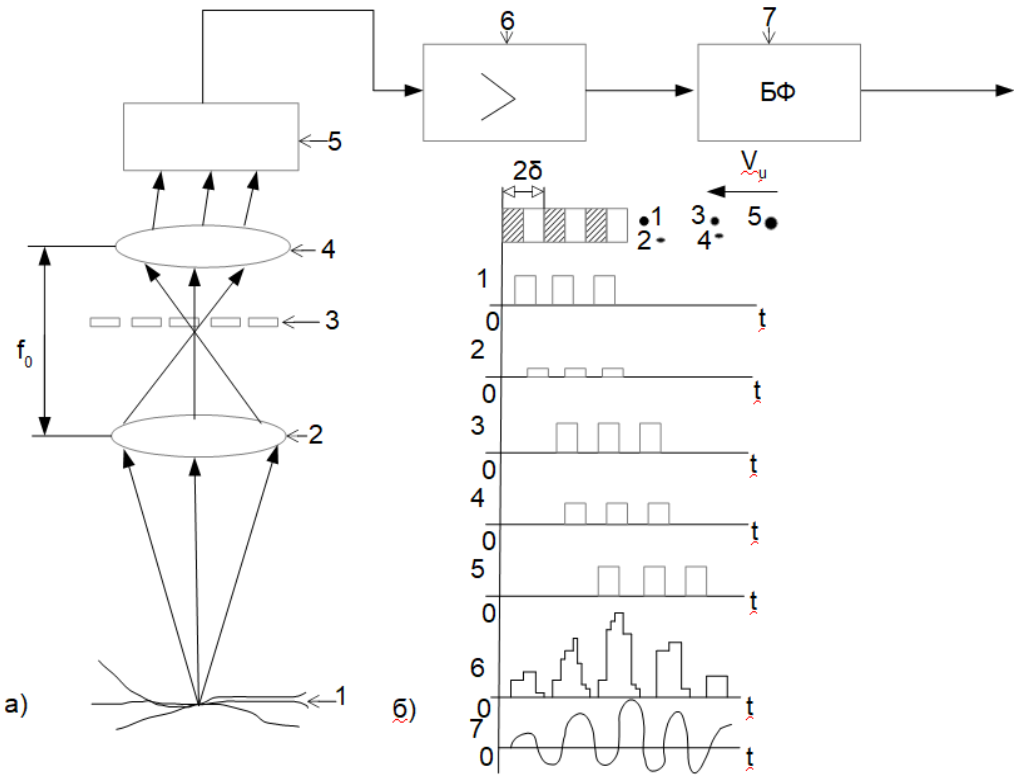



*Рис. 1. Схема процесса преобразования информации в оптическом тракте*

К сожалению, при согласовании всех этих параметров возникают противоречия, разрешить которые с использованием только консервативных методов не удается. Это в значительной степени ограничивает возможности данного способа при реализации высокоточных измерительных устройств. Поэтому в построении тракта приема и преобразования сигналов в оптико-электронных устройствах для измерения скорости случайных яркостных полей (оптически неоднородных поверхностей) может быть использован принцип инвариантности [4, 5].

## Примеры задач, решаемых методами DataMining [6]

Реализация принципов адаптивной инвариантности с развитием облачных вычислений и повышением доступности вычислительных систем создало широкие возможности повсеместно внедрять решения, реализующие принцип адаптивной инвариантности на физическом уровне. Широкое распространение получил интеллектуальный анализ данных – Data Mining, позволяющий решать широкий круг задач, сокращая потребность в человеческих ресурсах. Выделяют следующие стандартные типы закономерностей, которые позволяют выявлять методы *Data Mining* [6]. К таковым относятся *классификация*, *регрессия,* в том числе задачи прогнозирования, *кластеризация*, *ассоциация*, *последовательные шаблоны*, *анализ отклонений*.

Общая постановка задачи, решаемой методами интеллектуального анализа, заключается в необходимости разработки методов обнаружения знаний, скрытых в больших объемах исходных данных. Эти требования определяют суть методов *Data Mining*.

Методы *Data Mining* могут быть применены для работы с большими данными и для обработки сравнительно малых объемов данных. Критерием достаточного количества данных может рассматриваться область исследования и применяемый алгоритм анализа.

Ввиду того, что *Data Mining* развивается на стыке таких дисциплин, как статистика, теория информации, машинное обучение, теория баз данных, вполне закономерно, что большинство алгоритмов и методов *Data Mining* были разработаны на основе различных методов из этих дисциплин.

Примером реализации принципа инвариантности может служить класс информационно измерительных приборов с оптическим трактом выделения информации – автоматические промышленные рефрактометры. Принцип действия этих приборов, основан на эффекте полного внутреннего отражения [3, 7]. Приборы используются для измерения концентрации растворов бинарных смесей на предприятиях пищевой и химической промышленности, на предприятиях транспортной инфраструктуры [3]. При этом свет от источника, проходя со стороны оптической призмы на границу раздела призма-раствор, частично претерпевает полное внутреннее отражение, попадая при этом на фотоприемник, а частично поглощается средой и рассеивается в ней [2].

Алгоритм извлечения дополнительной информации о работе рефрактометра может быть использован в выделении ряда признаков, подходящих для широкого круга измерительных приборов, используемых в промышленности для построения комплекса диагностических программ, позволяющих контролировать работу системы в реальном времени.

## Заключение

Преобразование информации в системе с узкополосной пространственной фильтрацией позволяет осуществить коррекцию и уменьшить влияние флуктуационных помех, возникающих в оптическом тракте формирования сигналов. Также, относительно оценки защищенности объектов информационной инфраструктуры проверке должны подвергаться уязвимости технических аспектов информационной системы, учитываться психологические особенности персонала и лиц, принимающих решения и вестись поиск «тонких мест» в соблюдении организационных регламентов обеспечения информационной безопасности [1]. Модель и алгоритм обработки информации является отправной точкой для построения математической модели анализа состояния измерительных приборов. Экстраполяция этой модели на приборы, работающие в режиме реального времени, распространяется и на класс систем функционирующих в оптическом диапазоне для контроля скорости яркосных полей случайной пространственной структуры.

## Библиографический список

1. Gatchin Y.A., Sukhostat V.V. Research of Vulnerabilities of Information Processing Processes Systems of Critical Information Infrastructure. 2019 WECONF, Saint-Petersburg. 2019. Pp. 1-4.

2. Mohammed J. Zaki Mining and Analysis: Fundamental Concepts and Algorithms/ Mohammed J. Zaki, Meira Jr.Data – Cambridge University Press, 2014. 604 p.

3. Акмаров К.А. Промышленные рефрактометры и их применение для контроля химических производств.// Приборы. № 4 (142). 2012.

4. Артемьев В.В. Скоростная измерительная субсистема оптико-электронного измерителя скорости потока алмазосодержащей руды // Информационная безопасность, проектирование и технология элементов и узлов компьютерных систем. 2016. С. 12-17.

5. Артемьев В.В. Проблемы инвариантности в информационно-измерительных системах с оптическим трактом выделения и преобразования информации // Альманах научных работ молодых ученых ИТМО. 2016. Т. 2. С. 21-24.

6. Артюх Ю.Н., Беспалько В.А., Загурский В.Я., Якубайтис Э.А. Скоростные измерительные субсистемы. Рига: Зинатне, 1980.

7. Иоффе Б.В. Рефрактометрические методы химии. Л.: Химия, 1974. 402 с.

8. Петров Б.Н. и др. Принцип инвариантности в измерительной технике. М.: Наука,1976.

9. Пустынский И.Н. Адаптивные фотоэлектрические преобразователи с микропроцессорами. М.: Энергоатомиздат, 1990. 80 с.

**УДК 004.932.4**

***В.Н. Горбачев****
кандидат физико-математических наук, доцент
***А.А. Макаров*****
доктор физико-математических наук, профессор
***М.Ю. Савельева****
преподаватель
***Е.С. Яковлева*****
аспирант
*Санкт-Петербургский государственный университет промышленных технологий и дизайна, Высшая школа печати и медиатехнологий
**Санкт-Петербургский государственный университет

# ДУБЛИРОВАНИЕ ЭЛЕМЕНТОВ, СОСТАВЛЯЮЩИХ ИЗОБРАЖЕНИЕ

Целью данной работы является представление цифрового изображения и нахождение его элементов, которые могут быть продублированы для защиты изображений при помощи цифровых водяных знаков. В работе представлены две схемы встраивания цифрового водяного знака в частотной и пространственной областях, а также новый способ представления контейнера с использованием базисных вейвлет-матриц.
***Ключевые слова*:** стеганография, цифровое изображение, вейвлеты, цифровой водяной знак.

*Работа выполнена при финансовой поддержке гранта МД-2242.2019.9 Президента Российской Федерации.*

***V.N. Gorbachev****
PhD, Associate Professor
***A.A. Makarov*****
Dr. Sc., Professor
***M.Yu. Saveljeva****
Lecturer
***E.S. Yakovleva*****
Postgraduate student
* St. Petersburg State University of Industrial Technologies and Design, Higher School of Printing and Media Technologies
** St. Petersburg State University

# ON DUBLICATING OF THE ELEMENTS, REPRESENTING THE IMAGE

The aim of this work is to consider the digital image representation and to find which of their items can be replicated for watermarking. Two schemes for spatial and frequency domain watermarking and new representation of cover image over the basic wavelet matrices are considered at the paper.
***Keywords***: steganography, digital image, wavelet transform, watermarking.

## Введение

Дублирование части изображения или его составляющих может быть незаметным для глаза, что используется в различных целях (см., например, [1-3]). Так, при подделке изображений часто делают фотомонтаж, когда встраиваются скопированные блоки из других изображений [4] или используется удвоение отдельных областей. Различные методы анализа позволяют выявить подобные артефакты [5].

Вместе с тем удвоение данных может служить для защиты изображений. Цель нашей работы рассмотреть возможность дублирования элементов изображения для встраивания цифровых водяных знаков (ЦВЗ). Для этого рассмотрено два представления изображений с помощью битовых плоскостей и с помощью вейвлет-коэффициентов.

Данная работа является продолжением наших исследований [6, 7]. Рассматривая схему встраивания ЦВЗ в вейвлет-коэффициенты, мы уделили внимание вопросу об ошибках округления. Он представляет интерес для практики, поскольку эти ошибки возникают при сохранении изображения в графическом формате и могут влиять на качество данных. Анализ проводился для базы из 75 изображений.

## Схема

Пусть $C = \{a,b,c,d,...\} C = \{a,b,c,d,\ldots\}$ Ca,b,c,d,… представление полутонового изображения, состоящее из различных упорядоченных элементов $a,b,c,d,...a,b,c,d,\ldots$. Пусть некоторый алгоритм *rep* дублирует выбранный элемент $(b,b) \leftarrow rep(b,c)(b,b) \leftarrow rep(a,b)$. Когда результирующее изображение получается с двумя одинаковыми элементами $C_2 \to S = \{a,b,b,d,\ldots\} C \Rightarrow C_2 = \{a,b,b,d\}$,оторое пусть будет визуально неотличимо от исходного изображения:

$$C_2 \approx C . \quad (1)$$

Пусть в один из одинаковых элементов встраивается цифровой водяной знак или некоторое сообщение $M$ при помощи алгоритма *em*: $b_M \leftarrow em(b,M,K)$, где $K$ – набор параметров, куда, возможно, входит секретный ключ. Встроенные данные извлекаются алгоритмом детектирования $M = \det(b,b_M,K)$. В общем случае извлеченные данные могут не совпадать с исходными, однако схема должна обеспечивать выполнение условия $M \approx M'$.

В результате в изображение $C$ могут быть встроены ЦВЗ: $C_2 \to S = \{a,b,b_M,d,...\},\{a,b_M,b,d,...\}$. В зависимости от выбора продублированного элемента ЦВЗ могут быть видимыми $S \neq C_2$ или невидимыми $S \approx C_2$. Алгоритм *det* извлекает из $S$ невидимые данные, а алгоритм *rep* может их удалить, восстанавливая изображение $C_2$.

В этой схеме детектирование и восстановление, которые являются задачей стандартной стеганографической схемы, имеют две особенности:

- слепой алгоритм детектирования;
- высокое качество восстановленного контейнера.

Эти свойства возникают следующим образом. Напомним, что детектирование в стеганографии называют *слепым*, если исходного контейнера не требуется. В данном случае алгоритм детектирование *det* использует продублированный элемент *b*, который содержится в *S*, исходного изображения не нужно. При удалении ЦВЗ алгоритм *rep*, заменяя элемент $b_M$ на *b*, восстанавливает изображение $C_2$, которое изначально было выбрано в соответствии с условием (1).

**Встраивание в битовые плоскости**

Полутоновое изображение *C* может быть представлено набором битовых плоскостей $B_1, B_2, ...$:

$$C = \{B_1, B_2, ...\} = B_1 * 2^0 + \ldots + B_k * 2^{k-1} \quad (2)$$

где $k = 1, 2, ...$ – битовая глубина изображения. Обычно $k = 8$, это означает, что используется 256 градаций серого. Каждая битовая плоскость $B_V$, $V$ = 1, 2, …, 8, является бинарным изображением и имеет свой вес $2^{V-1}$. Уравнение (2) есть прямое следствие представления яркости пиксела в позиционной системе счисления с основанием 2.

Битовые плоскости несут разную семантическую информацию. Младшие плоскости выглядят как шум, а основная информация появляется в старших плоскостях. Пусть алгоритм дублирования *rep* заменяет битовую плоскость $B_U$ на $B_V$ $C \to C_2 = C - B_U 2^U + B_V 2^U$. Полученное изображение $C_2$ имеет две одинаковые битовые плоскости. Пусть функция *bitget* вычисляет заданную битовую плоскость $B_V = bitget(C, V)$ полутонового изображения *C*. Тогда $bitget(C_2, V) = bitget(C_2, U) = B_V$. Если в качестве $U$ выбрать младшую битовую плоскость, например, $U$ = 1, 2, 3 при $k$ = 8, то будет выполняться условие (1). Полученное изображение $C_2$ может быть использовано как контейнер [8].

В качестве ЦВЗ возьмем бинарное изображение *M*. Пусть алгоритм встраивания осуществляет побитовое сложение *M* с дублированной плоскостью $B_V$, $B_{VM} = B_V \otimes M$. Контейнер содержит две такие плоскости, одна из которых в силу (1) является младшей, ее вес равен $2^U$. Если встраивать ЦВЗ в младшую плоскость $C_2 \to S = C_2 - B_V 2^U + B_{VM} 2^U$, то данные будут невидимыми. Алгоритм детектирования использует соотношение $M = bitget(S, V) \otimes bitget(S, U)$, он не требует исходного контейнера и является слепым.

Если плоскость $B_V$ была выбрана старшей, то встраивание в нее $C_2 \to S = C_2 - B_V 2^{V-1} + B_{VM} 2^{V-1}$ будет видно (будет просвечивать). Алгоритм дублирования $rep$ заменяет плоскость $B_{VM}$, содержащую ЦВЗ, на чистую $B_V$ и восстанавливает контейнер $S \to C_2 = S - bitget(S,V)2^{V-1} + bitget(S,U)2^{V-1}$. В силу (1) восстановленное изображение неотличимо от оригинала.

## Встраивание в вейвлет-коэффициенты

Используя дискретное вейвлетное преобразование (ДВП), полутоновое изображение можно представить с помощью четырех блоков $\{cA,cH,cV,cD\} = DWT(C)$, где $cA$, $cH$, $cV$ и $cD$ называются коэффициентами аппроксимации, коэффициентами вертикальных, горизонтальных и диагональных деталей ($LL$, $LH$, $HL$ и $HH$). Аналогично битовым плоскостям блоки играют разную роль. Основная визуальная информация об изображении содержится в низкочастотном блоке $cA$. Остальные блоки высокочастотные, они содержат информацию о деталях и могут быть использованы при дублировании как младшие битовые плоскости. При дублировании $cD$ можно получить, например, $C_2 = iDWT(cA,cH,cD,cD)$, где $iDWT$ – обратное ДВП-преобразование. Благодаря свойствам частотных блоков, условие (1) может быть обеспечено.

Возьмем простой алгоритм встраивания, который складывает ЦВЗ и продублированный блок, взятые со своим весом $K \in [0,1]$, $cZ_M = KM + (1-K)cZ$, где $cZ = cA,cH,cV,cD$. Здесь $M$ может быть полутоновым или бинаризованным изображением [9]. Чтобы отсюда найти $M$, нужно знать блоки $cZ$, $cZ_M$ и параметр встраивания $K$. Заметим, что $K = 1$ означает простую замену блока $cZ$ на $M$. В этом случае детектирование будет слепым, однако такая схема будет неустойчивой к простой атаке анализа ДВП-блоков стегоизображения.

Пусть $cZ = cD$, тогда изображение со встроенными данными имеет, например, вид $S = iDWT\{cA,cH,cD_M,cD\}$. Варьируя величину $K$ и выбор блока $cZ$, можно получить видимые и невидимые ЦВЗ.

## Эксперимент

Основой приведенной схемы является условие (1). Чтобы его выполнить, нужно подобрать представление полутонового изображения $C$ и найти подходящую пару элементов $a$ и $b$ для дублирования $b$: $b \leftarrow rep(a,b)$. Для выбранной пары $C_2 = C_2(a,b)$, где $C_2(a,b)$ – это изображение, в котором элемент $a \to b$, очевидно, что $C_2(a,a) = C$, поскольку замены нет.

Для рассмотренных случаев в качестве $a$ и $b$ можно взять номера битовых плоскостей или частотных блоков $cA,cH,cV,cD$, если их, например, пронумеровать от 1 до 4. Различие между $C$ и $C_2(a,b)$ можно определить ви-

зуально, либо путем расчета мер искажения. В качестве примера возьмем *PSNR*, относительно которой считают, что ее значения в области $20 \div 40$ Дб соответствуют хорошему визуальному качеству.

Для дублирования битовых плоскостей мера искажения $PSNR(C, C_2(a,b))$, где $a,b = 1,...,8$, приведена на рис. 1, *а*. Случай $a = b$ дает $PSNR(C,C) = \infty$, он опущен. Значения меняются от $7.06$ до $51.20$ Дб. Самые большие значения для $PSNR(C, C_2(1,b))$, когда плоскости $b = 2,3,...,8$ ставятся на место первой, которая является наименее значащей.

Для дублирования частотных ДВП-блоков $PSNR(C, C_2(a,b))$, где $a,b = 1,...,4$, приведено на рис. 1, *б*. Случай $a = b$ опущен. Значения лежат в промежутке от $7.09$ до $29.55$ Дб.

а) б)

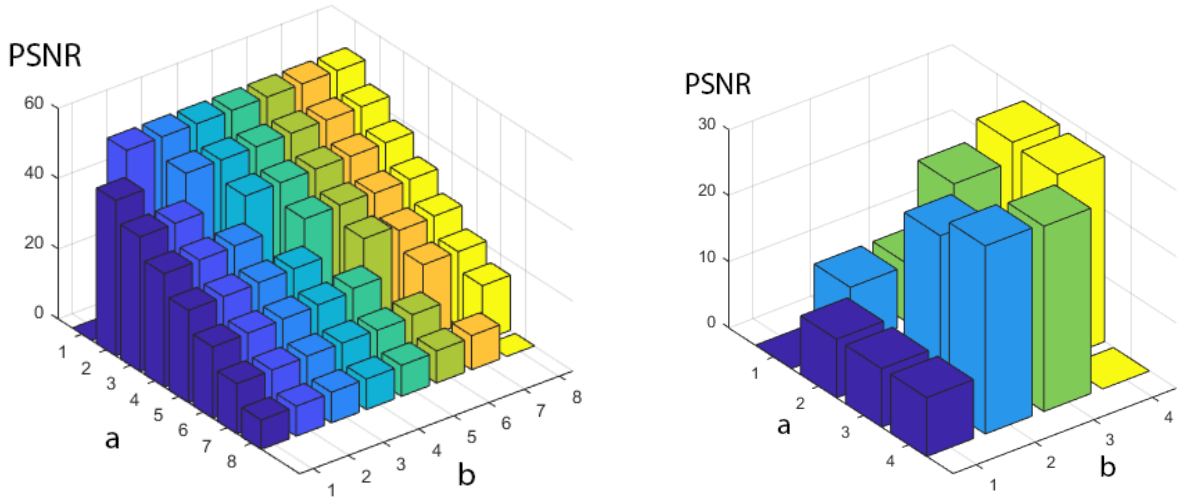



*Рис. 1. Дублирование: а – PSNR для битовых плоскостей, б – PSNR для частотных ДВП-блоков, вейвлет db6*

При дублировании вейвлет-блоков будет расширяться исходный диапазон яркости пикселов $0,1,\ldots,255$. Поэтому при сохранении контейнера $C_2$ в графическом формате из-за округления до исходного диапазона могут возникать ошибки, приводящие к потере качества. Это обстоятельство проиллюстрировано на рис. 2.

Слева стегоконтейнер $C_2(3,4)$ с блоками $cA, cH, cV, cV$. Из его гистограммы яркости следует, что диапазон расширился и стал $[-49.5, 319]$. Несмотря на это, контейнер имеет хорошее визуальное качество, что согласуется с его высоким $PSNR = 29.16$. На последнем рисунке приведена разность величин $PSNR(C, C_2) - PSNR(C, C_{2f})$, где $C_{2f}$ – контейнер после записи в графический формат. Эта величина характеризует влияние округления.

Из графика следует, что изменения маленькие, если, конечно, не использовать для репликации блок $cA$, который содержит основную семантическую информацию.

а) б) в)

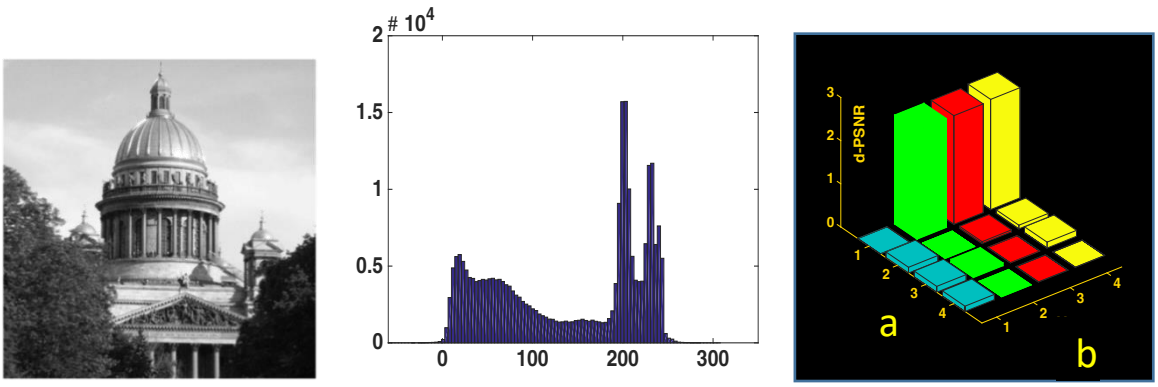



*Рис. 2. Дублирование. а – стегоконтейнер, б – его гистограмма яркостей, в – разность* $PSNR(C,C_2) - PSNR(C,C_{2f})$

Из этих результатов следует, что процесс сохранения контейнера после репликации вейвлет-блоков может сохранять высокое визуальное качество контейнера. Заметим, что при удвоении битовых плоскостей такого не возникает. Ошибки подобного рода можно устранить, если в вейвлет-преобразовании использовать вычисления в конечных полях Галуа [10].

## Библиографический список

1. Choi C-H, Lee H-Y, Lee H-K. Estimation of color modification in digital images by CFA pattern change // Forensic Science International 2013. 226(1-3). Pp. 94-105.

2. Глумов Н.И., Кузнецов А.В., Мясников В.В. Поиск дубликатов на цифровых изображениях // Компьютерная оптика. 2013. Т. 37. № 3. С. 360-367.

3. Chakraverti A. K., Dhir V. A review on image forgery and its detection procedure // Journal of Advanced Research in Computer Science 2017; 8(4). Pp. 440-443.

4. Burvin P.S., Esther J.M. Analysis of Digital Image Splicing Detection // IOSR Journal of Computer Engineering (IOSR-JCE). 2014. Vol. 16(2). Pp. 10-13.

5. Варламова А.А., Кузнецов А.В. Обнаружение встраиваний на изображениях путем анализа артефактов, обусловленных параметрами сенсора регистрирующего устройства //Компьютерная оптика. 2017. Т. 41. № 6.

6. Gorbachev V., Kaynarova E., Makarov A., Yakovleva E. Digital Image Watermarking Using DWT Basis Matrices // Proceedings of the 21st Conference of Open Innovations Association FRUCT. 2017. Pp. 127-133.

7. V. Gorbachev, E. Kaynarova, A. Makarov, E. Yakovleva. Grayscale and Color Basis Images // 25th Conference of Open Innovations Association (FRUCT), 2019. Pp. 109-115.

8. Горбачев В.Н., Кайнарова Е.М., Денисов Л.А. Встраивание бинарного изображения в плоскости Грея. Компьютерная оптика, 2013. Т. 37. № 3. С. 385-390.

9. Makarov A., Yakovleva E. Comparative analysis of halftoning algorithms for digital watermarking // Proceedings of the 18th Conference of Open Innovations Association and Seminar on Information Security and Protection of Information Technology (FRUCT-ISPIT). 2016. Pp. 193-199.

10. Горбачев В.Н., Казаков А.Я., Кайнарова Е.М., Масленицкая К.Д. Вейвлет-преобразование полутонового изображения в конечном поле // Оптический журнал. 2020. Т. 87. С. 54-62.

**УДК 681.325**

***С.Ю. Гуков****
аспирант
***А.В. Афанасьева****
старший преподаватель
***А.М. Тюрликов****
доктор технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

## АНАЛИЗ ПОДХОДОВ К ПЕРЕДАЧЕ ПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКОГО ИНТЕРФЕЙСА МЕЖДУ УДАЛЕННЫМИ УСТРОЙСТВАМИ

Рассматриваются и сравниваются существующие протоколы передачи интерфейса (видеоданных) с удаленного рабочего стола, а также предлагаются варианты по их возможной модернизации с учетом специфики современных мобильных устройств.
***Ключевые слова:*** протоколы передачи интерфейса, мобильные устройства, удаленный рабочий стол, Virtual Desktop Infrastructure.

*Работа опубликована при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований: грант № 20-07-20026.*

***S.Y. Gukov****
Graduate Student
***A.V. Afanasieva ****
Senior Lecturer
***A.M. Turlikov****
Dr. Tehn. Sc., Professor
* St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

## ANALYSIS OF APPROACHES TO REMOTE USER INTERFACE TRANSFER

Discusses and compares the existing protocols for transmitting interface (video data) from a remote desktop, and offers options for their possible modernization, taking into account the specifics of modern mobile devices.
***Keywords:*** protocols for transmitting interface, mobile devices, remote desktops, Virtual Desktop Infrastructure.

### Введение

Использование удаленных рабочих столов на виртуальных машинах является заметной тенденцией по упрощению и снижению стоимости рабочих мест. Вместо того, чтобы предлагать каждому пользователю физическую машину с установленными операционной системой и всем необходимым программным обеспечением, пользователю предлагается гораздо более легкий вариант – управлять «облегченной» машиной (клиент) с персональными

графическими, файловыми и медиа приложениями, с возможностью подключения через интернет или информационную сеть с любых, в том числе собственных устройств, за счет подключения к серверу, на котором фактически запущены экземпляры операционной системы и необходимого программного обеспечения. Благодаря таким технологиям, крупные и средние предприятия значительно сокращают финансовые и операционные затраты.

Такая технология, позволяющая создавать виртуальную IT-инфраструктуру и разворачивать полноценные рабочие места на базе серверных систем, на которых работает множество виртуальных машин, называется VDI (Virtual Desktop Infrastructure). Доступ к этим удаленным рабочим столам осуществляется с помощью тонких клиентов: компьютеров с уменьшенной вычислительной мощностью, которые используются исключительно в качестве удаленных дисплеев и устройств ввода (клавиатура, мышь, звук, порты USB). Функции тонкого клиента включают в себя, например, зондирование входа на устройстве ввода, связь входа с сервером, получение кодов и данных, которые формируют выходное отображаемое изображение с сервера, и вызывание устройства вывода, подключенного к тонкому клиенту, для отображения требуемого изображения. Тонкие клиенты отличаются от обычных автономных или сетевых компьютеров тем, что тонкие клиенты не выполняют прикладные программы непосредственно на своих микропроцессорах. Программы, которые, как представляется, выполняются на тонком клиенте, на самом деле выполняются на сервере, к которому подключен тонкий клиент.

Тонкие клиенты взаимодействуют с сервером через канал связи [1]. Протоколы связи, используемые между тонкими клиентами и серверами, отличаются от тех, которые используются между сетевыми компьютерами. Протоколы связи между сервером и тонким клиентом обычно называются протоколами связи удаленного рабочего стола (Remote Desktop Protocol). Поскольку пропускная способность между тонким клиентом и его сервером может сильно ограничена, протоколы связи включают в себя механизмы сжатия данных.

Основными недостатками систем удаленных рабочих столов являются необходимость централизованной инфраструктуры, обеспечивающей реальный рабочий стол, а также, учитывая, что виртуализация рабочего стола работает полностью через интернет, это требует стабильной высокой скорости сети и низкой задержки сетевого доступа пользователей к инфраструктуре. Однако, с другой стороны, в дополнение к обеспечению гибкости и возможности запуска нескольких виртуальных машин на одном сервере, существуют преимущества в безопасности для клиентов. Например, если машина пользователя потеряна или украдена, пользователю гораздо проще стереть необходимые данные с устройства.

Существует довольно много различных решений для реализации таких технологий [1]. Протокол удаленного буфера кадров (RFB) и протокол удаленного рабочего стола (RDP) являются двумя из старейших протоколов для передачи удаленных рабочих столов. Они реализованы как в коммерческих

пакетах, так и пакетах с открытым исходным кодом для большинства операционных систем (Windows, Android, macOS).

Еще одно популярное кроссплатформенное решение для управления удаленными рабочими столами – TeamViewer. Однако TeamViewer не предназначен для среды VDI. Скорее, он используется для поддержки удаленного помощника.

PCoIP – это протокол, используемый в нескольких системах удаленных рабочих столов (например, VMware View). Он стал особенно популярен с момента его принятия для Amazon WorkSpaces в 2015 г.

Благодаря популярности Microsoft Windows в качестве настольной операционной системы, крупные программы для реализации удаленных рабочих столов основаны на встроенных технологиях системы Windows. Например, Citrix использует протокол Independent Computing Architecture (ICA) и занимает более 50% рынка в нише удаленных рабочих столов, в основном для настольных компьютеров Windows. За ним следует VMware (которая использует PCoIP в качестве протокола), с долей приблизительно 30%, и RDP с менее чем 5%.

В этой статье сравниваются протоколы ICA, RFB (VNC), RDP, TeamViewer и PCoIP. Полученные результаты демонстрируют компромиссы между различными системами удаленных рабочих столов, качеством передаваемой картинки и требованиями к полосе пропускания. Данные протоколы рассчитаны на передачу изображений рабочего стола компьютера на другой компьютер. Вместе с этим в зависимости от свойств системы и требований используются разные подходы к сжатию и протоколам передачи данных.

За счет развития технологий с каждым годом увеличивается потребность передавать изображение рабочего стола на мобильные устройства и планшеты. Причем новые потребности требуют передавать изображения в максимально возможном качестве, разрешение экранов современных смартфонов позволяет воспроизведение FullDH изображений(1080x1920). Еще десять лет назад эта задача стояла не так остро. Во-первых, мобильные устройства имели маленькое разрешение экрана. Во-вторых, пропускная способность сетей была не такой большой, речь шла о скоростях максимум в сетях 3G, т.е. не превышающих 512 Кбит/с. Сейчас практически с выходом каждого нового флагманского мобильного устройства значительно повышается разрешение экрана, плотность, а также размер самого экрана. В то же время сейчас повсеместно распространены сети 4G, достигающие скорости в 100Мб/с. В ближайшие годы должно начаться распространение сетей 5G со скоростью передачи данных до 25 Гбит/с.

Некоторые алгоритмы [2] реализуют передачу изображений рабочих столов на мобильные устройства, однако они были разработаны во времена, когда разрешения экранов смартфонов варьировались в пределах 240x320 пикселей. Соответственно их задача сводилась к тому, чтобы максимально сжимать передаваемую информацию, пренебрегая качеством декодируемых данных. Из-за низкой пропускной способности возникала большая задержка передачи.

В основе таких алгоритмов [2] лежит поиск и кодирование монотонных прямоугольных областей максимальной площади. Для кодирования положения и размеров применяются различные модификации алгоритма адаптивного арифметического кодирования. Для кодирования значений цвета используется стратегия MoveToFront (MTF), в дальнейшем применяется локально-адаптивное арифметическое кодирование. Сжатие изображения можно разделить на два шага: первый – поиск прямоугольников одного цвета, кодирование их положения, размера и цвета; второй – кодирование цвета точек, не входящих ни в один из прямоугольников, в данном случае используется информация о цвете ранее закодированных смежных точек.

Такие алгоритмы отличались компактностью и простотой реализации декодера, низкой требовательностью к оперативной памяти. Однако, как уже было сказано, они не отвечают современным, постоянно растущим запросам с точки зрения качества передаваемого изображения. В связи с этим возникает новая задача по модификации существующих решений для компьютеров и их адаптации к требованиям мобильных устройств.

Одной из составляющих частей любого протокола передачи удаленного рабочего стола является алгоритм сжатия изображения, и модификация данных алгоритмов может привести к существенным улучшениям характеристик протоколов в целом. Целью модификации алгоритмов может быть повышение производительности системы или уровня сжатия, что неизбежно приведет к повышению скорости отклика системы на управляющие воздействия. Следовательно, для решения поставленной задачи необходимо проанализировать известные подходы к сжатию изображений рабочего стола и возможные пути их совершенствования.

## 1. Обзор протоколов: общие характеристики и технологии, которые в них применяются

Ниже, в табл. 1, приведены общие характеристики рассматриваемых протоколов.

*Таблица 1*

**Характеристики рассматриваемых протоколов**

| Характеристика протокола | ICA | RFB (VNC) | RDP | TeamViewer | PCoIP |
|---|---|---|---|---|---|
| VDI на основе протокола | Citrix | – | Windows Azure, Amazon EC2, VMware | – | WorkSpaces, VMware |
| Транспортный протокол/порты | TCP/1494, 2598 | TCP/5900 | TCP/3389 | TCP/5938, 80, 445 UDP/dynam | UDP/4172 |

| Характеристика протокола | ICA | RFB (VNC) | RDP | TeamViewer | PCoIP |
|---|---|---|---|---|---|
| Метод обновления | вызовы функций графического интерфейса | пиксельная карта | вызовы функций графического интерфейса | пиксельная карта | пиксельная карта |
| Сжатие адаптируется к условиям сети | да | нет | да | да | да |
| Сжатие адаптируется к контенту | да | нет | да | да | да |
| Контроль за обновлением экрана | сервер | клиент | сервер | сервер | сервер |
| Операционная система на сервере | Windows, Linux | Windows, macOS, Linux | Windows, Linux | Windows, macOS, Linux | Windows |
| Операционная система на клиенте | Windows, macOS, Linux, iOS, Android, Blackberry | Windows, macOS, Linux, iOS, Android | Windows, macOS, Linux, iOS, Android | Windows, macOS, Linux, Chrome OS, iOS, Android, Blackberry | Windows, macOS, Chrome OS, iOS, Android, Fire |
| Открытое программное обеспечение | нет | да (в зависимости от реализации) | нет | нет | нет |
| Ресурсы на сервере | средние | средние | низкие | средние-низкие | средние-высокие |
| Ресурсы на клиенте | низкие | средние-высокие | средние-низкие | средние | очень низкие |

## Протокол ICA

Протокол ICA (1989) – собственное решение компании Citrix Systems. Он был разработан для удаленного доступа к рабочим столам Microsoft Windows (сейчас он также поддерживает доступ к хостам Linux). В своей основе в качестве транспортного протокола он использует TCP, однако аудиопотоки могут также передаваться с помощью UDP. Вместо пиксельной карты, он пе-

редает клиенту вызовы функций графического интерфейса. Также поддерживается обратная связь пользовательского ввода от клиента к серверу. Протокол предлагает различные приоритеты для различных потоков и транспортирует первоначально сжатые мультимедийные потоки, используя отдельные виртуальные каналы связи (до 35 каналов). ICA динамически определяет параметр сжатия в соответствии с производительностью сервера. Если на сервере на обработку отводится меньше тактов процессора, то ICA сжимает в меньшей степени, если же загрузка процессора больше, то ICA сжимает сильнее.

## Протокол RFB (VNC)

VNC (1998) реализует протокол RFB. Существуют клиентские и серверные реализации для большинства операционных систем, включая Windows, Linux, macOS и Android. В качестве открытого стандарта существуют коммерческие и свободные программные пакеты, такие как RealVNC, TightVNC, UltraVNC и TurboVNC. Как следует из его названия (Remote FrameBuffer Protocol), он функционирует на уровне буфера кадров, захватывая поток, отправляемый на видеовыход. В протоколе также поддерживается обратная связь пользовательского ввода от клиента к серверу. Используя TCP, клиент запрашивает у сервера обновления в различных частях экрана. Ответом могут быть необработанные пиксельные изображения (или другой контент, например аудио) с различными типами сжатия и качеством в зависимости от условий сети [3].

RFB работает асинхронно (после первоначального подключения), то есть только непосредственные запросы от клиента вызывают обновление, передаваемое с сервера. Это делает RFB адаптивным к скорости сети: более низкая пропускная способность приводит к меньшим обновлениям. Поскольку в последовательных кадрах имеется тенденция к небольшим изменениям между кадрами, трафик и частота обновления экрана могут быть снижены простым игнорированием переходных состояний (подобно меньшему количеству кадров в секунду в видео).

Пиксели представляются его цветами. 16- и 24-битные форматы содержат значения RGB, а 8-битный формат – ключи, которые сопоставляются с фиксированной таблицей. Заголовок включает в себя позицию (x, y), ширину, высоту и тип кодирования пикселей. Различные форматы представления пикселей делают RFB адаптивным к скорости сети, позволяя найти компромисс между частотой обновлений и качеством передаваемого изображения.

Существует 6 типов клиент-серверных сообщений:

- SetPixelFormat – задает формат пикселей.
- SetEncodings – перечисляет типы кодирования пикселей клиента в порядке предпочтения.
- FramebufferUpdateRequest – уведомляет сервер об интересе к обновлению некоторой области экрана. Ответ приходит с помощью FramebufferUpdate; одно обновление может охватывать несколько запросов. Обновления

могут быть только инкрементными, если клиент не указывает иное. Это большое преимущество для производительности, так как клиент может регулировать скорость инкрементных запросов для умеренного трафика.

- KeyEvent – означает нажатие/отпускание клавиши.
- PointerEvent – показывает движение указателя или нажатие/отпускание кнопки.
- ClientCutText – это сообщение уведомляет о том, что клиент имеет новый текст в своем буфере. Текст ограничен кодировкой Latin-1 (ISO 8859-1).

Также существует 4 типа сервер-клиентских сообщений:

- FramebufferUpdate – последовательность данных, отправленных в ответ на запрос клиента FramebufferUpdateRequest.
- SetColorMapEntries – сообщение отправляется по первому запросу клиента, если формат пикселя использует цветовую карту. Каждая запись кодируется 16 битами для каждого из цветов.
- Bell – подает звуковой сигнал на стороне клиента.
- ServerCutText – сообщение отправляется, когда сервер имеет новый текст в буфере.

Поддерживаются следующие типы кодирования: Raw, CopyRect, RRE, Hextile, TRLE, ZRLE, Cursor (псевдо-кодирование) и DesktopSize (псевдо-кодирование).

В RFB нет никакой корректирующей обработки ошибок. На этапе инициализации соединения могут быть два типа ошибок: ошибка согласования переменных протокола (например, сервер не поддерживает клиентскую версию) или ошибка проверки подлинности VNC. На оба ответа сервер закрывает соединение, предоставляя текстовую причину. Однако повторное подключение/аутентификация не происходит.

Асинхронная фаза запросов и обновлений, которые составляют большую часть коммуникации, характеризуется тем, что сервер просто игнорирует команды и запросы, которые он не может выполнить. При этом RFB реализует плохое мультиклиентное управление и особенно слабую базовую схему безопасности данных.

## Протокол RDP

RDP (1998) – это протокол, разработанный корпорацией Microsoft для систем Windows и основанный на стандартах протокола семейства T-120, с использованием сторонних клиентских и серверных реализаций для других платформ (включая Linux, macOS и Android). Он использует TCP в качестве транспортного протокола и поддерживает несколько параллельных каналов для передачи различных потоков данных. Он уменьшает объем трафика, передавая вызовы функций графического интерфейса вместо растровых изображений, когда это возможно. Первоначально сжатые мультимедийные потоки могут быть перенаправлены с сервера на клиент для локального воспроиз-

ведения клиентом (без распаковки на сервере), уменьшая нагрузку процессора на сервер и сетевой трафик [4].

Протокол RDP предназначен для обеспечения удаленного доступа через порт 3389. Приложение или служба с поддержкой RDP упаковывает данные, которые должны быть переданы, и Служба связи Microsoft направляет данные в канал RDP. Оттуда операционная система шифрует данные RDP и добавляет их во фрейм, чтобы они могли быть переданы.

Драйвер перенаправления устройств сервера терминалов (The Terminal Server Device Redirector Driver) обрабатывает все действия протокола RDP. Этот драйвер состоит из субкомпонентов, таких как драйвер RDP (Wdtshare.sys), который обрабатывает пользовательские интерфейсы, передачу, шифрование, сжатие и кадрирование. Транспортный драйвер (Tdtcp.sys) отвечает за упаковку протокола таким образом, чтобы он мог быть отправлен через сеть TCP/IP.

## Приложение TeamViewer

TeamViewer (2005) использует свои собственные промежуточные серверы для предоставления сервиса таким образом, чтобы облегчить соединение с серверами удаленных рабочих столов, которые находятся за транслятором сетевых адресов (NAT). Аутентификация выполняется с сервера клиента и удаленного рабочего стола по отношению к серверам TeamViewer. При проверке удостоверения промежуточные серверы управляют подключением клиента к серверу удаленных рабочих столов.

Управляющая связь осуществляется по протоколу TCP, а фактическая связь службы удаленных рабочих столов с сервером осуществляется по протоколу UDP. Экран обновляется в виде пиксельной карты аналогично VNC, однако в данном случае через транспортный протокол UDP. Тип информации, которая будет отображаться на экране, автоматически определяется и сжимается соответственно, учитывая также условия сети. Первоначально различные области экрана загружаются с низким разрешением; в том случае, если контент требует более высокого разрешения (высокое качество изображений или видео), он передается повторно с более высоким качеством слоя.

Безопасность TeamViewer гарантируется RSA (обмен закрытыми/открытыми ключами 2048 бит) и AES (сквозное шифрование 256 бит).

## Протокол PCoIP

Протокол PCoIP (2008) был разработан корпорацией Teradici. Сегодня его предлагают VMware View и Amazon WorkSpaces. Существуют версии для серверов на Windows и Linux. На клиенте он доступен для большинства платформ, включая планшеты Android и iOS [4].

PCoIP передает сжатое видео с экрана в реальном времени, используя динамическое сжатие, основанное на типе контента (текст, изображение, видео). Протокол транспортирует сжатые пиксельные данные по UDP. Если пользователь представляет видео в полноэкранном режиме, скорость передачи аналогична для каждого разрешения видеофайла. На клиенте используют-

ся методы интерполяции для получения видеопотока с более высоким разрешением, который заполняет экран вместо того, чтобы представлять простую масштабированную версию видео. Таким образом, изменения происходят везде на экране и, сжатый поток к клиенту представляет собой аналогичную скорость передачи, не зависящую от исходного разрешения видео.

Согласно исследованиям, несмотря на то, что есть различия между исходным и целевым потоками, нет никаких заметных артефактов сжатия. Различия могут быть заметны через тепловую карту, однако не непосредственно глазами пользователя.

## 2. Обзор алгоритмов сжатия изображения рабочего стола

Изображение рабочего стола – это файл, который может содержать текстовые данные, графику и информацию об изображении. Его, так же, как и сканированные изображения, часто называют смешанным изображением. Поскольку число компьютеров и других цифровых устройств продолжает расти, возникла острая необходимость в технологиях передачи в реальном времени изображений на экране компьютера. Так как должно быть передано огромное количество данных возникла необходимость в алгоритмах сжатия изображений рабочего стола в реальном времени. Без алгоритмов сжатия данных передача в режиме реального времени такого большого объема данных по текущим сетям с ограниченной пропускной способностью практически невозможна. На сегодняшний день подавляющее большинство существующих алгоритмов по сжатию изображений рабочего стола основаны на блоках [5].

Приведем краткие характеристики каждого рассматриваемого метода, а затем разберем их подробнее.

Адаптивный метод сжатия изображения на экране компьютера, основанный на классификации блоков:

- изображение делится на три типа блоков (текстовый/графический, изобразительный и гибридный);
- адаптивный алгоритм сжатия – изобразительный блок кодируется H.264, текстовый/графический кодируется собственным методом без потерь, а гибридный блок кодируется гибридным методом;
- образуется таблица цветов с одним компонентом яркости и двумя компонентами цветности;
- применяется кодирование переменной длины (динамическое кодирование Хаффмана или адаптивное арифметическое кодирование);
- метод лучше всего сжимает, когда изображение содержит большое количество текстовых/графических блоков (веб-изображение и изображение документа).

Метод снижения сетевой нагрузки при передаче в реальном времени изображения с рабочего стола:

- также происходит классификации изображений, однако используются более простые алгоритмы сжатия без потерь;

- полноцветное изображение представляется в виде цепочки байтов и передается по сети без сжатия (огромная нагрузка на сеть);
- при изображении в градациях серого передаются только изображения яркости (сжатие не используется);
- изменяя изображение и индексацию цвета, передается информации о цвете только измененных пикселей в изображении экрана, создается словарь (палитра) с «округленными» цветами;
- изменение бинаризации используют там, где важно определить содержание изображения, а не получить точную его копию (цветное изображение переводят в черно-белое), часто приводит к потере информации и затруднению распознавания необходимых объектов;
- метод лучше всего подходит для случаев, когда цвет объекта не важен (бинарные изображения), так как можно получить достаточно большую степень сжатия.

Блочный метод сжатия компаундного (составного) видео в реальном времени:

- основан на H.264, однако используется адаптивный алгоритм квантования и алгоритм управления скоростью;
- сначала сегментируется текст, графика и естественные изображения, а затем они сжимаются отдельно с помощью различных алгоритмов сжатия;
- в методе объединяются блочные и слоевые подходы по сжатию;
- существует предварительная обработка для устранения как пространственной, так и временной избыточности (изображение сегментируется на два слоя – текстовый/графический слой и графический слой, который представлен бинарной маской);
- для определения измененной области в текущем кадре используется другая двоичная маска;
- метод сжатия способен сжимать составное видео в реальном времени с относительно низкой вычислительной сложностью и с компенсацией движения.

## Адаптивный метод сжатия изображения на экране компьютера, основанный на классификации блоков

Данный метод сначала делит изображение на экране компьютера на неперекрывающиеся блоки 16x16, а затем каждый блок классифицируется на три типа: текстовый/графический, изобразительный и гибридный блоки на основе характеристик распределения гистограммы и количества цветов [6].

Если для сжатия экранного изображения использовать обычные алгоритмы сжатия изображений с потерями, такие как JPEG, JP2K и H.264, то это приведет к довольно плохому качеству изображения, поскольку эти алгоритмы предназначены только для сжатия естественного изображения. А присутствующий на изображении текст после сжатия будет довольно тяжело распознаваться пользователями.

Данный метод использует блочную архитектуру из-за своей низкой сложности и простоты. Вместе с этим он фокусируется на адаптивном выборе алгоритмов сжатия для различных областей изображения на основе характеристик распределения гистограммы и количества цветов. Для некоторых сложных текстовых/графических областей метод кластеризации k-Means используется для уменьшения количества цветов и повышения эффективности сжатия. Изобразительный блок кодируется методом внутреннего кодирования, подобным H.264, текстовый/графический кодируется собственным методом кодирования без потерь, предложенным в этом методе, а гибридный блок кодируется гибридным методом кодирования [6]. На рис. 1 изображена структура метода.

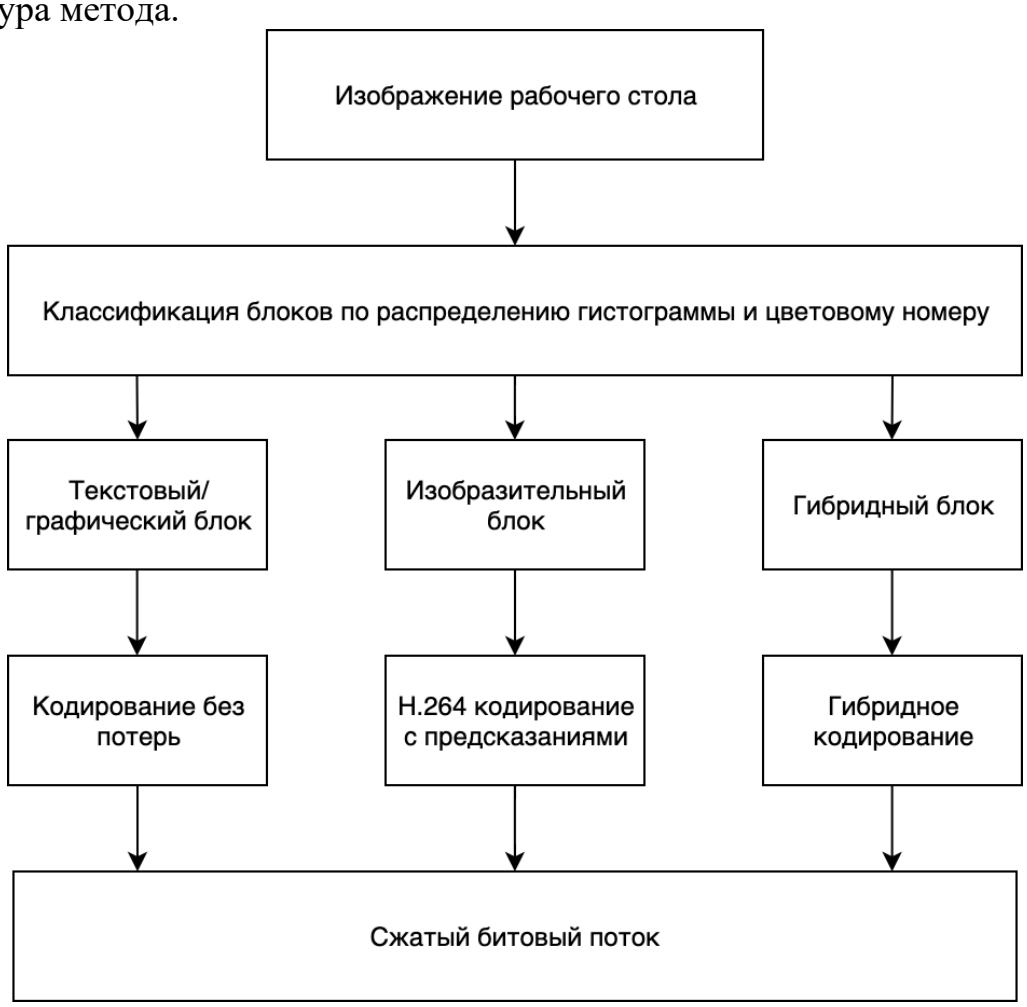



*Рис. 1. Структура метода*

Для каждого текстового/графического блока кодируется таблица цветов с одним компонентом яркости и двумя компонентами цветности, размер которой зависит от количества цветов.

Поток кодирования текстового/графического блока без потерь организован следующим образом. Во-первых, записывается количество цветов и таблица цветов, если только один цвет, то есть блок гладкий, никакая дополнительная информация не кодируется; если два цвета, то для кодирования индекса цвета используется метод переплетенного кодирования; в противном случае используется метод кодирования уровня выполнения. Отмечается, что наибольшая

длина пробега равна 16 (так же, как и размер блока), если длина того же цвета больше 16, она будет усечена до 16 и перезапущена для подсчета длины пробега. Затем пары кодируются кодированием переменной длины в зависимости от статистических характеристик, такими как динамическое кодирование Хаффмана или адаптивное арифметическое кодирование.

Метод кодирования для гибридных блоков немного сложен, поскольку он должен идентифицировать текстовые/графические пиксели из графического блока (после они кодируются с использованием метода кодирования текстовых/графических блоков без потерь), однако обычно гибридный блок занимает лишь небольшую долю в изображениях на экране компьютера, и увеличение вычислительной сложности незначительно для кодера и декодера.

Согласно результатам экспериментов данный метод позволяет точно выделить три типа блоков. Так можно сделать вывод, что по производительности сжатия и субъективному качеству изображений метод может превзойти JPEG и JP2K в большинстве случаев, особенно когда изображение содержит большое количество текстовых/графических блоков, таких как веб-изображение и изображение документа. Метод цветовой кластеризации позволяет эффективно уменьшить количество цветов для сложных текстовых/графических блоков.

### Метод снижения сетевой нагрузки при передаче в реальном времени изображения с рабочего стола

В данном методе используется аналогичный с методом SPEC (алгоритм компаундного сжатия изображений) подход классификации изображений и их раздельного кодирования, но применяются более простые алгоритмы сжатия без потерь и реализована реальная система передачи данных для передачи динамически изменяющихся изображений на экране компьютера [7].

Таким образом, применяя процедуру сжатия словаря и «цветового округления» измененных частей изображения на стороне передатчика, получается полноцветное экранное изображение с небольшой потерей цвета только в тех местах, где были незначительные изменения на стороне приемника.

При проведении экспериментов рассматривались несколько сценариев передачи изображений с экрана компьютера:

- Передача полноцветного изображения (FCI).
- Передача изображений в градациях серого (GI).
- Изменение изображения и индексация цвета (IC&CIC).
- Изображение изменяет бинаризацию (ICBC).

Для передачи полноцветного изображения (FCI) полноэкранное изображение представляется в виде цепочки байтов и передается по сети без сжатия. На принимающей стороне передаваемое изображение создается путем обработки принятого потока байтов. Передача происходит без какой-либо потери качества, но есть ощутимая нагрузка на сеть.

Метод, названный GI, состоит из передачи только изображения яркости. Он не использует никаких дополнительных алгоритмов сжатия. Канал

яркости получается в передаче данных GI после преобразования полноцветного изображения из RGB в формат HLS, который используется во всех предложенных алгоритмах обработки. Вес пиксельного представления не превышает одного байта, что позволяет добиться значительного снижения нагрузки на сеть.

Метод IC&CIC включает передачу информации о цвете только измененных пикселей в изображении экрана. Для кодирования изображения на основе цветовой индексации создается словарь (палитра) для сжатия. Созданная цветовая палитра имеет резервацию для так называемых округленных цветов, которые будут использоваться для «цветового округления» представления цвета во вспомогательной части словаря. Далее производится попиксельное сравнение текущего изображения с предыдущим. При обнаружении несоответствия цветовых индексов для последовательных пикселей текущего и предыдущего изображений проверяется цветовой индекс в палитре предыдущего изображения. Если этот цвет существует, то новый цветовой индекс из главной части словаря передается получателю, а если цвет отсутствует в палитре, то передается «округленный цвет». Для повышения степени сжатия используется кодирование повторяющихся цветовых элементов (индексов).

Метод ICBC может быть использован там, где важно определить содержание изображения, а не получить точную его копию. Для определения содержания изображения рассматривается применение так называемой процедуры бинаризации, которая преобразует цветное или серое изображение в изображение, имеющее только черно-белые пиксели. Очевидно, что переход к черно-белой копии изображения на экране значительно снизит нагрузку на сеть. Существует множество различных алгоритмов бинаризации изображений. Однако они часто используются для преобразования серого изображения, что приводит к потере информации и затруднению распознавания необходимых объектов. Для решения этой задачи можно использовать выделение наиболее информативных частей компонентов цветного изображения или выполнять бинаризацию изображения параллельно для всех компонентов, что приводит к увеличению сложности. Поэтому для повышения точности преобразования и сокращения времени выполнения данной процедуры предлагается адаптивный алгоритм бинаризации, основанный на яркости изображения HLS. Процесс бинаризации выполняется локально с использованием второго компонента HLS с динамическим порогом, что значительно повышает качество распознавания и количество обнаруживаемых элементов.

В случае бинарного изображения, когда цвет объекта не важен, можно получить достаточно большую степень сжатия и тем самым значительно снизить нагрузку на сеть. Преобразование из трехбайтового формата изображения в двоичный приводит к достижению степени сжатия в два десятка раз.

Для получения каких-либо результатов было проведено два теста [7]. В первом тесте изменения в палитре скриншотов были значительными (предварительный просмотр видео). Во втором тесте изменения палитры скриншотов были незначительными (печать текста). Результаты представлены в табл. 2.

*Таблица 2*

**Сетевая нагрузка от пикового значения**

| Метод | Передача при незначительных изменениях палитры | Передача при значительных изменениях палитры |
|---|---|---|
| FCI | 100% | 100% |
| GI | 25% | 25% |
| IC&CIC | 18% | 0,33% |
| ICBC | 9% | 0,07% |

## Блочный метод сжатия компаундного (составного) видео в реальном времени

Данный метод предлагает новый подход сжатия видео, основанный на H.264. Для повышения визуальной производительности и эффективности сети предлагается адаптивный алгоритм квантования и алгоритм управления скоростью для компаундного сжатия видео [8].

Многие другие методы основаны на компаундном сжатии изображений вместо компаундного сжатия видео. Другими словами, они пытаются устранить пространственную избыточность в одном изображении. Поскольку составное изображение представляет собой смесь текста, графики и естественных изображений, оно может быть лучше сжато, если известна предшествующая информация. С учетом этой информации к различным типам изображений применяются различные алгоритмы сжатия. Однако в современных компьютерных операционных системах вряд ли получится получить эту предварительную информацию. Поэтому наиболее интуитивный подход заключается в том, чтобы сначала сегментировать текст, графику и естественные изображения, а затем сжимать их отдельно с помощью различных алгоритмов сжатия.

Предыдущие работы по компаундному сжатию видео можно разделить на две категории: методы на основе слоев и методы на основе блоков.

В большинстве слоевых подходов для представления изображений используется модель смешанного растрового содержимого (MRC). MRC – это очень распространенная модель, используемая для отсканированных изображений документов, и она обеспечивает многослойное представление составного изображения с большим разрешением. Базовая модель MRC представляет цветное изображение в виде двух слоев цветного изображения: переднего плана (FG) и фона (BG), а также слоя бинарной маски. Маска описывает, как восстановить конечное изображение из слоев FG/BG [7].

Блочные подходы также изучаются из-за их низкой вычислительной сложности, что более подходит для приложений реального времени. Некоторые ученые предлагают алгоритм классификации на основе гистограммы, который классифицирует каждый блок изображения 16x16 на четыре типа, а за-

тем применяет различные алгоритмы сжатия к различным типам. Другие предлагают алгоритм классификации, работающий на границах объектов, который быстр и требует очень мало памяти. Также известен алгоритм извлечения и кодирования примитивов формы, который сегментирует изображение на два типа блоков, текстовый/графический блок и графический блок. Все примитивы формы из обоих типов блоков сжимаются без потерь с помощью комбинированного алгоритма кодирования на основе формы и палитры.

Слоевые подходы используют маску всего изображения для представления слоев FG/BG, и это более точно по сравнению с блочными подходами, которые используют локальные статистические свойства для классификации блоков изображения на несколько групп. Однако блочные алгоритмы работают быстрее и используют меньше памяти, что более подходит для приложений реального времени.

В этом методе предлагается объединить эти два подхода и использовать их в методе сжатия видео на основе блоков, таком как H.264. Преимущество использования видеокодирования при компаундном сжатии документов состоит в том, что временная избыточность уже хорошо изучена при сжатии видео, поэтому она намного эффективнее, чем простое сжатие неподвижного изображения. Блок-схема рассматриваемого метода изображена на рис. 2.

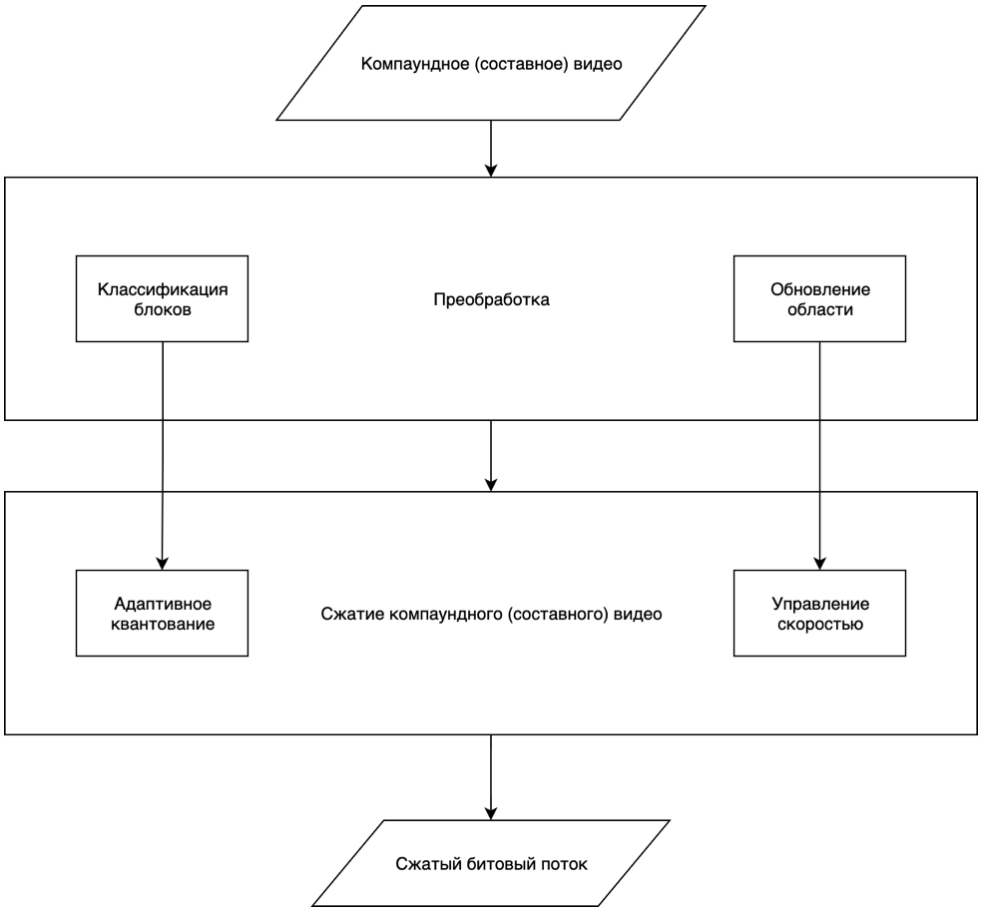



*Рис. 2. Блок-схема рассматриваемого метода сжатия*

В этой системе сжатия существует предварительная обработка. В современных алгоритмах кодирования видео практически отсутствует предварительная обработка из-за высокой вычислительной сложности. Однако при компаундном сжатии видео требуется предварительная информация для устранения как пространственной, так и временной избыточности. Предварительная обработка включает в себя два этапа. Во-первых, сегментируется изображение на два слоя – текстовый/графический слой и графический слой, который представлен бинарной маской. Также используется алгоритм быстрого обнаружения для определения измененной области в текущем кадре по сравнению с предыдущим кадром и используется другая двоичная маска для указания обновленной области.

Однако, в отличие от слоевых подходов, нам не нужно передавать маску, а только использовать ее для адаптивного квантования позже при сжатии видео. Кроме того, традиционный алгоритм управления скоростью в H.264 не подходит для компаундного сжатия видео, потому что там менее регулярное движение объекта и больше изменений в сценах. Для решения этой задачи предлагается новый алгоритм управления скоростью компаундного сжатия видео, основанный на бинарной маске обновленных областей [8].

Экспериментальные результаты показывают, что этот метод превосходит предыдущие методы сжатия сложных изображений, как по визуальному качеству, так и по нагрузке сети [8]. Согласно экспериментальным результатам, этот метод сжатия способен сжимать составное видео в реальном времени с относительно низкой вычислительной сложностью и с компенсацией движения. Визуальное качество составного видео получается намного лучше, чем при сжатии составного изображения.

## Заключение

В статье сравниваются современные протоколы передачи данных с удаленного рабочего стола. На основе полученных результатов сделаны выводы о проблемных местах рассмотренных протоколов. Для их улучшения могут быть использованы алгоритмы сжатия, адаптированные к работе с изображением рабочего стола, обзор которых также дан в статье. Комбинируя подходы и изменяя параметры описанных алгоритмов, с учетом специфики современных мобильных устройств и характеристик прямого и обратного канала связи, можно разработать более совершенный протокол с точки зрения минимизации потерь при передаче и снижения требований к пропускной способности сети.

Можно использовать метод, повышающий сжатие изображений за счет цветового преобразования и подмены цветового пространства, описанный в работе [9]. Основная идея предложенного в метода состоит в использовании модифицированного алгоритма предварительной обработки цветового пространства (YUV/YCrCb-преобразования – Extended YUV, E-YUV), который пытается избавиться от избыточности (присутствия одной и той же информации на всех трех компонентах), повышая эффективность работы кодеков. По результатам экспериментов, приведенных в работе [9], цветовое преобра-

зование E-YUV позволяет более эффективно сжимать синтетические и компьютерные изображения (выигрыш при сжатии без потерь доходит до 52%). При этом эффективность сжатия фотореалистичных изображений не меняется.

Второй независящий от свойств канала подход к улучшению протоколов в области передачи изображения рабочего стола, явно недоиспользованный на данный момент, – это применение адаптивного арифметического кодирования. Например, решения, предлагаемые в работах [10, 11, 12, 13].

Объединение этих двух техник позволит повысить уровень сжатия и обеспечить меньшую нагрузку на сеть, и тем самым более высокую скорость отклика системы в целом.

**Библиографический список**

1. Magana E. Remote access protocols for Desktop-as-a-Service solutions / Eduardo Magana, Iris Sesma, Daniel Morato, Mikel Izal// PLoS ONE 14(1): e0207512. 2019.

2. Pronchev V.V. Lossless Image Compression for Mobile Remote Desktop / V.V. Pronchev, A.V. Tuzikov// 2014 IEEE International Conference on Cloud Engineering (IC2E). 2004.

3. Stolerman A. The Remote Framebuffer (RFB) Protocol Analysis / Ariel Stolerman// CS544, Drexel University. 2013.

4. Kouril J. Performance analysis and comparison of virtualization protocols, RDP and PCoIP / Jiri Kouril, Petra Lambertov// Brno University of Technology. 2010.

5. Theis L. Lossy Image Compression with Compressive Autoencoders / Lucas Theis, Wenzhe Shi, Andrew Cunningham, Ferenc Huszar// ICLR 2017 conference submission. 2016.

6. Shen Y. Classification-Based Adaptive Compression Method for Computer Screen Image / Yanfei Shen// 2012 IEEE International Conference on Multimedia and Expo Workshops. 2012.

7. Ivanov A. Methods to reduce network load when transmitting computer images in real time / A. Ivanov, B. Assanovich, D. Aleksyuk// Pattern Recognition and Information Processing (PRIP'2016): Proceedings of the 13th International Conference. 2016.

8. Bing Han. Block-based method for real-time compound video compression / Bing, Dapeng Wu, Huipin Zhang// 29th Irish Signals and Systems Conference (ISSC). 2018.

9. Minchenkov V. Extended YUV Color Transform for Lossless Image Compression / V. Minchenkov, A. Sergeev, M. Turlikov// Proc. the 11th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications.

10. Belyaev E. Binary Arithmetic Coding System with Adaptive Probability Estimation by "Virtual Sliding Window" / E. Belyaev, M. Gilmutdinov, A. Turlikov// Proc. IEEE International Symposium on Consumer Electronics. 2006. Pp. 1-5.

11. Belyaev E. Complexity analysis of adaptive binary arithmetic coding software implementations / Belyaev E., Veselov A., Turlikov A., Kai L. //Smart Spaces and Next Generation Wired/Wireless Networking. 2011. V. 6869. Pp. 598-607.

12. Belyaev E. An efficient adaptive binary arithmetic coder with low memory requirement. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing / E. Belyaev, A. Turlikov, K. Egiazarian, M. Gabbouj // Proc. IEEE International Symposium on Consumer Electronics. 2013. V. 20137(6). Pp.1053-1061.

13. Belyaev E. Adaptive power saving on the receiver side in digital video broadcasting systems based on progressive video codecs / E. Belyaev, T. Koski, J. Paavola, A. Turlikov, A. Ukhanova// Proc. IEEE International Symposium on Consumer Electronics. 2008.

**УДК 543.42**

***С.Н. Елисеев****
доктор технических наук, профессор
***Н.В. Степанова*****
аспирант
***Л.Н. Трифонова*****
аспирант
*Московский технический университет связи и информатики
**Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики

# КООПЕРАТИВНОЕ ЗОНДИРОВАНИЕ СПЕКТРА В КОГНИТИВНЫХ РАДИОСЕТЯХ С РЕЛЕЕВСКИМИ ЗАМИРАНИЯМИ

Зондирование спектра на частотах «белых пятен» является важной функцией для сетей когнитивного радио. Характеристики обнаружения лицензированных пользователей одиночными вторичными пользователями (ВП) будут ухудшаться под влиянием замираний в радиоканалах, как в каналах зондирования, так и каналах доставки результатов. Надёжное обнаружение лицензируемых первичных пользователей (ПП) реализуется на базе кооперации ВП-кооперативного зондирования спектра (КоСЗ). Две возможности улучшения характеристик КоСЗ рассматриваются в этой статье. Во-первых, в канале зондирования вместо схемы однопорогового обнаружения применена четырёх пороговая схема с зоной стирания. На центральную станцию КоСЗ (ЦС) пересылаются только «значимые» локальные решения ВП, которые не попадает в зону «стираний», при этом уменьшается среднее число сообщений, пересылаемых по каналу доставки на ЦС. Во-вторых, двухбитовые символы локальных решений ВП передаются по каналу доставки символами QPSK-HM. Старший по иерархии бит символа отображает локальное решение ВП, а младший – степень достоверности этого решения. Такое решение не приводит к увеличению трафика по каналу доставки при одновременном увеличении вероятностных характеристик обнаружения.
***Ключевые слова*****:** Зондирование спектра «белых пятен», двух-пороговое обнаружение, вероятностные характеристики обнаружения лицензированных пользователей, когнитивное радио, иерархическая модуляция в каналах доставки с ошибками, релеевские замирания.

***S.N.Eliseev****
PhD, Professor
***N.V.Stepatova*****
Postgraduate Student
***L.N.Trifonova*****
Postgraduate Student
* Moscow technical university of communications and informatics
** Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics

# COOPERATIVE SPECTRUM SENSING IN COGNITIVE RADIO NETWORKS WITH RAYLEIGH FADINGS

Spectral sensing in “white space frequencies is important feature for cognitive radio networks. Performances of detection of licensed users by individual secondary users (SU) degraded under

the influence of the fading in radio channel, both in the sensing channel and in the reporting channels. Reliable detection of licensed primary users (PU) is implemented on the basis of cooperation of SU (CSS). Two solutions to improve the performances of the CSS are introduced in this paper. First, in the sensing channel, instead of single-threshold detectors scheme, a four-threshold scheme with an "erasure" zone is applied. Only "significant" local decisions from SU that do not fall within "erasure" zone are sent to the central station of CSS, while reducing the average number of messages sent via the reporting channel using QPSK-HM twobit symbols. The highest bit in the hierarchy of the symbol shows the local decision of the VP, and the lowest bit shows the likelyhood level of this decision. This solution does not lead to an increase in traffic over the reporting channel while improve the performances CSS.
***Keywords:*** Spectral sensing of "white spaces", double-threshold detection, performances of detection of licensed primary users, cognitive radio, hierarchical modulation, Rayleigh fading

## Введение

Зондирование лицензируемых полос радиочастотного спектра – это важнейшая функция когнитивной радиосети (КРС). По результатам такого зондирования решается вопрос допуска терминалов вторичных пользователей (ВП) в КРС, поскольку первое требование для ВП заключается в том, что не создавать помех лицензированным первичным пользователям (ПП) [1]. Задача зондирования формулируется как задача статистической проверки бинарной гипотезы: значение $D_i$ локального решения i-го ВП

$$D_i = \{0, \text{если решение в пользу } H_0 - \text{отсутствие ПП};$$

$$\{1, \text{если решение в пользу гипотезы } H_1 - \text{присутствие ПП в сети.} \quad (1)$$

Основными характеристиками зондирования являются $P_d$ – вероятность обнаружения ПП, когда он присутствует в сети и $P_f$ – вероятность ложной тревоги, т.е. решения о присутствии ПП, при его фактическом отсутствии. Максимальная величина $P_d$ означает минимальную вероятность создания помех ПП, в то время как минимизация $P_f$. означает максимальные возможности для допуска ВП в сеть.

Для надёжного обнаружения ПП, в частности решения проблемы «скрытых» ПП применяют метод кооперативного спектрального зондирования (КоСЗ) [2,3]. Суть метода КоСЗ заключается в совместном зондировании спектра на предмет решения: ПП обнаружен и доступ ВП в сеть запрещён или ПП отсутствует и доступ ВП разрешён в пределах зондируемой полосы частот.

## Описание системы КоСЗ

Структурная схема системы работающей по принципам КоСЗ приведена на рис.1. Каждый отдельный ВП формирует своё локальное решение $D_i$, сравнивая выходной сигнал детектора энергии $E_i$ [2] с пороговой величиной $\Lambda$:

$$D_i = 1, \text{ если } E \geq \Lambda \quad (1a)$$

Затем эти решения по каналу доставки передаются на ЦС, где выносится общее решение относительно обнаружения ПП в зондируемой полосе частот. В данной работе предполагается статистическая независимость локальных решений $D_i$.

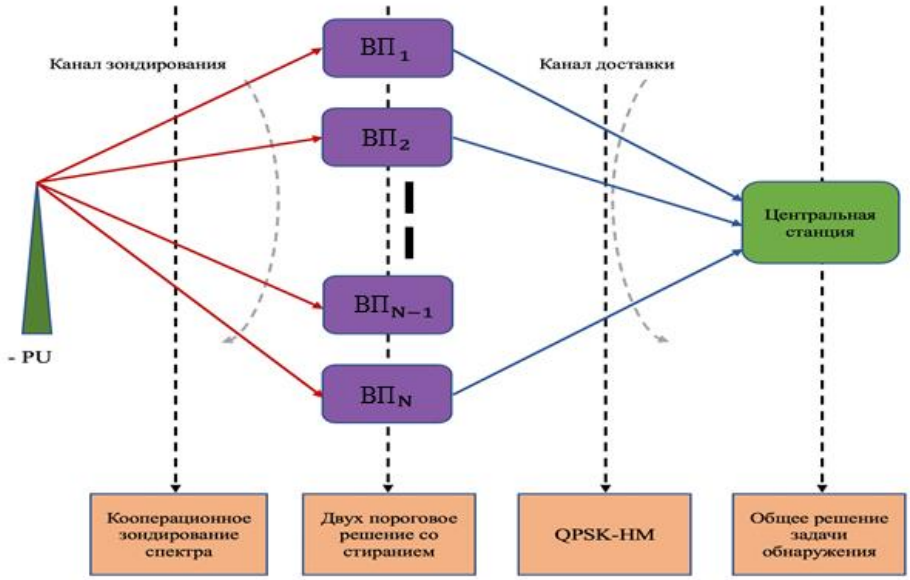



*Рис.1 Структурная схема системы, работающей по принципам КоСЗ*

В качестве логического правила «слияния» локальных решений для получения общего, глобального решения в ЦС применяется общее правило $K$ - из- $N$, согласно которому ЦС решает в пользу гипотезы $H_1$ для всех случаев, когда не менее К зондирующих ВП, из общего числа $N$, участвующих в зондировании ВП, обнаруживают присутствие ПП. Формула общей вероятности обнаружения ПП подчиняется биномиальному распределению [2]:

$$Q_d = \sum_{k}^{n} C_n^k P_d^k \left(1 - P_d\right)^{N-K}, \qquad (2)$$

где $P_d$ – средняя вероятность обнаружения для одного ВП.

Частные случаи правила $K$ - из - $N$ это правила ИЛИ (OR) при $K = 1$, И (AND) при $K = N$ и мажоритарное правило «большинства» $K \geq N/2$.

Схема реализующая метод КоСЗ может стать достаточно сложной и потреблять недопустимо большие ресурсы сети, особенно при наличии в ней $N$ – большого числа ВП. В качестве мер сокращения трафика и сокращения времени принятия общего решения на ЦС, при больших $N$, в процессе КоСЗ используются:

- переход в канале зондирования от однопороговой схемы принятия «жёстких» решений с порогом $\Lambda$ к двухпороговой схеме, с зоной «стираний» решений $\lambda_1 \leq Y_i \leq \lambda_2$, где $Y_i$ – выходной сигнал, энергетического детектора i-того ВП [3]. В двухпороговой схеме можно сократить число активных ВП до $K \leq N$, если $N - K$ выходных сигналов $E_i$, детекторов ВП попадает в зону

«стираний». Эти локальные решения для $N-K$ детекторов не передаются на ЦС, поскольку они квалифицируются как наименее надёжные, вероятность ошибочного решения, в силу близости к единственному порогу $\Lambda$: $\lambda_1 < \Lambda \le \lambda_2$, для них велика. Таким образом сокращается трафик по каналу доставки, при малом влиянии «стёртых» решений на правильный суммарный результат зондирования на ЦС.

Двухпороговая схема может применяться в сочетании со «смягчёнными» двухбитовыми локальными решениями активных $K$, которые формируются по правилу, иллюстрируемому рис.2.

«Смягчённые» двухбитовые локальные решения ВП передаются по каналу доставки посредством иерархической QPSK_HM модуляции [5], что позволяет избежать увеличения скорости передачи символов данных в канале доставки и обеспечить приоритет (посредством увеличения доли мощности) для передачи $a_i$ – старших бит дибита решений $D_i = a_i b_i$.

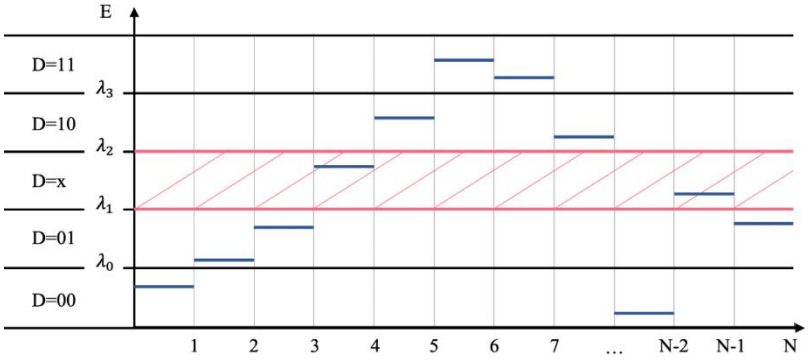



*Рис.2 Многоуровневые решения с зоной стираний.*

Как следует из приведённого объяснения и диаграммы на рис.2, старший бит $a_i$ определяет наличие или отсутствие ПП, в то время, как младший бит $b_i$ характеризует степень достоверности решения. Соответственно, при суммировании локальных решений этим битам на приёмной стороне ЦС назначаются разные весовые коэффициенты $w_i > 1$ для $a_i$ и 1 для $b_i$

Следуя методике определения характеристик обнаружения канала зондирования, изложенной в [3] введём следующие обозначения:

– $\gamma$ – среднее значение SNR, отношения сигнал/шум в канале зондирования;

– $m$ – база сигнала зондирования одного ВП, равная произведению произведения полосы частот на длительность сигнала;

– $F(\lambda), G(\lambda)$ – условные интегральные функции распределения накопленной энергии $E_i$ $i$-го ВП, соответственно при гипотезах $H_0$ и $H_1$, для релеевских замираний и белого гауссовского шума:

$$F(\lambda) = \int_0^{\lambda} f(E \mid H_0) dE = 1 - \frac{\Gamma\left(m, \frac{\lambda}{2}\right)}{\Gamma(m)}, \qquad (3a)$$

$$G(\lambda)=\int_0^{\lambda} f(E\,|\,H_1)dE = 1-e^{-\frac{\lambda}{2}}\sum_{n=0}^{m-2}\frac{1}{n!}\left(\frac{\lambda}{2}\right)^n+\left(\frac{1+\gamma}{\gamma}\right)^{m-1}\times$$
$$\times\left[e^{-\frac{\lambda}{2(1+\gamma)}}-e^{-\frac{\lambda}{2}}\sum_{n=0}^{m-2}\frac{1}{n!}\left(\frac{\lambda\gamma}{2(1+\gamma)}\right)^n\right]. \qquad (3b)$$

Обозначим $\Delta_0$ и $\Delta_1$ – условные вероятности попадания накопленной ВП энергии в «зону стирания», соответственно при гипотезах $H_0$ и $H_1$;

$\beta_0$ и $\beta_1$ – условные вероятности отсутствия результатов зондирования в схеме КоСЗ при гипотезах $H_0$ и $H_1$; соответственно:

$$\beta_0=(\Delta_0)^N=(F(\lambda_2)-F(\lambda_1))^N, \qquad (4a)$$

$$\beta_1=(\Delta_1)^N=(G(\lambda_2)-G(\lambda_1))^N. \qquad (4b)$$

Введём обозначения вероятности каждой из гипотез как $P_0(H_0)$ и $P_1(H_1)$ и тогда $K_{cp}$ – среднее число активных ВП, передающих свои решения на ЦС равно [3]:

$$K_{cp}=N(1-P_0\Delta_0-P_1\Delta_1), K_{cp}<N. \qquad (5)$$

Эффективность двухпороговой схемы определяется отношением $K_{cp}/N$, зависящей от двух параметров: $\lambda_2-\lambda_1$ и $\gamma$, причём $\Delta_0$ не зависит от $\gamma$. Зависимость $\Delta_1$ от $\gamma$, $\lambda_2$ и $\lambda_1$ имеет убывающий характер $\Delta_1$ по мере убывания аргументов при сохранении $\lambda_2-\lambda_1$ постоянной, что означает уменьшение эффективности введения стирания согласно (5).

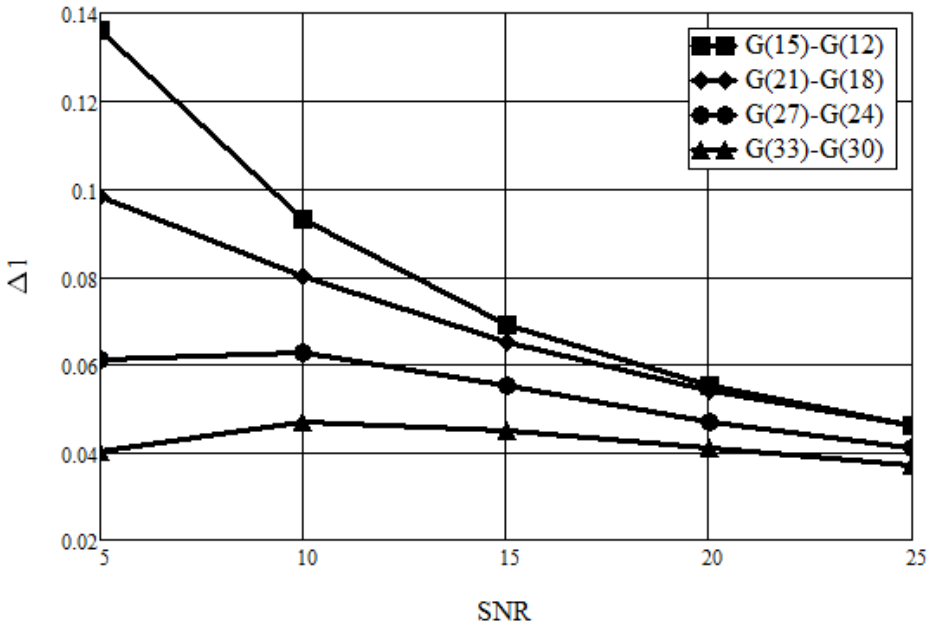



*Рис.3 Размер зоны «стираний»*

**Характеристики обнаружения для одиночного ВП**

Рассмотрим в качестве примера модельную ситуацию, изображённую на рис.4

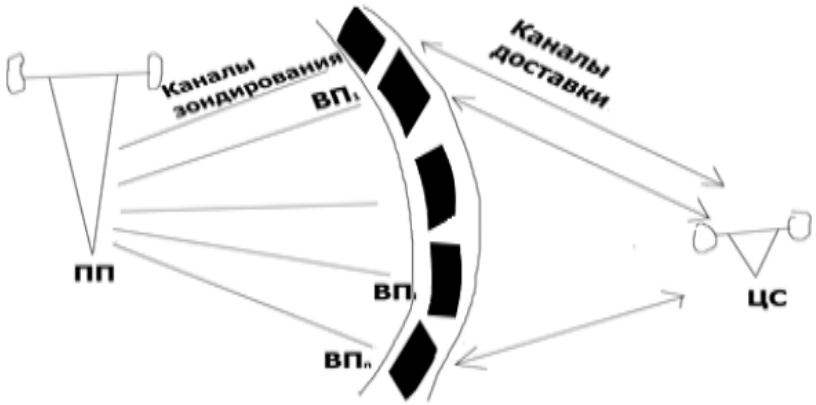



*Рис.4 Пример модели системы КоСЗ*

Здесь все ВП располагаются или перемещаются по радиальной относительно ПП трассе, что позволяет считать в (3b) γ- среднее значение SNR, одинаковым для всех ВП.

Определим индивидуальные условные вероятности обнаружения ПП в двухпороговой схеме (локального решения $D_i = 1/H_1$):

$$P_d\left(1/1\right) = 1 - G(\lambda_2), \tag{6a}$$

где $j/1$ вероятность события при истинной гипотезе $H_1$.

По аналогии индивидуальная условная вероятность «ложной тревоги» (локального решения $D_1 = 1/H_0$):

$$P_f\left(1/0\right) = 1 - F(\lambda_2), \tag{6b}$$

Вероятности ошибочных локальных решений:

$$P_m\left(0/1\right) = G(\lambda_1). \tag{6c}$$

Далее будем использовать обозначения $G_t = G(\lambda t)$, $F_t(\lambda t)$ при $t = 0,1,2,3$

Для двухбитовых сообщений (локальных решений, показанных на рис.2) соответствующие условные вероятности обнаружения и «ложной тревоги» каждого ВП имеют вид:

Вероятности обнаружения:

$$P_d(11/1) = 1 - G_3; P_d(10/1) = G_3 - G_2. \tag{7a}$$

Вероятности ошибочных решений:

$$P_m(01/1) = G_1 - G_0; P_m(00/1) = G_0. \tag{7b}$$

Вероятности «ложной тревоги»:

$$P_d(11/0)=1-F_3; P_d(10/0)=F_3-F_2. \quad (7c)$$

Полагая характер замираний в канале доставке также релеевским (3а), а также в первом приближении параметр s, среднее значение отношения сигнал/шум одинаковым для всех ВП, определим характеристики помехоустойчивости канала доставки через индивидуальные характеристики одиночных ВП.

Диаграмма дискретного отображения канала доставки изображена на рис.5, на которой линии условно изображают вероятности доставки передаваемого сообщения (левый столбец) на ЦС (правый столбец) на рис. 5.

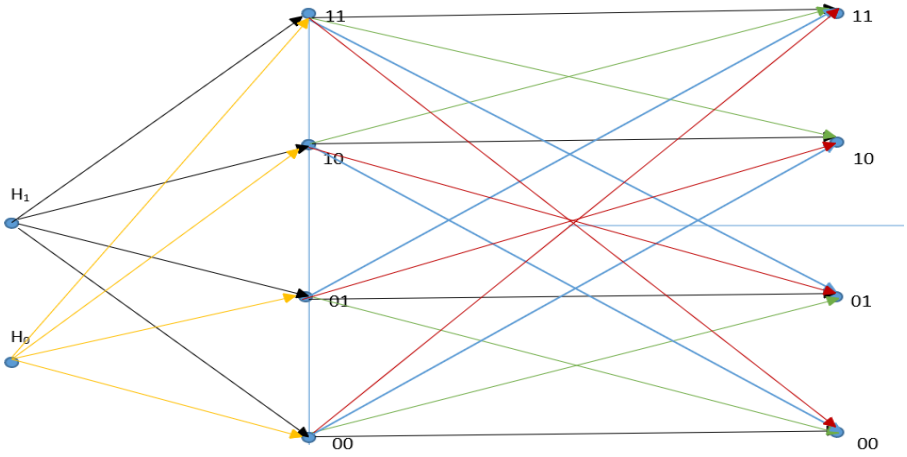



*Рис. 5. Диаграмма формирования сообщений ЦС*

Переходные условные вероятности для несовпадающих переданных и принятых сообщений – это вероятности ошибочного приёма сообщений, вероятности ошибок в канале доставки.

Используемые для передачи по каналу доставки созвездия сигналов QPSK-НМ показаны на рис.5. Фазовый угол $\theta$ определяет степень иерархичности старшего бита $a_i$ относительно младшего, бита $b_i$ [5].

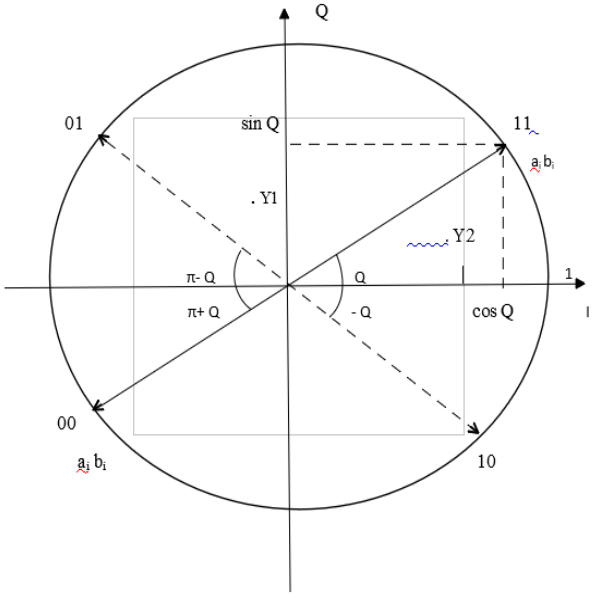



*Рис. 6. Созвездие сигналов QPSK-НМ*

Как было отмечено выше, характеристики каналов для всех ВП (замирания релеевские, помехи АБГШ) одинаковые и полагаем процесс когерентной демодуляции идеальным, без ошибок в оценке параметров канала, получаем идентичные характеристики помехоустойчивости, вероятности ошибок для всех ВП. для однобитового обнаружения диаграмма, приведённая на рис.5, сводится к тандему известных в литературе диаграмм бинарного симметричного канала

Характеристики соответствующих условных вероятностей на выходе такого канала определяются следующими формулами:

- вероятность обнаружения ПП:

$$P_d(1) = P_d\left(\frac{1}{1}\right)\left(1-P(e)\right) + P_m\left(\frac{0}{1}\right)P(e) = \left(1-G_2\right)\left(1-P(e)\right) + G_1P(e). \quad (8a)$$

- вероятность ошибочного решения:

$$P_m(1) = P_m\left(\frac{0}{1}\right)\left(1-P(e)\right) + P_d\left(\frac{1}{1}\right)P(e) = G_1\left(1-P(e)\right) + \left(1-G_2\right)P(e). \quad (8b)$$

-вероятность «ложной тревоги»:

$$P_f(1) = P_m\left(\frac{1}{0}\right)\left(1-P(e)\right) + P_d\left(\frac{0}{0}\right) = \left(1-F_2\right)\left(1-P(e)\right) + F_1P(e). \quad (8c)$$

Модулируя бинарные жёсткие локальные решения каждого ВП по методу BPSK (1=>1, 0=>-1) выражение вероятности битовой ошибки в рассматриваемых условиях имеет вид [7]:

$$P(e) = \frac{1}{2}\left(1-\sqrt{\frac{s}{s+1}}\right), \quad (9)$$

Для двухбитовых решений в соответствии со схемой рис.4 условные вероятности на выходе канала доставки имеют вид:

– вероятность приёма сообщения 11 при $H_1$:

$$\begin{aligned} P_1(11/H_1) &= P_1(11/11) + P_1(11/10) + P_1(11/01) + P_1(11/00) = \\ &= \left(1-G_3\right)\left(1-P(e\textstyle\sum)\right) + \left(G_3-G_2\right)P(e1) + \left(G_1-G_0\right)P(e2) + G_0P(e3), \end{aligned} \quad (10a)$$

где $P(e\sum) = P(e1) + P(e2) + P(e3)$.

– вероятность приёма сообщения 10 при $H_1$:

$$\begin{aligned} P_1(10/H_1) &= P_1(10/10) + P_1(10/11) + P_1(10/01) + P_1(10/00) = \\ &= 1-P(e\textstyle\sum) + \left(1-G_3\right)P(e1) + \left(G_1-G_0\right)P(e3) + G_0P(e2). \end{aligned} \quad (10b)$$

– вероятность приёма сообщения 11при $H_0$:

$$\begin{aligned} P_0(11/0) &= \left(1-F_3\right)\left(1-P(e\textstyle\sum)\right) + \left(F_3-F_2\right)P(e1) + \\ &+ \left(F_1-F_0\right)P(e2) + F_0P(e3). \end{aligned} \quad (10c)$$

– вероятность приёма сообщения 10 при $H_0$:

$$P_0(10/H_0) = \left(F_3 - F_3\right)\left(1 - P(e\sum)\right) + \left(1 - F_3\right)P(e1) + \\ + \left(F_1 - F_0\right)P(e3) + F_0P(e2). \tag{10d}$$

– вероятность приёма сообщения 00 при $H_1$:

$$P_1(00/H_1) = P_1(00/00) + P_1(00/01) + P_1(00/10) + P_1(00/11) = \\ = G_0\left(1 - P(e\sum)\right) + \left(G_1 - G_0\right)P(e1) + \left(G_3 - G_2\right)P(e2) + \left(1 - G_3\right)P(e3). \tag{10e}$$

– вероятность приёма сообщения 01 при $H_1$:

$$P_1(01/H_1) = P_1(01/01) + P_1(01/00) + P_1(01/10) + P_1(01/11) = \\ = \left(G_1 - G_0\right)\left(1 - P(e\sum)\right) + G_0P(e1) + \left(G_3 - G_2\right)P(e3) + \left(1 - G_3\right)P(e2). \tag{10f}$$

Тогда вероятность обнаружения ПП по правилу логического ИЛИ для одиночного ВП (без учёта $w_i$ весов сообщений) равна:

$$P_d = P_1(11/H_1) + P_1(10/H_1). \tag{11a}$$

– вероятность «ложной тревоги» равна:

$$P_f = P_0(11/H_0) + P_0(10/H_0). \tag{11b}$$

– вероятность «пропуска цели» равняется:

$$P_m = P_1(00/H_1) + P_1(01/H_1). \tag{11c}$$

Вероятности ошибок приёма QPSK-НМ модулированных сигналов в рассматриваемых условиях могут быть получены из общих формул [5], принимающих вид для старшего значащего бита $a_i$:

$$P_e(a_i) = \frac{1}{2} - \sqrt{\frac{2}{\pi}s_c} \times \frac{r\left(\frac{3}{2}\right)}{r\left(\frac{1}{2}\right)} \times {}_2F_1\left(\frac{1}{2};\frac{3}{2};\frac{3}{2};-2s_c\right), \tag{12a}$$

для младшего значащего бита $b_i$:

$$P_e(b_i) = \frac{1}{2} - \sqrt{\frac{2}{\pi}s_c} \times \frac{r\left(\frac{3}{2}\right)}{r\left(\frac{1}{2}\right)} \times {}_2F_1\left(\frac{1}{2};\frac{3}{2};\frac{3}{2};-2s_s\right), \tag{12b}$$

где $s_c = s \cdot \cos\theta$; $s_s = s \cdot \sin\theta$; $\theta$ – параметр иерархичности QPSK-НМ; ${}_2F_1$ (. ; . ; . ; .) – гипергеометрическая функция Гаусса.

Для формул (10a) – (10f) $P(e1) = P_e(b_i)$, $P(e2) = P_e(a_i)$, $P(e3)$ определяется по формуле (9).

Результаты расчёта характеристик обнаружения отдельных ВП по вышеприведённым формулам для разных вариантов схем зондирования и доставки представлены в таблице 1 для одного конкретного примера:

*Таблица 1*

**Показатели одиночного ВП в различных схемах КоСЗ**

| Схема КоСЗ / Показатель | 1 пороговое зондирования и жесткие 1 бит решения | 2 пороговое зондирования и жесткие 1 бит решения | 1 пороговое зондирования и 2-ух битовые решения | 2 пороговое зондирования и 2-ух битовые решения |
|---|---|---|---|---|
| Вероятность обнаружения | 0,5724 | 0,4964 | 0,5628 | 0,4929 |
| Вероятность «ложной» тревоги | 0,1491 | 0,0956 | 0,1276 | 0,1129 |
| Вероятность «пропуска» цели | 0,4276 | 0,3437 | 0,4315 | 0,3478 |
| Примечание | Порог в однопороговой схеме $\lambda_{П}=15$ | Пороги в 2-ух пороговой схеме , $\lambda_2=17$ | Сигнал/шум в канале зондирования $\gamma=5$, канал доставки $S=10$ | Пороги 2-ух битовой схеме $\lambda_1=20$, $\lambda_0=10$ |

**Характеристики КоСС при мажоритарном правиле обнаружения**

В схеме двухпорогового обнаружения среднее число активных пользователей $K_{\text{ср}}$ положим равным 2L, тогда по мажоритарному правилу К-из-N на ЦС фиксируется ПП если $K \geq L$. Подставив (12a) в (2) при $N=2L$ и $K=L$ получаем для вероятности обнаружения в рассматриваемой схеме КоСЗ:

$$Q_d = \sum_{n=L}^{2L} C_n^{2L} P_d^n \left(1-P_d\right)^{2L-n}. \qquad (13a)$$

для вероятности «ложной тревоги»:

$$Q_f = \sum_{n=L}^{2L} C_n^{2L} P_f^n \left(1-P_f\right)^{2L-n}. \qquad (13b)$$

для вероятности пропуска цели:

$$Q_m = \sum_{n=L}^{2L} C_n^{2L} P_m^n \left(1-P_m\right)^{2L-n}. \qquad (13c)$$

Учитывая специфику задачи обнаружения, схемы КоСЗ в литературе качество обнаружения принято оценивать суммой вероятностей $Q_m + Q_f$, некоторым параметром достоверности результата. Ниже приведены соответствующие характеристики для «классической схемы порогового обнаруже-

ния с «жёсткими» однобитовыми решениями отдельных ВП и мажоритарным правилом общего, глобального решения для N=10 зондирующих ВП.

*Таблица 2*

| γ | Однопорогоавая схема 1 бит решения | | Многопороговая схема 2 бит решения | |
|---|---|---|---|---|
| | $Q_d$ | $Q_m + Q_f$ | $Q_d$ | $Q_m + Q_f$ |
| 5 | 0,7457 | 0,4034 | 0,606 | 0,3863 |
| 10 | 0,9297 | 0,2193 | 0,894 | 0,1968 |
| 15 | 0,9923 | 0,157 | 0,961 | 0,1424 |
| 20 | 0,9973 | 0,1415 | 0,983 | 0,1257 |
| 25 | 0,9944 | 0,1414 | 0,991 | 0,1211 |

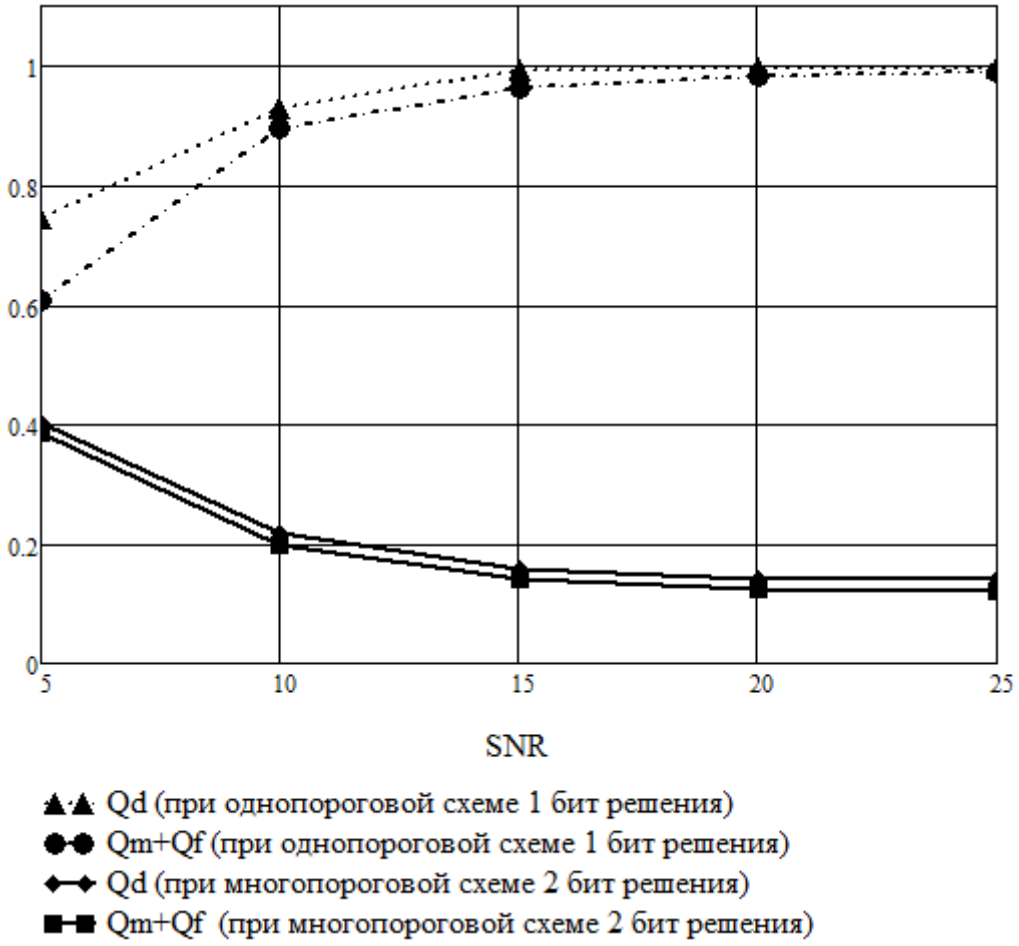



*Рис.7*

В формулах (13a)-(13b) не учитывается вес сообщений принятых на ЦС, более точная оценка глобальных решений ЦС имеет вид:

$$D_{glob} = (l_{11}W + l_{10}) \geq (l_{00}W + l_{01}), \qquad (14)$$

где $l_{ab}$ – число сообщений вида $a_i b_i$, принятых на ЦС.

Далее определим $v$ – наиболее вероятное число сообщений 11 среди 2L локальных решений принятых ЦС[8]:

$$(2L+1)p-1 \le v \le (2L+1)p, \qquad (15)$$

где $p$ – вероятность сообщений по определяемая по формулам (10a)-(10f).

В рассматриваемом примере $K_{cp}=2L=8$, в соответствии с (5), $P_d = P_1(11/H_1)=0{,}357$, тогда $2{,}213 \le v \le 3{,}213$, $v=3$.

Вероятность события $v$, рассчитанная по (2) при $N=2L$, $K=3$, $P_d=0{,}357$, $Q_d(v)=0{,}28$, выполнив аналогичные расчёты для $P_m = P_1(00/H_1)=0{,}1993$, получаем $v=1$, $Q_m(v)=0{,}336$.

## Заключение

Рассмотрен вариант построения схемы КоСЗ, совместного порогового обнаружения ПП энергетическими детекторами группы ВП, которая дополняется многопороговой, содержащей «зону стираний» малоправдоподобных результатов, схемой формирования локальных решений каждого детектора, в сочетании с передачей правдоподобных решений от ВП к ЦС, сигналами QPSK-HM иерархической многопозиционной модуляции.

Предлагаемый вариант построения схемы КоСЗ увеличивает эффективность КоСЗ за счёт одновременного сокращения трафика сообщений по каналу доставки от ВП к ЦС и улучшения характеристики обнаружения ПП по сравнению с известными однопороговыми схемами с однобитовыми жёсткими решениями.

## Библиографический список

1. Cognitive Radio Communications and Networks. Principles and Practice. Edited A. M. Wiglinski and others. Elsevier, 2010. 705 p.

2. K. Ben Letaief, W. Zhang Cooperative Communications for Cognitive Radio Networks. Proceedings of the IEEE. V. 97. No. 5. May 2009. Pp. 878-895.

3. C. Sun, W. Zhang, and Kh. Ben Letaief, Cooperative Spectrum Sensing for Cognitive Radios undo Bandwidth Constraints, WCNC 2007 proceedings, Pp.1-5.

4. Bhowmick,S. Nallagonda et al, Cooperative Spectrum Sensing with Double Threshold and Censoring in Rayleigh Faded Cognitive Radio Network, Wireless Personal Communications. V. 2. № 2. 2015. Pp.1-24.

5. R. Ibrahim, M. Gharavi-Alkhansari A. Gershman Exact Error Probabilty Analysis of Multimedia Multicast Transmission in MIMO Wireless Networks using OSTBC. ICASSP-88, March 2005. Pp. IV-889-892.

6. Елисеев С.Н. Трансляция мультимедиа контента в зоне вещания с многонациональным населением //T-Comm:Телекоммуникации и транспорт. 2015. Т. 9. №7. С. 11-15.

7. Прокис Дж. Цифровая связь.-М.; Радио и связь,2000-800с.

8. Теория вероятности и математическая статистика» /Ахметжанова Г.В., Кошелева Н.Н., Павлова Е.С. Тольятти: ТГУ, 2008. 114 с.

**УДК 519.21**

***В. Г. Ерышов****
кандидат технических наук, доцент
***Д.В. Ильина****
старший преподаватель
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

# МОДЕЛЬ ПРОЦЕССА МОНИТОРИНГА ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ В ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ НА ОСНОВЕ ПРИМЕНЕНИЯ АППАРАТА ТЕОРИИ МАРКОВСКИХ СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ

В статье рассказывается о способе мониторинга информационной безопасности информационно-телекоммуникационных систем с помощью построение и анализа математических моделей, основанных на случайных Марковских процессах. Данный метод может быть использован при подготовке бакалавров направления 10.03.01 «Информационная безопасность».
***Ключевые слова:*** информационная безопасность, информационно-телекоммуникационные системы, моделирование, математическая модель, случайный Марковский процесс.

*Работа опубликована при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований: грант № 20-07-20026.*

***V. G. Eryshov****
PhD, Associate Professor
***D.V. Ilina****
Senior Lecturer
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

# METOD OF THE INFORMATION SECURITY MONITORING PROCESS IN INFORMATION AND TELECOMMUNICATION SYSTEMS BASED ON THE APPLICATION OF METODS OF THE THEORY OF MARKOV RANDOM PROCESSES

The article describes a method for monitoring information security of information and telecommunications systems using the construction and analysis of mathematical models based on random Markov processes. This method can be used for training bachelors in the direction 10.03.01 "Information security".
***Keywords:*** information security, information and telecommunication systems, modeling, mathematical model, random Markov process

На современном этапе развития информационных технологий и прогрессивного роста потребностей общества в мультисервисных услугах, предоставляемых информационно-телекоммуникационными системами (ИТКС), а также постоянного роста информационных воздействий на них,

необходимо повышать эффективность использования информационных ресурсов, а также их информационную безопасность (ИБ) ИТКС. В связи с этим остро возрастает значимость проблемы информационной безопасности ИТКС.

Эта проблема может быть решена путем создания систем управления информационной безопасностью (СУИБ) ИТКС, построенными на современных технологиях управления и соответствующих математических моделях. Одной из важнейших составляющих таких систем является система мониторинга информационной безопасностью (СМИБ) в распределенных ИТКС.

Управление ИБ обеспечивает защиту всех процессов, происходящих в ИТКС от несанкционированного доступа к информации, перехвата, уничтожения, модификации, блокирования информации, расшифровки паролей и идентификаторов пользователей, искусственного прерывания сеансов взаимодействия прикладных процессов.

Процесс обеспечения ИБ в системе управления распределенными ИТКС будет эффективен при решении следующих основных задач:

защита информации, циркулирующей в элементах ИТКС: автоматизированных системах (АС), локальных вычислительных сетях (ЛВС), узлах, линий, каналах связи от внешних и внутренних угроз;

мониторинг безопасности информации, циркулирующей в элементах и в ИТКС в целом.

Под мониторингом информационной безопасности (МЗИ) понимается комплекс организационных и технических мероприятий, направленных на проверку соответствия эффективности защиты информации установленным требованиям и/или нормам и принятия решений на повышение эффективности защиты в случае несоответствия требованиям.

Мониторинг ИБ, реализуемый СМИБ в элементах и ИТКС в целом, необходимо осуществлять на следующих уровнях:

прикладного программного обеспечения (ПО) ЭВМ, АС, элементов ИТКС;

систем управления базами данных (СУБД), АС, элементов ИТКС;

операционных систем (ОС) ЭВМ, АС, элементов ИТКС;

сети, отвечающей за взаимодействие, АС, элементов ИТКС.

Как процесс, мониторинг ИБ обладает следующими свойствами: своевременность, непрерывность, объективность, полнота.

Для решения задачи повышения эффективности МЗИ в элементах и ИТКС необходимы исследования, в том числе и в теоретическом аспекте. Исследования заключаются в наблюдении свойств МЗИ в элементах и ИТКС и выполнении действий с целью выявления и оценки важных, с точки зрения исследователя, закономерных отношений между показателями данных свойств. Одним из наиболее эффективных методов исследований является моделирование. Оно заключается в построении и изучении объектов (моделей), свойства которых подобны наиболее важным, с точки зрения исследователя, свойствам исследуемых процессов (оригиналов) [1].

Под моделью понимается формализованное описание любого процесса (информационного, управленческого, организационного и др.), структура которого определяется его объективными свойствами и субъективным целевым характером исследования.

Модели могут быть: статическими или динамическими, соответственно отражающими состояние реального объекта в статике или динамике; детерминистскими – обусловленными соответствующими причинами; стохастическими – обусловленными вероятными, случайными процессами; дискретными – составленными из раздельных, прерывающихся частей, и непрерывными; натурными и аналоговыми; символическими – условными [1].

При исследовании сложных систем и процессов, как правило, создать адекватную физическую модель не представляется возможным. В этих случаях ограничиваются созданием и исследованием математических описаний закономерных отношений между значениями параметров оригиналов. Такие описания называются математическими моделями.

Математические модели – отражают зависимости между входами и выходами реальной системы (процесса) в виде некоторых математических соотношений. В тех случаях, когда задача может быть математически строго записана и разрешима, математическая модель – наиболее мощное из существующих средств анализа и синтеза любой системы. Математические модели могут быть детерминированными, вероятностными, сетевыми, игровыми и др. [1].

В частности, для исследования эффективности процесса МЗИ в элементах ИТКС и выявления вероятностно-временных зависимостей его событий и состояний могут быть использованы вероятностные математические модели, описываемые в терминологии теории Марковских случайных процессов [2].

Марковский процесс – случайный процесс, протекающий в системе, если для любого момента времени вероятностные характеристики процесса в будущем зависят только от его состояния в данный момент и не зависят от того, когда и как система пришла в это состояние [2].

Процесс МЗИ в элементах и ИТКС в целом можно представить ориентированным графом состояний и описать в терминах теории Марковских случайных процессов с дискретными состояниями и непрерывным временем (рис. 1). Под таким процессом будем понимать процесс, у которого в любой момент времени $t$ множество его состояний $S$ – счётно или конечно, а переходы из одного состояния в другое происходят в любой момент времени $t$ наблюдаемого периода [2].

В математической модели при описании данного процесса предполагается, что переходы из состояния в состояние происходят под воздействием пуассоновских потоков событий.

Для получения вероятностных и временных характеристик процесса контроля защищенности для графа состояний в математической модели была составлена и решена система обыкновенных дифференциальных уравнений Колмогорова. При этом был рассмотрен частный случай, когда интенсивно-

сти событий не зависят от времени: $\lambda_i(t) = \lambda_i$ =const (Марковский процесс является однородным) [2].

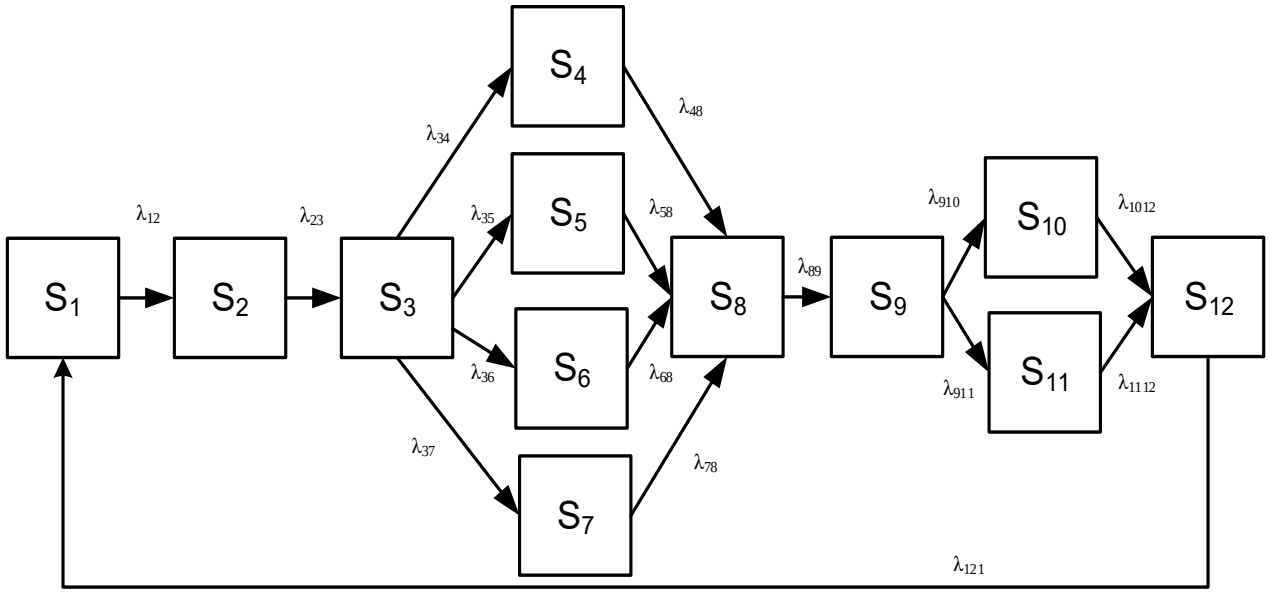



*Рис.1. Ориентированный граф состояний процесса мониторинга ИБ в распределенных ИТКС*

Будем полагать, что переходы из состояния в состояние в процессе МЗИ в элементах и ИТКС в целом происходят под воздействием кусочно-стационарных пуассоновских потоков событий [2]. При этом можно выделить сравнительно короткие временные интервалы времени, внутри которых поток считается приблизительно стационарным $\lambda_i(t) = \lambda_i$ =const при $t_н < t_с \le t_н + \Delta t_с$, где $t_i$– начало, а $\Delta t_с$ – длительность интервала квазистационарности (Марковский процесс при этом является однородным [2]).

Ориентированный граф состояний процесса мониторинга ИБ, описанного в терминах Марковских процессов с дискретными состояниями и непрерывным временем представлен на рис 1. Описание состояний, входных и выходных потоков событий исследуемого процесса представлено в табл. 1.

*Таблица 1*

**Описание состояний входных и выходных потоков событий процесса мониторинга ИБ в распределенных ИТКС**

| № п/п | Наименование состояния | Номер вх. сост. | Номер вых. сост. |
|---|---|---|---|
| $S_1$ | Сбор данных: сканирование портов контролируемого оборудования элементов ИТКС | $\lambda_{121}$ | $\lambda_{12}$ |
| $S_2$ | Сбор данных: идентификация сетевых маршрутов, сетевого и узлового оборудования элементов ИТКС | $\lambda_{12}$ | $\lambda_{23}$ |
| $S_3$ | Сбор данных: идентификация служб и программного обеспечения ЭВМ, АС, элементов ИТКС | $\lambda_{23}$ | $\lambda_{34}, \lambda_{35}, \lambda_{36}, \lambda_{37}$ |
| $S_4$ | Мониторинг ИБ на сетевом уровне ИТКС | $\lambda_{34}$ | $\lambda_{48}$ |

| № п/п | Наименование состояния | Номер вх. сост. | Номер вых. сост. |
|---|---|---|---|
| $S_5$ | Мониторинг ИБ на уровне операционных систем ЭВМ, АС, элементов ИТКС | $\lambda_{35}$ | $\lambda_{58}$ |
| $S_6$ | Мониторинг ИБ на уровне прикладного программного обеспечения ЭВМ элементов ИТКС | $\lambda_{36}$ | $\lambda_{67}$ |
| $S_7$ | Мониторинг ИБ на уровне систем управления базами данных АС, элементов ИТКС; | $\lambda_{67}$ | $\lambda_{78}$ |
| $S_8$ | Декодирование и фильтрация собранных данных о контролируемых элементах ИТКС | $\lambda_{48}, \lambda_{58}, \lambda_{68}, \lambda_{78}$ | $\lambda_{89}$ |
| $S_9$ | Семантический и статистический анализ собранных данных о контролируемых элементах ИТКС | $\lambda_{89}$ | $\lambda_{910}, \lambda_{911}$ |
| $S_{10}$ | Обнаружение уязвимостей (слабостей) в контролируемых элементах ИТКС | $\lambda_{910}$ | $\lambda_{1012}$ |
| $S_{11}$ | Отсутствие уязвимостей (слабостей) в контролируемых элементах ИТКС | $\lambda_{911}$ | $\lambda_{1112}$ |
| $S_{12}$ | Принятие СМИБ решений на тот или иной тип действия по локализации, устранению обнаруженных уязвимостей (слабостей) в контролируемых элементах ИТКС | $\lambda_{1012}, \lambda_{1112}$ | $\lambda_{121}$ |

Для получения вероятностных и временных характеристик процесса мониторинга ИБ для графа, представленного на рис. 1, была составлена система обыкновенных дифференциальных уравнений Колмогорова [1, 2].

Решение системы уравнений Колмогорова (1) было получено с помощью пакета математического программирования «Mathcad». Полученные в результате моделирования вероятностные и временные зависимости, представлены на рис. 2.

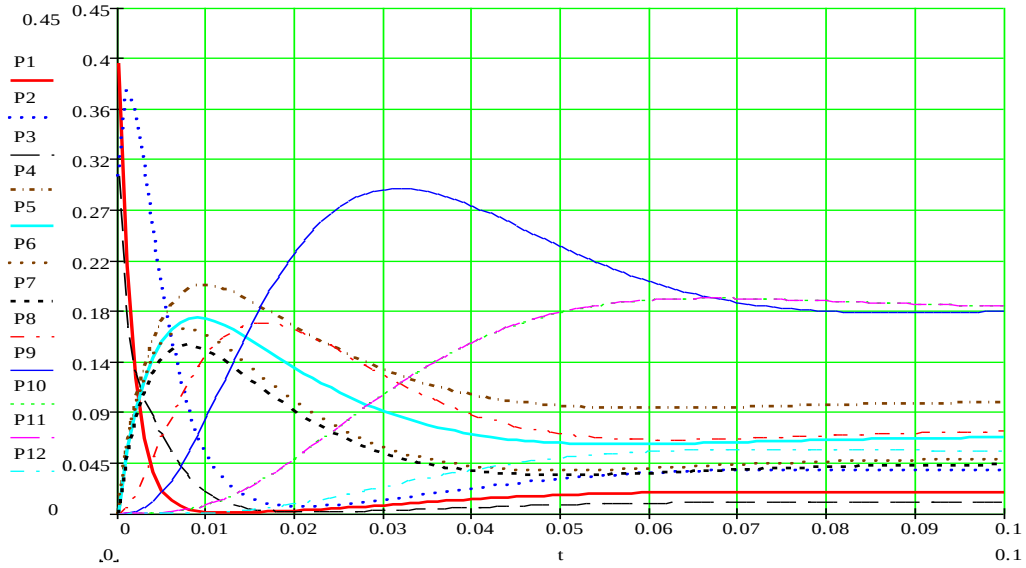



*Рис. 2. Вероятностно-временные зависимости состояний процесса мониторинга безопасности информации в распределенных ИТКС*

Из анализа полученных результатов (рис. 2) видно как изменяются состояния процесса мониторинга ИБ в элементах ИТКС. Так, например, при $t$=0.001 модельной единицы СМИБ находится с максимальной вероятностью $P_1$=0.4 в состоянии сбора данных – сканирования портов контролируемого оборудования элементов ИТКС. Далее при $t$=0.01 модельной единицы СМИБ находится с максимальной вероятностью $P_4$=0.4 в состоянии мониторинга ИБ на сетевом уровне ИТКС. Затем при $t$=0.03 модельной единицы СМИБ переходит в состояние семантического и статистического анализа собранных данных о контролируемых элементах ИТКС ($P_4$=0.4).

$$\frac{dp_1(t)}{dt} = p_{12}(t)\lambda_{121}(t) - p_1(t)\lambda_{12}(t)$$

$$\frac{dp_2(t)}{dt} = p_1(t)\lambda_{12}(t) - p_2(t)\lambda_{23}(t)$$

$$\frac{dp_3(t)}{dt} = p_2(t)\lambda_{23}(t) - p_3(t)\left\{\lambda_{34}(t) + \lambda_{35}(t) + \lambda_{36}(t) + \lambda_{37}(t)\right\}$$

$$\frac{dp_4(t)}{dt} = p_3(t)\lambda_{34}(t) - p_4(t)\lambda_{48}(t)$$

$$\frac{dp_5(t)}{dt} = p_3(t)\lambda_{35}(t) - p_5(t)\lambda_{58}(t)$$

$$\frac{dp_6(t)}{dt} = p_3(t)\lambda_{36}(t) - p_6(t)\lambda_{68}(t)$$

$$\frac{dp_7(t)}{dt} = p_3(t)\lambda_{37}(t) - p_7(t)\lambda_{78}(t)$$

$$\frac{dp_8(t)}{dt} = p_4(t)\lambda_{48}(t) + p_5(t)\lambda_{58}(t) + p_6(t)\lambda_{68}(t) + p_7(t)\lambda_{78}(t) - p_8(t)\lambda_{89}(t)$$

$$\frac{dp_9(t)}{dt} = p_8(t)\lambda_{89}(t) - p_9(t)\left\{\lambda_{910}(t) + \lambda_{911}(t)\right\}$$

$$\frac{dp_{10}(t)}{dt} = p_9(t)\lambda_{910}(t) - p_{10}(t)\lambda_{1012}(t)$$

$$\frac{dp_{11}(t)}{dt} = p_9(t)\lambda_{911}(t) - p_{11}(t)\lambda_{1112}(t)$$

$$\frac{dp_{12}(t)}{dt} = p_{10}(t)\lambda_{1012}(t) + p_{11}(t)\lambda_{1112}(t) - p_{12}(t)\lambda_{121}(t)$$

$$\sum_{i}^{12} p_i(t) = 1 \qquad (1)$$

С момента времени наблюдаемого периода $t$=0.08 модельной единицы процесс мониторинга ИБ в элементах ИТКС становится стационарным процессом и с максимальной вероятностью $P_{ЗАЩ}=P_4$=0.19, т.е. СМИБ в ИТКС

подтверждает отсутствие уязвимостей (слабостей) в контролируемых элементах ИТКС.

Таким образом, представленная модель процесса мониторинга ИБ в ИТКС, описанная в терминах теории случайных Марковских процессов, обладает теоретической и практической новизной и позволяет получать вероятностные и временные зависимости, описывающие состояния исследуемого процесса мониторинга ИБ при варьируемых исходных данных входящих и выходящих потоков событий исследуемого процесса.

Полученные в результате проведенного моделирования в предлагаемой модели математические зависимости являются основой для анализа существующих и синтеза новых СМИБ в ИТКС.

**Библиографический список:**

1. Вентцель Е. С., Овчаров Л.А. Теория случайных процессов и ее инженерные приложения. М.: Наука, 1991. 384 с.

2. Тихонов В.И., Миронов М.А. Марковские процессы. М.: Сов. радио, 1977. 488 с.

**УДК 004.942**

***А.Н. Иванин****
адъюнкт
***А.К. Канаев****
доктор технических наук, профессор
*Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного

# О ПОДХОДАХ К МОДЕЛИРОВАНИЮ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ТРАНСПОРТНЫХ СЕТЕЙ СВЯЗИ В УСЛОВИЯХ РЕАЛИЗАЦИИ СЕТЕВЫХ И КОМПЬЮТЕРНЫХ АТАК НА ОСНОВЕ ТЕОРИИ МАРКОВСКИХ ПРОЦЕССОВ

Рассмотрены подходы к моделированию функционирования транспортных сетей связи в условиях реализации сетевых и компьютерных атак. Проведен сравнительный анализ результатов работы и особенностей описания функционирования сети с использованием теории марковских процессов. Сформирован вектор дальнейших исследований, направленный на сравнение полумарковских моделей с моделями, описываемыми методом топологического преобразования стохастических сетей с процедурой *GERT*.
***Ключевые слова*:** сетевые и компьютерные атаки, процедура GERT, марковские процессы, транспортные сети связи.

***A.N. Ivanin****
Postgraduate Student
***A.K. Kanaev****
PhD, Professor
* Military Communications Academy named after Marshal of the Soviet Union S.M. Budyonny

# ON APPROACHES TO THE FUNCTIONING OF TRANSPORT COMMUNICATION NETWORKS MODELLING IN THE CONTEXT OF NETWORK AND COMPUTER ATTACKS BASED ON MARKOV PROCESSES THEORY

The approaches to modeling the functioning of transport communication networks in the context of the implementation of network and computer attacks are considered. A comparative analysis of the results of the work and features of the description of the functioning of the network using the theory of Markov processes is carried out. A vector of further research has been formed, aimed at comparing semi-Markov models with models described by the method of topological transformation of stochastic networks with the GERT procedure.
***Keywords**:* network and computer attacks, GERT procedure, Markov processes, transport communication networks.

Анализ существующих методик определения угроз информационной безопасности (ИБ) сетей связи и их числовых характеристик показал, что основная неопределенность с позиции ИБ кроется в способах определения значений вероятности сохранения работоспособности (вероятности безопасной работы (ВБР)) отдельных элементов (узлов и линий связи). Согласно [2] предлагается выбирать вероятности исходя из ущерба и уровня ИБ, опреде-

ляемого экспертным путем [2, 3]. Указанный подход не позволяет рассматривать ВБР элементов транспортной сети связи (ТСС) с позиции их способности находиться в состоянии ИБ в условиях реализации сетевых и компьютерных атак в зависимости от продолжительности воздействия.

Наиболее развитой теорией, позволяющей описывать поведение систем стохастическими моделями является теория Марковских процессов [1, 5, 7, 8]. Стохастичность кроется в самой природе такого рода воздействий, ведь угроза ИБ есть совокупность условий и факторов, создающих потенциальную опасность нарушения конфиденциальности, целостности и доступности ресурсов и инфраструктуры ТСС. Таким образом, возникает необходимость анализа применимости теории Марковских процессов к описанию функционирования ТСС в условиях реализации угроз ИБ. Иными словами, задача выбора метода определения вероятностно−временных характеристик (ВВХ) функционирования ТСС в условиях реализации компьютерных и сетевых атак с целью построения дальнейшего вектора исследования на предмет обеспечения устойчивости функционирования ТСС с учетом реализации угроз ИБ является актуальной.

## Марковские процессы

Марковские процессы характеризуются таким типом стохастической зависимости между состояниями изучаемой системы в различные моменты времени, при котором состояние системы в момент времени $t$ определяет закон распределения для будущих состояний объекта, независимо от состояний объекта до момента времени $t$ [5, 7]. Следует отметить, что Марковский процесс является частным случаем полумарковского, когда на независимые функции распределения времен пребывания в возможных состояниях моделируемого процесса наложены жесткие ограничения по их экспоненциальности (с непрерывным временем) или по их регулярности (с дискретным временем) [4].

Отличительной чертой экспоненциального распределения является то, что условное распределение величины $x$-$\chi$ совпадает с безусловным. Иначе говоря, имеет место отсутствие последействия [5]

$$1-F(x+\chi)=\left[1-F(x)\right]\left[1-F(\chi)\right]. \quad (1)$$

На рис. 1 представлена дискретная Марковская цепь, описывающая процесс последовательной реализации сетевых и компьютерных атак на уровни защиты инфраструктуры, услуг (каналов) и приложений ТСС в соответствии со сквозной архитектурой защиты *X*. 805 [9]. $P_{и}$, $P_{у}$ и $P_{п}$ описывают вероятности преодоления уровней защиты инфраструктуры, услуг и приложений соответственно, а $P_{ни}$, $P_{ну}$ и $P_{нп}$ неудачные попытки. Состояния 1, 2, 3 и 4 характеризуют нормальное функционирования ТСС в состоянии ИБ, функционирование в условиях получения доступа к уровню защиты инфраструктуры, услуг и приложений (успешная реализация атак) соответственно. Здесь $P_{i,j}$ вероятности переходов из состояния $S_i$ в состояние $S_j$, где $i,j$ – номера состояний.

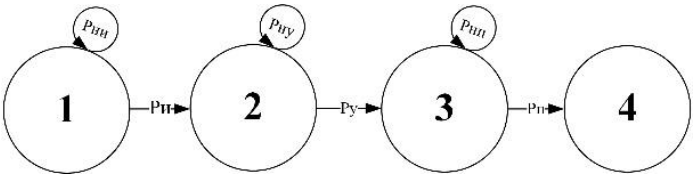



*Рис. 1. Дискретная марковская цепь*

Данная модель позволяет составить матрицу переходных вероятностей за один шаг $\left\| p_{i,j} \right\|$, которая, в свою очередь, позволяет определить элементы $P_{ij}(k)$ матрицы переходов за $k$ шагов

$$\begin{vmatrix} P_{ни} & P_{и} & 0 & 0 \\ 0 & P_{ну} & P_{у} & 0 \\ 0 & 0 & P_{нп} & P_{п} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix} \quad (2)$$

Через $P_{ij}(k)$ обозначается вероятность того, что система, находившаяся перед первым шагом в состоянии $S_i$, в результате $k$ шагов процесса перейдет в состояние $S_j$.

Результаты моделирования при начальных условиях (1, 0, 0, 0), $k$ = 11 и $P_{и} = P_{у} = P_{п} = 0{,}6$ представлены на рисунке2. После 10 шага модель переходит в стационарный режим.

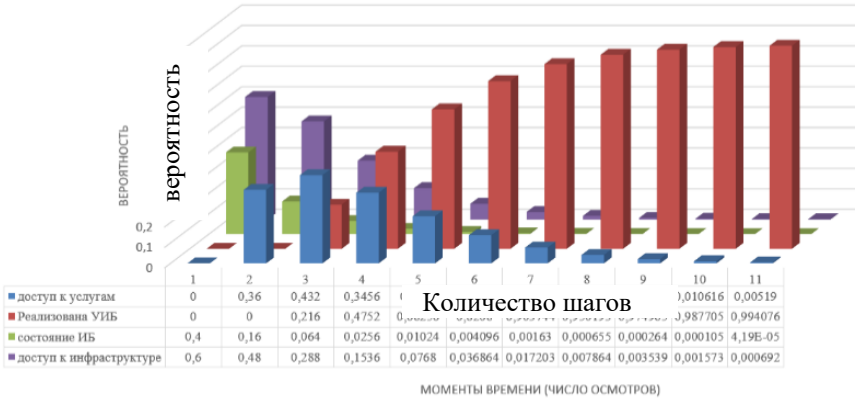



*Рис. 2. Результаты моделирования*

Представленная Марковская модель обладает малой сложностью и низкими вычислительными затратами. Однако, она требует строгого правила влияния предыдущего состояния на текущее, четкой последовательности переходов из состояния в состояния и применительно и не может описывать процессы, зависящие от времени.

В Марковской цепи с непрерывным временем для определения вероятности нахождения системы в состоянии $P_i(t)$ необходимо решить систему дифференциальных уравнений Колмогорова [1,4]

$$\frac{dP_i(t)}{dt} = \sum_{j=1}^{n} a_{ij} P_i(t) + \sum_{j=1}^{n} a_{ji} P_j(t), \quad (3)$$

где интенсивность переходов $a_{ij}$ определяется [4]

$$a_{ij} = \frac{p_{ij}}{\mu_i}, \tag{4}$$

где $p_{ij}$ – переходные вероятности, а $\mu_i$ – безусловные времена пребывания в каждом состоянии.

На рис. 3, *а* и 3, *б* представлены Марковские процессы чистой гибели (без восстановления), а также гибели и размножения соответственно, описывающие реализацию сетевых и компьютерных атак на уровни защиты согласно стандарта *X*. 805.

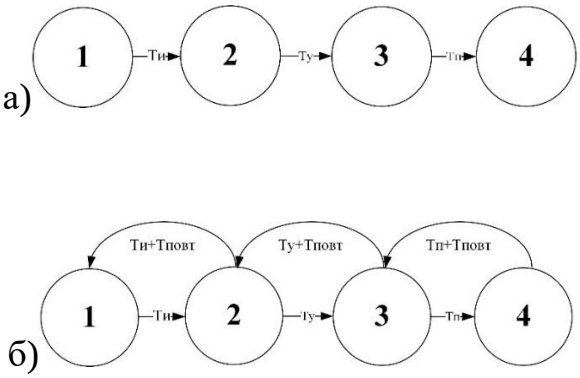



*Рис. 3. Марковские процессы*

Здесь $T_и$, $T_у$, $T_п$ и $T_{повт}$ описывают время, затрачиваемое на получение доступа к уровням защиты инфраструктуры, услуг, приложений и повторные попытки соответственно. Тогда система дифференциальных уравнений Колмогорова для случая (см. рис. 3, *а*) примет вид

$$\begin{cases} -\lambda_{12} p_1; \\ -\lambda_{23} p_2 + \lambda_{12} p_1; \\ -\lambda_{34} p_3 + \lambda_{23} p_2; \\ \lambda_{34} p_3, \end{cases} \tag{5}$$

где $\lambda$ – интенсивности переходов, обратные *T*. Для случая (см. рис. 3, *б*) система дифференциальных уравнений Колмогорова примет вид

$$\begin{cases} -\lambda_{12} p_1 + \lambda_{21} p_2; \\ -\lambda_{23} p_2 + \lambda_{32} p_3 - \lambda_{21} p_2 + \lambda_{12} p_1; \\ -\lambda_{34} p_3 + \lambda_{43} p_4 - \lambda_{32} p_3 + \lambda_{23} p_2; \\ -\lambda_{43} p_4 + \lambda_{34} p_3. \end{cases} \tag{6}$$

Для начального состояния (1,0,0,0), $T_и$ = 12,429 ч, $T_у$ = 1,786 ч, $T_п$ = 10,214 ч и $T_{повт}$ = 0,5 ч решив системы уравнений методом Рунге-Кутта в среде *Mathcad* получим функции распределения времени пребывания в различных состояниях. Для состоянии 4 зависимости представлены на рис. 4 (*а*, *б*).

а) б)

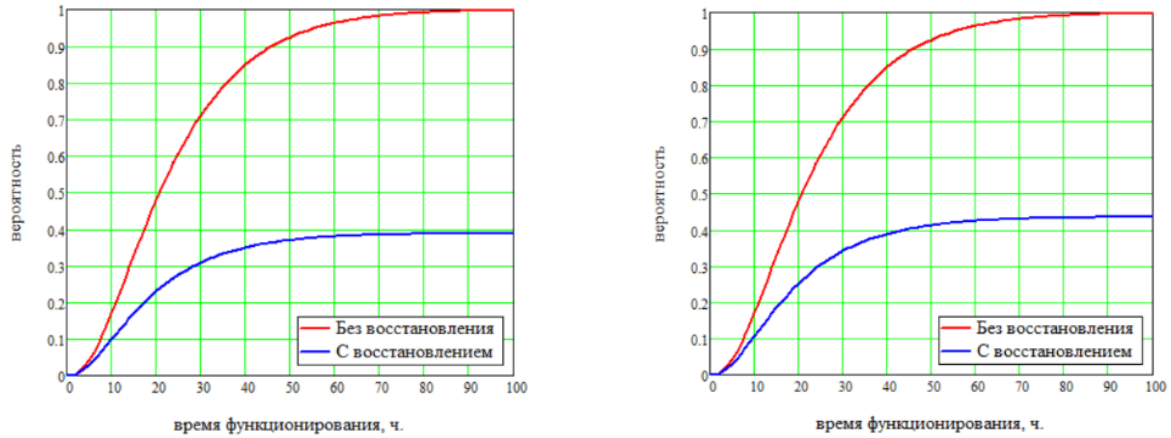



*Рис. 4 – Функции распределения времени успешной реализации атак:*
*а – при $T_и$ = 12,429 ч, $T_у$ = 1,786 ч, $T_п$ = 10,214 ч и $T_{повт}$ = 2 ч;*
*б – при $T_и$ = 12,429 ч, $T_у$ = 1,786 ч, $T_п$ = 10,214 ч и $T_{повт}$ = 3 ч*

Интерес вызывают функции распределения времени с восстановлением, показывающие вклад неудачных попыток реализации атак и позволяющие определять ВВХ в зависимости от потенциала нарушителя и системы обеспечения информационной безопасности ТСС, выражающейся во времени, затрачиваемом на повторные попытки реализации атак.

Марковские модели с дискретными состояниями и непрерывным временем дают возможность ответить на вопрос: «С какой вероятностью (какую долю времени в среднем) система будет находиться в том или ином состоянии при условии предельного установившегося режима работы» и не позволяет уследить условные вероятностно-временные зависимости самого процесса функционирования с учетом всех действий нарушителя, предшествующих и взаимозависимых.

Что касается полумарковских процессов [69, 96], то являясь обобщением Марковских, они учитывают как текущее, так и будущее состояние. Для определения вероятности $P_i$ необходимо [4]:

1. определить независимые функции распределения $Q_{ij}(t)$ времен ожидания перехода из состояния $i$ в состояние $j$;
2. определить переходные вероятности $p_{ij}$;
3. определить безусловные функции распределения времен пребывания в каждом состоянии $F_i(t)$;
4. определить безусловные времена пребывания в каждом состоянии $\mu_{i;}$
5. определить вероятности вложенной Марковской цепи (ВМЦ) исследуемого полумарковского процесса;
6. определить вероятности состояний $Pi$.

Данные процессы возможно использовать для описания функционирования комплексных объектов с учетом стохастических воздействий в зависимости от времени. Для процесса (см. рис. 3 б) при $T_и$ = 12,429 ч, $T_у$ = 1,786 ч, $T_п$ = 10,214 ч и $T_{повт}$ = 2 ч на рис. 5 представлены вероятности пребывания в состояниях полумарковского процесса.

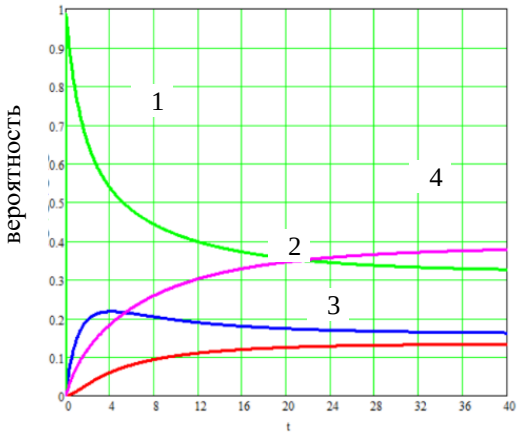



*Рис. 5. Функции распределения времени пребывания в состояниях*

Видно, что функция, описывающая состояние 4 совпадает с функцией, характеризующей поведение системы с восстановлением (см. рис. 4 *а*).

## Выводы

В статье были рассмотрены различные подходы к моделированию функционирования элементов ТСС в условиях реализации сетевых и компьютерных атак методами теории Марковских процессов. Марковские цепи с дискретным временем дают возможность представлять функционирования ТСС в условиях воздействия с помощью переходных вероятностей, однако, мгновенные переходы между состояниями и отсутствие последействия не позволяют получить ВВХ и учитывать условный характер преодоления уровней защиты сети. Марковские цепи с непрерывным временем дают возможность определять ВВХ нахождения в каждом состоянии, но не позволяют получать функции распределения времени функционирования всего процесса в целом с учетом условных вероятностей преодоления уровней защиты ТСС. К тому же отсутствует возможность учитывать тот факт, что некоторые процессы могут не состояться (провалиться), изменив содержание следующих за ними процессов. Основным преимуществом полумарковских моделей является то, что они позволяют описывать времена пребывания в состояниях и переходов между ними как условные функции распределения вероятностей, однако, сложности применения метода заключаются в получении исходных данных (особенно по нарушителю), доказательстве соответствия исследуемого процесса полумарковскому, определении вложенных Марковских процессов [4] и решении интегро-дифференциальных уравнений, в отличие от уравнений Колмогорова с использованием преобразования Лапласа. Основной отличительной особенностью между Марковским и полумарковским процессами является то, что свойство отсутствия последействия (Марковское свойство) сохраняется лишь в момент перехода из состояния в состояние. К тому же полумарковская модель позволяет использовать различные законы распределения времени пребывания в состояниях.

Сравнение подходов теории Марковских процессов позволяет сделать вывод о необходимости рассмотрения в дальнейших исследованиях метода, позволяющего отойти от графо-аналитического представления и учитывающего стохастические параметры функционирования. Таким является метод топологического преобразования стохастических сетей с процедурой *GERT* [6, 9], по своей сути описывающего полумарковский процесс, который позволяет прогнозировать не только вероятность, но и время реализации угроз информационной безопасности с учетом топологических и функциональных особенностей объектов воздействия.

**Библиографический список**

1. Вентцель Е.С. Теория вероятностей. М.: Академия, 2003. С. 527–530.
2. ГОСТ Р 53111-2008 Устойчивость функционирования сети связи общего пользования.
3. ГОСТ Р 51275-2006 Защита информации. Объект информатизации. Факторы, воздействующие на информацию. Общие положения. М.: Стандартинформ, 2006. 7 с.
4. Емелин Н.М. Марковские и полумарковские модели сложных систем: преимущества и недостатки // Информатика, вычислительная техника и управление. 2019. № 1. С. 39-41.
5. Мащенко Е.М. Анализ сложных систем методами теории полумарковских процессов. Севастополь: СевНТУ, 2014. 30 с.
6. Привалов А. А. Метод топологического преобразования стохастических сетей и его использование для анализа систем ВМФ. СПб.: ВМА, 2001. 192 с.
7. Сильвестров Д.С. Полумарковские процессы с дискретным множеством состояний. М.: Сов. радио, 1980. 272 с.
8. Филипс Д., Гарсиа-Диас А. Методы анализа сетей. М.: Мир, 1984. 496 с.
9. ITU-T Recommendation X.805. Security architecture for systems providing end-to-end communications. Geneva. 2004. 22 p.

**УДК 004.056**

***Т.К. Кляус****
специалист по защите информации
***Ю.А. Гатчин*****
доктор технических наук, профессор
* ОАО «Машиностроительный завод «Арсенал»
** Национальный исследовательский университет ИТМО

# МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМЫ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ ОТ АТАК ТИПА ADVANCED PERSISTENT THREAT

В статье рассматривается математическая модель оптимизации состава и оценки эффективности системы защиты информации. Приводятся отличительные особенности APT-атак. Предлагается обобщенный критерий эффективности, при котором одновременно выполняется требование максимизации рентабельности инвестиций в информационную безопасность и минимизации прибыли злоумышленника от реализации атаки. Для решения оптимизации целевой функции, сформулированной на основании предложенного критерия эффективности, предлагается использовать метод обобщенного приведенного градиента.
***Ключевые слова:*** целевая атака, система защиты информации, оценка эффективности, метод обобщенного приведенного градиента.

***T.K. Klyaus****
IT Security Specialist
***Yu.A. Gatchin*****
PhD, Professor
* Arsenal Machine-Building Plant
** University ITMO

# MATHEMATICAL MODEL FOR INFORMATION SECURITY SYSTEM EFFECTIVENESS EVALUATION AGAINST ADVANCED PERSISTENT THREAT ATTACKS

The article deals with mathematical model for information security controls optimization and evaluation of information security system effectiveness. Distinctive features of APT attacks are given. The generalized efficiency criterion in which both the requirements of the return of security investment maximization and the return on attack minimization are simultaneously met. The generalized reduced gradient method for solving the optimization of the objective function based on formulated efficiency criterion is proposed.
***Keywords:*** APT attack, information security system, effectiveness evaluation, generalized reduced gradient method

## Введение

Целевые атаки, или атаки типа Advanced Persistent Threat (APT-атаки), направленные на получение защищаемой информации определенных предприятий и организаций, нарушение стабильной работы их информационных систем (ИС) и характеризуемые многостадийностью исполнения атак, труд-

ностью их обнаружения и комбинацией различных инструментов и техник при их реализации, преобладают над массовыми. Согласно аналитическому отчету компании Positive Technologies, в третьем квартале 2019 г. их доля составила 65% (против 47% в первом квартале 2019 г.) [1]. Рост количества APT-атак обуславливает необходимость применения средств защиты информации, соответствующих критериям технической и экономической эффективности. В настоящее время разработано большое количество подходов к оптимизации состава и оценке эффективности систем защиты информации (СЗИ), однако наибольшее распространение получили методики, основанные на использовании математического аппарата теории игр [2-9] и методов математического программирования [10-19]. Разработке и реализации одного из методов второй группы посвящена настоящая статья.

## Применение методов математического программирования для решения задачи оптимизации и оценки эффективности СЗИ

Методы математического программирования разрабатывались для решения задач оптимизации, сводимых к поиску экстремумов вещественных функций *n* вещественных переменных, удовлетворяющих некоторой системе дополнительных уравнений, называемых условиями ограничений в виде равенств и (или) неравенств [20].

Задача определения оптимального состава средств СЗИ (выбора алгоритмов шифрования, сетевых средств защиты и т.д.) и оценки их эффективности сводится к задаче многокритериальной оптимизации. Для ее решения могут использоваться следующие методы и алгоритмы:

– эволюционные методы (генетические алгоритмы), основанные на использовании механизмов, аналогичных естественному отбору в природе [10-14];

– метод ветвей и границ, используемый в задачах целочисленного программирования [15–16], основанный на последовательном разбиении множества допустимых решений на подмножества и исключении подмножеств, не содержащих оптимальных решений;

– метод случайного поиска [17], основанный на случайном выборе точек в области определения целевой функции для дальнейшего определения оптимальности найденного решения;

– методы уступок и свертки критериев [18–19], используемые для решения задач линейного программирования и заключающиеся в переводе менее важных критериев оптимизации в ограничения и сведении многокритериальной задачи оптимизации к однокритериальной соответственно.

Как правило, в подобных работах используются две группы критериев оценки СЗИ:

1. Экономические критерии стоимости СЗИ.

2. Технические критерии эффективности СЗИ (вероятность успешного отражения атак, количество нейтрализуемых угроз и уязвимостей, вероятность отказа оборудования, пропускная способность и т.д.).

Необходимо отметить, что экономические критерии рассматриваются исключительно с точки зрения затрат защищающей стороны на приобретение, развертывание и обслуживание систем защиты. Финансовая прибыль и затраты атакующего не учитываются. Это является существенным недостатком, т.к. получение финансовой выгоды от реализации APT-атаки является главной мотивацией для злоумышленника [21].

В отличие от многокритериальных задач оптимизации состава и оценки эффективности СЗИ, в настоящей статье предложен обобщенный критерий оценки эффективности, предполагающий как максимизацию рентабельности инвестиций в информационную безопасность, так и минимизацию прибыли злоумышленника при реализации атаки на ИС.

## Математическая модель оценки эффективности СЗИ

Существует множество атак, которые могут быть реализованы на ИС. Атака может быть охарактеризована следующими параметрами ($i = 1,...,n$ – порядковый номер атаки):

1. Вероятностью ее успешной реализации $P_i$;
2. Ожидаемым ежегодным количеством случаев ее реализации $ARO_i$.

Вероятности успешной реализации атак могут быть определены различными способами, в том числе графическими – в частности, способом, изложенным в работе [22], в основу которого положен метод анализа деревьев событий. Ожидаемое ежегодное количество атак может определяться на основании опубликованных аналитических отчетов и баз данных атак и т.д.

При известном параметре $AV$ – стоимости активов, которые могут быть утрачены вследствие успешной реализации атак на ИС, может быть найден показатель годовых ожидаемых потерь $ALE_i$, рассчитываемый по формуле (1):

$$ALE_i = AV \cdot ARO_i \cdot EF_i, \quad (1)$$

где $EF_i$ – коэффициент риска потерь от реализации атаки.

Показатель $ALE_i$ необходим для расчета индекса рентабельности инвестиций в информационную безопасность $ROI$:

$$ROI_i = \frac{\left[ALE_i \cdot RM_i - CSI\right]}{CSI}, \quad (2)$$

где $RM_i$ – показатель эффективности средства защиты информации против $i$-ой атаки; $CSI$ – затраты на приобретение и установку средств защиты информации.

Инвестиционной метрикой, отражающей заинтересованность злоумышленника в реализации атаки, является индекс прибыли злоумышленника $ROA$, впервые веденный в работе [23] и представляющий собой превышение доходов атакующей стороны над затратами, которые он несет из-за принятия мер по защите информации. Индекс $ROA$ рассчитывается по формуле:

$$ROA_i = \frac{\left[GI \cdot (1 - RM_i) - (\mathrm{Cost}_a + \mathrm{Cost}_{ac})\right]}{(\mathrm{Cost}_a + \mathrm{Cost}_{ac})}, \quad (3)$$

где $GI_i$ – ожидаемая злоумышленником выгода от атаки; $Cost_a$ – постоянные расходы атакующей стороны; $Cost_{ac}$ – дополнительные расходы атакующей стороны.

Для оценки эффективности СЗИ необходимо сформулировать критерий, при котором одновременно выполняется требование максимизации рентабельности инвестиций в информационную безопасность *ROI* и минимизации прибыли злоумышленника от реализации атаки *ROA* [24]. Критерием, удовлетворяющим данному условию, является критерий:

$$K^{эфф} = \sqrt{\sum_{i=0}^{n} w_i \cdot \left(\frac{ROA_i}{ROI_i}\right)^2} \to \min, \quad (4)$$

позволяющий оценить как экономическую, так и техническую составляющую эффективности за счет возможности учета всех атак с соответствующими вероятностями их успешной реализации, определяемыми весовым коэффициентом $w_i$ (при этом, $w_i = P_i$).

В терминах математического программирования задача оптимизации и оценки эффективности СЗИ может быть сформулирована как задача минимизации функции цели:

$$F(X) = \sqrt{\sum_{i=0}^{n} w_i \cdot \frac{\left(b_i \cdot (1 - x_i) - 1\right)^2}{\left(a_i \cdot x_i - 1\right)^2}} \to \min \quad (5)$$

при наличии системы линейных ограничений на компоненты вектора независимых переменных в виде неравенств:

$$G_i(X) = x_i \geq 0; \quad (6)$$

$$G_{n+1}(X) = x_i \leq 1, \quad (7)$$

где $X \in E^n$; $X = (x_1, ..., x_n)^T$ – вектор независимых переменных $x_i$; параметры $a_i$ и $b_i$ определяются по формулам:

$$a_i = AV \cdot ARO_i \cdot EF_i; \quad (8)$$

$$b_i = \frac{GI_i}{\mathrm{Cost}_a + \mathrm{Cost}_{ac}}. \quad (9)$$

В качестве аргумента $x_i$ принят показатель эффективности средства защиты информации $RM_i$ по $i$-й атаке.

## Алгоритм решения задачи оценки эффективности СЗИ

Наиболее эффективным и доступным методом решения поставленной в статье задачи оптимизации состава и оценки эффективности СЗИ является метод обобщенного приведенного градиента (МОПГ), принадлежащий к группе методов решения задач оптимизации с линейными ограничениями, распространенными на общий (нелинейный) случай. Метод предполагает сокращение размерности области оптимизации за счет стратегии неявного исключения переменных и сохранения равенств в некоторых ограничениях. Когда ограничения линейны, согласование значений переменных с ограничениями в виде равенств достигается за счет особого построения направлений поиска. В случаях нелинейных ограничений применяют процедуры коррекции при движении вдоль изогнутой границы допустимого множества.

Применение МОПГ оправдано также с той точки зрения, что усовершенствованная версия данного алгоритма адаптирована и встроена в стандарт вычислительной системы Microsoft Excel и доступна для широкого круга пользователей.

## Пример реализации математической модели оценки эффективности СЗИ

Для проверки разработанной модели выполнен анализ эффективности СЗИ ИС промышленного предприятия. Перечень исследуемых атак в соответствии с каталогом шаблонов CAPEC (Common Attack Pattern Enumeration and Classification) [25] приводится в таблице.

*Таблица*

**Перечень атак на ИС**

| № п/п | Идентификационный номер атаки по каталогу общих шаблонов атак | Наименование атаки |
|---|---|---|
| 1. | CAPEC-21 | Использование известных идентификационных данных |
| 1.1. | CAPEC-560 | Использование известных учетных данных домена |
| 1.2. | CAPEC-196 | Фальсификация учетных данных сеанса |
| 2. | CAPEC-22 | Использование доверия |
| 2.1. | CAPEC-207 | Удаление важных функций клиента |
| 2.2. | CAPEC-94 | «Атака посредника» |
| 3. | CAPEC-112 | Атака методом «подбора» |
| 3.1. | CAPEC-49 | Подбор пароля методом подбора всех возможных сочетаний комбинаций различных символов |
| 3.2. | CAPEC-20 | Подбор ключа шифрования методом подбора всех возможных сочетаний комбинаций различных символов |

| № п/п | Идентификационный номер атаки по каталогу общих шаблонов атак | Наименование атаки |
|---|---|---|
| 4. | CAPEC-114 | Нарушение аутентификации |
| 4.1. | CAPEC-629 | Несанкционированное использование ресурсов устройства |
| 4.2. | CAPEC-90 | «Атака отражением» в протоколе аутентификации |
| 5. | CAPEC-123 | Манипуляции с буфером |
| 5.1. | CAPEC-100 | Переполнение буфера |
| 5.2. | CAPEC-540 | Перегрузка буфера |
| 6. | CAPEC-125 | Атака на переполнение |
| 6.1. | CAPEC-482 | Атака на переполнение TCP |
| 6.2. | CAPEC-487 | Атака на переполнение ICMP |
| 7. | CAPEC-148 | Подмена содержимого |
| 7.1. | CAPEC-145 | Подмена контрольной суммы |
| 7.2. | CAPEC-502 | Подмена намерений |
| 8. | CAPEC-151 | Подмена идентичности |
| 8.1. | CAPEC-473 | Подделка подписи |
| 8.2. | CAPEC-195 | Подделка субъекта |
| 9. | CAPEC-165 | Манипуляция файлами |
| 9.1. | CAPEC-17 | Использование вредоносных файлов |
| 9.2. | CAPEC-636 | Сокрытие вредоносных данных или кода внутри файлов |
| 10. | CAPEC-440 | Атака с целью нарушения целостности оборудования |
| 10.1. | CAPEC-401 | Взлом оборудования |
| 10.2. | CAPEC-534 | Установка вредоносного оборудования |
| 11. | CAPEC-441 | Вставка вредоносной логики |
| 11.1. | CAPEC-452 | Заражение оборудования |
| 11.2. | CAPEC-456 | Заражение памяти |
| 12. | CAPEC-117 | Перехват |
| 12.1. | CAPEC-157 | Прослушивающие атаки |
| 12.2. | CAPEC-651 | Прослушивание, перехват |
| 13. | CAPEC-169 | «Получение отпечатка» |
| 13.1. | CAPEC-292 | Исследование хоста |
| 13.2. | CAPEC-300 | Сканирование портов |

Для расчета вероятности реализации атак на ИС используется метод анализа деревьев событий (ETA), изложенный в [26]. Согласно данному методу, вероятность события (в настоящей работе – вероятность атаки) вычисляется как произведение отдельных условных вероятностей и вероятности начального события при условии независимости событий [22]. Результаты расчета для рассматриваемого случая приводятся на рис. 1.

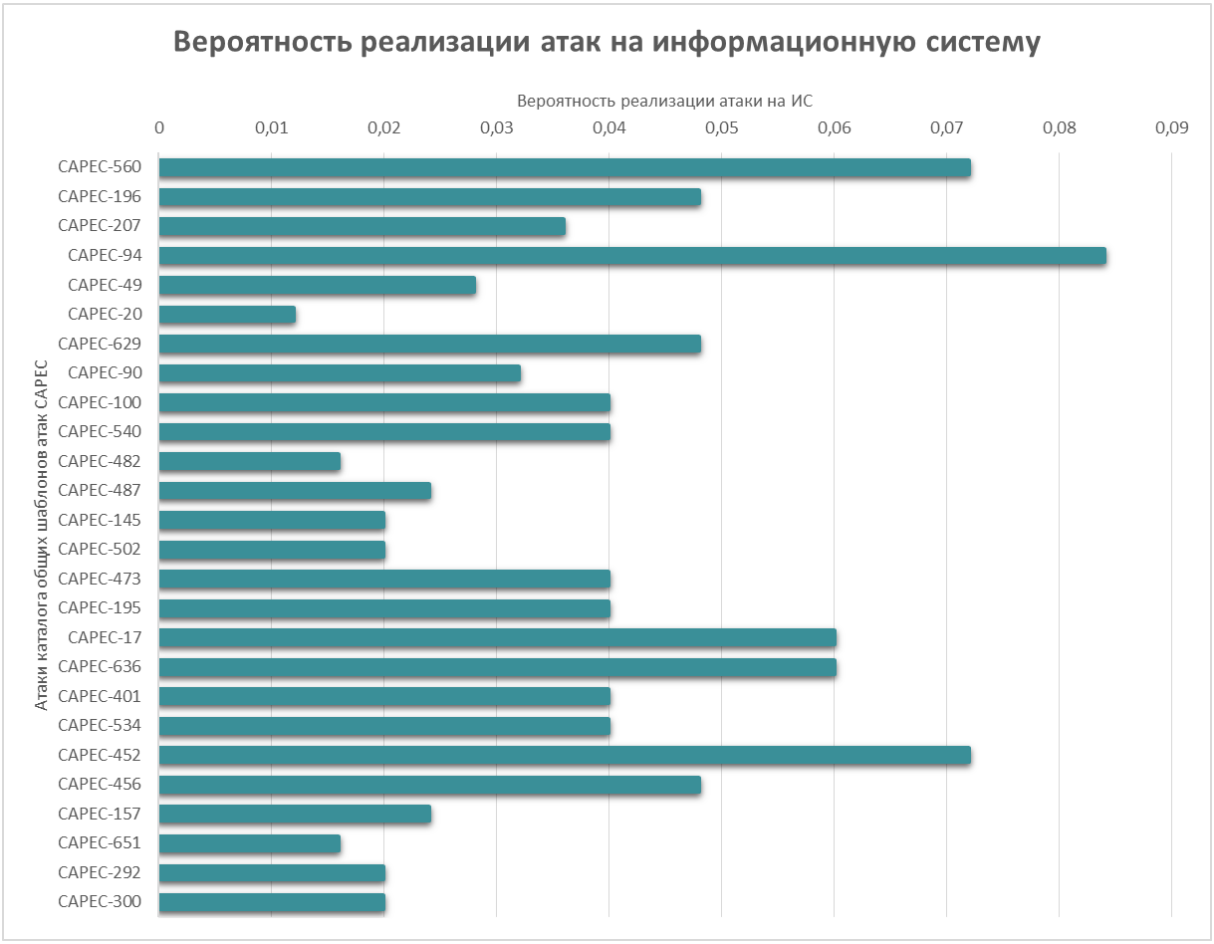



*Рис. 1. Вероятность реализации атак на ИС*

Полагая, что 25% от стоимости активов предприятия могут быть утрачены вследствие успешных атак на ИС, на основании выполненных расчетов можно определить виды атак, успешная реализация которых может привести к значительному финансовому ущербу. К данным атакам относятся:

– CAPEC-94 – «Атака посредника»;

– CAPEC-560 – Атака на основании использования известных учетных данных домена;

– CAPEC-452 – Атака на аппаратное обеспечение посредством внедрения вируса или руткита.

В рассматриваемом случае программно-аппаратная конфигурация СЗИ должна обеспечивать нейтрализацию данных атак.

Дальнейшая оптимизация состава СЗИ проводится на основе реализации модели (5)-(9). Целью расчетов является количественная оценка эффективности СЗИ предприятия при воздействии атакующей стороны на ИС.

Оптимальное (в данном случае – минимальное) значение функции цели (5) достигается при определенном сочетании ее аргументов $x_i$ (независимых переменных задачи), в качестве которых принят показатель эффективности средства защиты информации $RM_i$ для $i$-ой атаки. Выбор аргумента функции цели не случаен – полученные значения показателей $RM_i$ соответствуют, с одной стороны, вероятности решения задачи противостояния СЗИ каждой

рассматриваемой атаке, с другой – определяют требования к конфигурации системы в части противодействия *i*-ой атаке по данному показателю. В этом заключается основное преимущество предлагаемой модели перед аналогичными исследованиями, опубликованными ранее.

При выполнении расчетов принято, что величина затрат атакующей стороны в абсолютных единицах (по данным, опубликованным в [27]) соизмерима с ежегодными эксплуатационными расходами на СЗИ предприятия.

Для решения задачи использовался алгоритм GRG2 – адаптированная и встроенная в стандарт вычислительной системы Microsoft Excel версия алгоритма МОПГ.

С целью получения гарантированного решения задачи (глобального оптимума) численным методом, количество исходных (начальных) точек принималось равным не менее $2n$, где $n = 26$ – размерность задачи. Для выбора значений исходных точек применялся генератор случайных чисел.

На рис. 2 приводятся значения $RM_{i0}$ для одной из начальных точек. Значение функции цели для заданного вектора независимых переменных составляет $F(X_0) = 2{,}997598$.

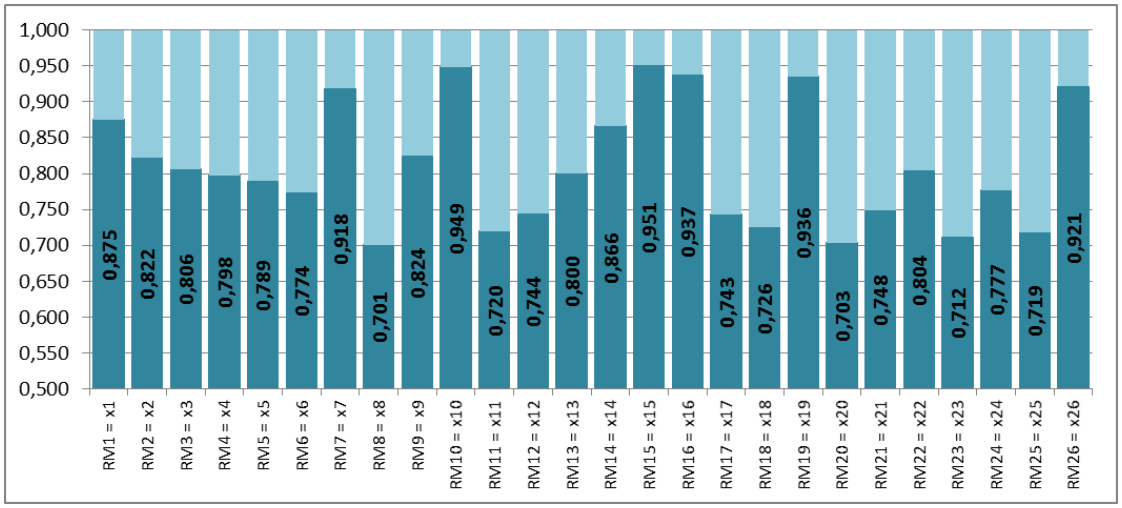



*Рис. 2. Значения независимых переменных $RM_{i0}$ в начальной точке. Функция цели $F(X_0) = 2{,}997598$*

На рис. 3 приводится оптимальное решение. Значение функции цели $F(X_{opt}) = 0{,}000380$. Точность определения функции цели $\varepsilon F(X) = 0{,}0001$. При выполнении расчетов производилась оценка чувствительности решения и диапазона оптимальности независимых переменных, во всех случаях были получены устойчивые результаты. Это свидетельствует о правильности выбора как функции цели, так и численного метода решения оптимизационной задачи.

На рис. 4 приводятся значения индексов рентабельности инвестиций в информационную безопасность $ROI_i$ и прибыли атакующей стороны от реализации атаки $ROA_i$. Из представленных результатов следует то, что алгоритм МОПГ выводит индекс $ROA_i$ практически в нулевые значения.

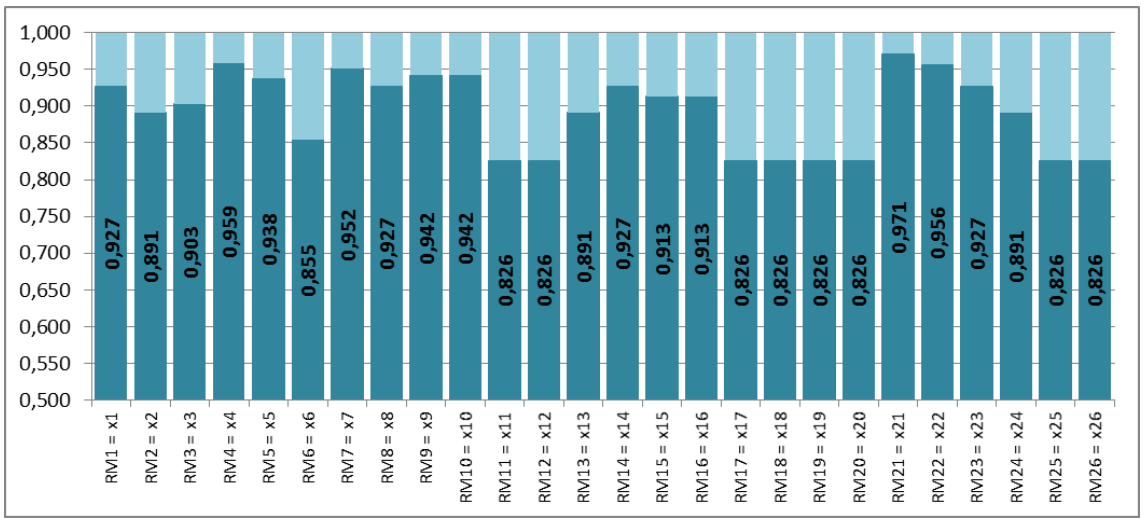



*Рис. 3. Значения независимых переменных $RM_{iopt}$ в оптимальной точке. Функция цели $F(X_{opt}) = 0{,}000380$*

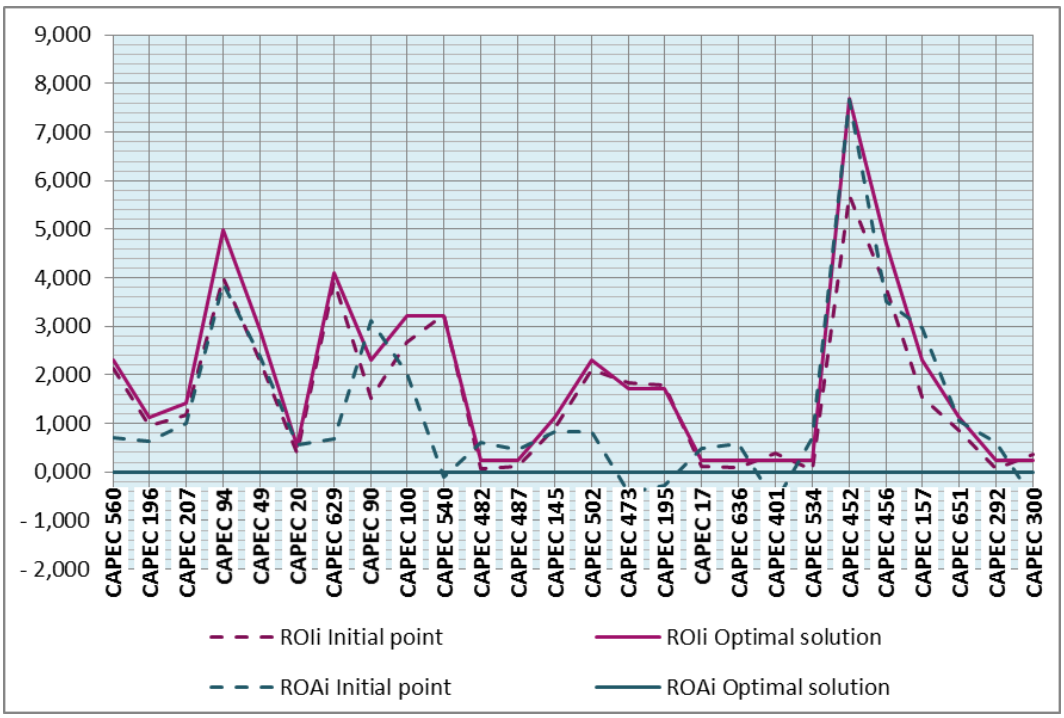



*Рис. 4. Значения индексов ROI и ROA в начальной и оптимальной точках*

## Заключение

В статье предложена математическая модель оценки технической и экономической эффективности СЗИ, формируемой для защиты ИС от APT-атак. Задача оптимизации целевой функции, сформулированной на основании предложенного критерия, при котором одновременно выполняется требование максимизации рентабельности инвестиций в информационную безопасность и минимизации прибыли атакующей стороны от реализации *i*-ой атаки (вероятность успешной реализации которой заранее определена), является задачей оптимизации, решаемой методами нелинейного программирования. Для решения данной задачи предложено использовать МОПГ, при-

надлежащий к группе методов решения задач оптимизации с линейными ограничениями, распространенными на общий (нелинейный) случай. Приводится пример реализации разработанной модели, полученные результаты свидетельствуют об ее эффективности.

**Библиографический список**

1. Positive Technologies: Кибербезопасность 2019-2020. Тренды и прогнозы. URL: https://www.ptsecurity.com/ru-ru/research/analytics/cybersecurity-2019-2020/ (дата обращения: 05.02.2020).

2. Абденов А.Ж., Заркумова Р.Н. Выбор средства эффективной защиты с помощью методов теории игр // Вопросы защиты информации. 2010. № 2. С. 26- 31.

3. Басалова Г.В., Сычугов А.А. Применение методов теории игр для оптимизации выбора средств защиты информации // Известия ТулГУ. Технические науки. 2016. №11-1. С. 122-129.

4. Быков А.Ю., Алтухов Н.О., Сосенко А.С. Задача выбора средств защиты информации в автоматизированных системах на основе модели антагонистической игры // Инженерный журнал: наука и инновации. МГТУ им. Н.Э. Баумана. Электрон. журн. 2014. № 4. URL: http://engsi.ru/doc/708106.html (дата обращения 05.02.2020).

5. Bistarelli S., Dall'Aglio M., Peretti, P. Strategic Games on Defense Trees // FAST 2006: Formal Aspects in Security and Trust. 2006. V. 4691 of LNCS. Pp. 1-15.

6. Roy S., Ellis C., Shiva S., Dasgupta D., Shandilya V., Wu Q. A Survey of Game Theory as Applied to Network Security // 43rd Hawaii International Conference on System Sciences. 2010. Pp. 1-10.

7. Kordy B., Mauw S., Melissen M., Schweitzer P. Attack-Defense Trees and Two-Player Binary Zero-Sum Extensive Form Games Are Equivalent // GameSec 2010: Decision and Game Theory for Security. 2010. V. 6442 of LNCS. Pp. 245-256.

8. Shing M.-C., Shing C.-C. A Game Theory Approach in Information Security Risk Study // 2010 International Conference on E-business, Management and Economics. 2011. V. 3. of IPEDR. Pp. 201-203.

9. Liang X., Xiao Ya. Game Theory for Network Security // IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2013. V. 15. No. 1. Pp. 472-486.

10. Gupta M., Ulmer J., Chaturvedi A., Chi J. Matching information security vulnerabilities to organizational security profiles: A genetic algorithm approach // Decision Support Systems. 2006. V. 41. No. 3. Pp. 592–603.

11. Dewri R., Poolsappasit N., Ray I., Whitley D. Optimal security hardening using multi-objective optimization on attack tree models of networks // Proceedings of the 14th ACM Conference on Computer and Communications Security (CCS'07). 2007. Pp. 204-213.

12. Viduto V., Maple C., Huang W., Bochenkov A. A multi-objective genetic algorithm for minimising network security risk and cost // International Conference on High Performance Computing & Simulation (HPCS). 2012. Pp. 462-467.

13. Kumar D., Kashyap D., Mishra K. K., Misra A. K. Security Vs cost: An issue of multi-objective optimization for choosing PGP algorithms // 2010 International

Conference on Computer and Communication Technology (ICCCT). 2010. Pp. 532-535.

14. Hashemi S.M., He J., Ebrahimi Basabi A. Multi-objective optimization for computer security and privacy // International Journal of Network Security. 2017. V. 19. No. 3. Pp. 394-405.

15. Маслова Н.А. Методы оценки эффективности систем защиты информационных систем // Штучний інтелект. 2008. № 4. С. 253-264.

16. Okimoto T., Ikegai N., Inoue K., Okada H., Ribeiro T., Maruyama H. Cyber security problem based on Multi-Objective Distributed Constraint Optimization technique // 43rd Annual IEEE/IFIP Conference on Dependable Systems and Networks Workshop. 2013. Pp. 1-7.

17. Львович Я.Е., Яковлев Д.С., Иохвидова А.Е. Многоальтернативная оптимизация средств защиты информации на основе методов риск-анализа // Вестник ВГТУ. 2011. №10. С. 55-56.

18. Хализев В.Н., Кузьмин Д.И. Методика выбора оптимального набора средств программно-аппаратных средств защиты // Физико-математические науки и информационные технологии: проблемы и тенденции развития: сб. ст. по матер. VIII междунар. науч.-практ. конф. 2012. № 8. С. 102-107.

19. Чернявский Д.С. Задача многокритериального выбора сетевых средств защиты информации в соответствии с политиками информационной безопасности // Безопасность информационных технологий. 2015. Т. 22. № 2. С. 112-118.

20. Карманов В.Г. Математическое программирование. М.: Наука, 1986.

21. Васильков А. WTF is APT? Продвинутые атаки, хитрости и методы защиты. URL: https://xakep.ru/2018/07/20/wtf-is-apt/ (дата обращения: 05.02.2020).

22. Кляус Т.К., Гатчин Ю.А. Определение вероятности реализации атак на информационную систему с помощью деревьев событий // Вестник УрФО. Безопасность в информационной сфере. 2018. № 4(30). С. 31-37.

23. Cremonini M., Martini P. Evaluating information security investments from attackers perspective: the Return-On-Attack (ROA) // Workshop on Economics of Information Security. 2005.

24. Кляус Т.К., Гатчин Ю.А. Подход к оценке эффективности системы защиты информации с использованием экономических метрик безопасности // Вестник УрФО. Безопасность в информационной сфере. 2019. № 2(32). С. 39-44.

25. Common Attack Pattern Enumeration and Classification. A Community Resource for Identifying and Understanding Attacks. URL: https://capec.mitre.org/ (дата обращения: 05.02.2020).

26. IEC 31010:2019 Risk management – Risk assessment techniques (IDT). URL: https://www.iso.org/standard/72140.html (дата обращения: 05.02.2020).

27. Взломать любой ценой: сколько может стоить APT. URL: https://www.ptsecurity.com/ru-ru/research/analytics/apt-2019/ (дата обращения: 05.02.2020).

**УДК 62-932.2**

***С.В. Козлов****
кандидат технических наук
***А.П. Шабанов****
доктор технических наук
***А.Н. Кубанков*****
доктор военных наук, профессор
* Федеральный исследовательский центр «Информатика и управление» Российской академии наук
** Московский технический университет связи и информатики

# КОГНИТИВНО-СЕМАНТИЧЕСКИЙ МЕТОД ПОДДЕРЖКИ ОРГАНИЗАЦИОННЫХ ПРОЦЕССОВ ПЕРЕДАЧИ И ОБРАБОТКИ ДАННЫХ

Исследование относится к информационным, управляющим и телекоммуникационным системам. Рассматривается проблема повышения устойчивости организационно-информационных и организационно-вычислительных процессов передачи и обработки данных в каналах управления. Разработан новый метод поддержки процессов. В его основе лежат знания об объектах поддержки и объектах противодействующих процессов, являющихся источниками негативного влияния.
***Ключевые слова*:** процесс, передача данных, обработка данных, роботизированная система, цифровая платформа, устойчивость, инновации.

*Исследование проведено при частичной поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проекты 18-29-03061 и 18-29-03100).*

***S.V. Kozlov ****
PhD
***A.P. Shabanov ****
Dr. of Engineering
***A.N. Kubankov *****
Dr. of Military Science, Professor
* Federal Research Center “Computer Science and Control“Russian Academy of Sciences
** Moscow Technical University of Communication and Informatics

# COGNITIVE-SEMANTIC METHOD FOR SUPPORTING ORGANIZATIONAL PROCESSES OF DATA TRANSMISSION AND PROCESSING

The research relates to information, control and telecommunications systems. The problem of increasing the stability of organizational-information and organizational-computing processes of data transmission and processing in management channels is considered. A new method for supporting processes has been developed. It is based on knowledge about the objects of support and objects of counteracting processes that are sources of negative influence.
***Keywords**:* process, data transfer, data processing, robotic system, digital platform, sustainability, innovation.

## Введение

В развитии высокотехнологичных информационных, управляющих и телекоммуникационных систем важная роль отводится реинжинирингу взаимоувязанной в рамках полной группы процессов в их жизненном цикле [1]. При этом в ее составе предложено рассматривать в сквозном процессе жизненного цикла организационные (бизнес-процессы), организационно-ресурсные (организационно-информационные, организационно-вычислительные, организационно-технические) и технико-технологические процессы. В качестве признака классификации процессов принято отношение органов, центров и средств управления между собой без применения или с применением средств управления. Важно отметить, что указанные выше процессы, представляющие собой их полную группу, определяют условия реализации каждого из них. При этом определить роль каждого из них в качестве первичного источника требований можно с учетом особенностей конкретной системы. Следует отметить, что применение в составе интегрированной информационной, управляющей телекоммуникационной системы роботизированной системы требует анализа процессов ее жизненного цикла с последующим их агрегированием в составе полной группы процессов в жизненном цикле интегрированной системы. Основной целью роботизации является повышение производительности за счёт автоматизации технологических и управленческих процессов. При этом улучшаются такие свойства систем управления, как наблюдаемость – увеличивается число и повышается точность измерения показателей объектов наблюдения, и управляемость – сокращается время на подготовку сценариев решений и на их исполнение [4].

В связи с практикой использования роботизированных систем [2, 3] особую актуальность приобретает исследование проблемы повышения устойчивости организационно-информационных и организационно-вычислительных процессов передачи и обработки данных в каналах управления роботизированных систем. Известны методы повышения устойчивости процессов за счёт инноваций в цифровых платформах [5-7], в сетевой архитектуре [8], в структуре сигналов [9], в роботизированных системах [10], в семантических базах знаний [11] и другие.

В статье представляется новый метод поддержки процессов передачи и обработки данных, обеспечивающий *повышение устойчивости* организационно-информационных и организационно-вычислительных процессов передачи и обработки данных за счёт автоматизированного предотвращения проявления проблем в каналах управления роботизированных систем.

## Когнитивно-семантический метод поддержки процессов

При описании данного метода используются известные и следующие понятия.

- Объекты наблюдения – процессы, материальные объекты, нематериальные сущности, субъекты, каждый из которых оказывает влияние на один или более процессов передачи и обработки данных.

- Объекты поддержки – объекты наблюдения, которые используют при передаче и обработки данных. Примерами являются тракты передачи данных и составляющие их объекты, например, компьютерные и телекоммуникационные средства.
- Объекты противодействующих процессов – объекты наблюдения, которые поддерживают противодействующие процессы, при определённых обстоятельствах они становятся источниками негативного влияния.
- Семантическая база знаний – база данных, в которую передаются и в которой формируются и сохраняются структурированные данные о сущностях процессов передачи и обработки данных и противодействующих им процессов.

Когнитивно-семантический метод поддержки организационных процессов передачи и обработки данных содержит следующие известные [12, с. 208] шаги, на которых:

- формируют, сохраняют и отображают данные о нормированных и статистических показателях объектов поддержки и данные о сценариях выполнения работ по предотвращению проблем в среде объектов поддержки;
- производят оценку эффективности объектов поддержки, путём сравнительного анализа их статистических и нормированных показателей;
- если данные о статистических показателях объектов поддержки ниже данных о соответствующих нормированных показателях и данные о сценариях выполнения работ по предотвращению проблем в среде объектов поддержки имеются, то передают эти данные для управления объектами поддержки.

В метод введены шаги, *которые определяют его новизну,* и на которых:

- формируют, сохраняют и отображают данные о нормированных и статистических показателях объектов противодействующих процессов и данные о сценариях сдерживания негативного влияния этих процессов на объекты поддержки процессов в трактах передачи и обработки данных;
- если данные о статистических показателях объектов поддержки ниже данных о соответствующих нормированных показателях и данные о сценариях выполнения работ по предотвращению проблем в среде объектов поддержки *отсутствуют*, а данные о сценариях сдерживания негативного влияния противодействующих процессов *имеются*, то передают данные о сценариях для воздействия на объекты противодействующих процессов, являющихся источниками негативного влияния;
- если данные о статистических показателях объектов поддержки ниже данных о соответствующих нормированных показателях и данные о сценариях выполнения работ по предотвращению проблем в среде объектов поддержки процессов организационной системы по сложившейся ситуации *отсутствуют*, а данные о сценариях сдерживания негативного влияния противодействующих процессов по сложившейся ситуации тоже *отсутствуют*, то передают данные об их статистических и нормированных показателях для

разработки новых сценариев сдерживания негативного влияния на объекты поддержки.

В представленном методе для определения объектов противодействующих процессов, которые в интервалы времени, близкие к наблюдаемым, могут стать источниками негативного влияния, используется семантическая база знаний об объектах наблюдения. При этом, следует иметь ввиду, что последствием негативного влияния может стать приостановка управления робототехническими системами и комплексами.

## Семантическая основа поддержки процессов

Семантическая база знаний об объектах наблюдения – объектах поддержки и объектах противодействующих процессов, является когнитивной основой нового метода.

На рисунке приведена граф-схема процесса использования семантической базы знаний.

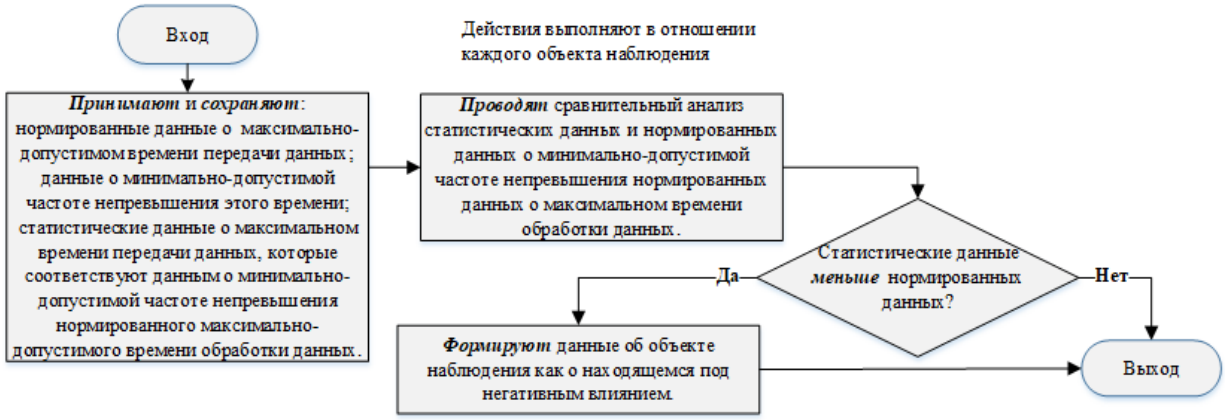



*Рисунок. Граф-схема процесса использования семантической базы знаний*

Для определения показателя непревышения времени передачи (обработки) данных в *n*-ом объекте наблюдения (*n*=1, 2, …, *N*) используем формулу [13]:

$$G_i = 1 - \sum_{i=1}^{U_i[t_i^* - T_i; t_i^*]} \Delta t_i \; / \; T_i \;, \qquad (1)$$

где $G_i$ – данные о коэффициенте устойчивости за период $T_i$ статистической отчётности, что тождественно статистическим данным о минимально-допустимой частоте непревышения времени передачи (обработки) данных в *n*-ом объекте наблюдении (тракте) за период $T_i$ статистической отчётности; $t_i^*$-$T_i$ – данные о времени начала текущего периода $T_i$=$T$ статистической отчётности, $i$=1, 2…; если эти данные имеют отрицательное значение (случай, когда время функционирования объекта наблюдения с момента ввода в эксплуатацию, меньше $T$), то этим данным присваивается значение этого момента; $U[t_i^*\text{-}T_i;\ t_i^*]$ – число интервалов неустойчивости объекта наблюдения, наблюдаемых за текущий период $T_i$ статистической отчётности и исчисляе-

мый с помощью данных $t_i^*$-$T_i$ (начало периода) и $t_i^*$(окончание периода), при этом под интервалами неустойчивости здесь понимаются интервалы времени в которых превышается максимально-допустимое время обработки данных в *n*-ом объекте наблюдения; $t_{i-1}^{**}$ – данные о времени начала последнего интервала неустойчивости объекта наблюдения в текущем периоде $T_i$ отчётности, $i$=1, 2…; $t_i^*$ – данные о времени окончания последнего интервала неустойчивости объекта наблюдения в текущем периоде $T_i$ отчётности; $\Delta t_i = t_i^* - t_{i-1}^{**}$ – данные о длительности последнего интервала неустойчивости объекта наблюдения в текущем периоде $T_i$ статистической отчётности.

В качестве логической основы для записи в семантическую базу знаний данных о сущностях процессов могут быть использованы процессы сканирования (мониторинга), инвентаризации и конфигурациями [14].

С целью реализации представленного метода были разработаны способ и цифровая платформа поддержки процессов организационных систем [15, 16].

## Заключение

Представленный метод поддержки процессов обеспечивает автоматизированное предотвращение проявления проблем, обусловленных негативным влиянием процессов, противодействующих организационно-информационным и организационно-вычислительным процессам передачи и обработки данных в каналах управления роботизированных систем.

Практическая значимость метода заключается в предоставлении возможности проектирования телекоммуникационной основы системы управления для роботизированных систем на основе когнитивного анализа состояния объектов поддержки, находящихся под комплексным воздействием противодействующих процессов, с учётом трех видов факторов различной природы – организационного, организационно-технического, технико-технологического характера. Взаимосвязь этих факторов и запускаемых ими процессов проявляется во взаимодействии их между собой и приводят к изменению свойств телекоммуникационной основы систем управления [17].

Следствием этого является изменение свойств систем управления и обоснование приоритетности необходимых мер по предотвращению проявлений негативного влияния не только на процессы передачи и обработки данных, но и на управляющие и технологические процессы роботизированных систем.

## Библиографический список

1. Kozlov S.V., Kubankov A.N. Ways of integrating information, controlling and telecommunication systems-Based on ground and on board-On a process basis // 2018 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. 2018. Pp. 17735854.

2. Макаренко С.И. Робототехнические комплексы военного назначения – современное состояние и перспективы развития // Системы управле-

ния, связи и безопасности. 2016. № 2. С. 73-132. URL: http://sccs.intelgr.com/archive/2016-02/04-Makarenko.pdf.

3. Елисеенко Г.Д., Инзарцев А.В., Павин А.М. Программная платформа для построения распределённых систем управления морских роботизированных комплексов // Подводные исследования и робототехника. 2019. №. 4 (30). Pp. 13-20.

4. Новиков Д.А. Классификация систем управления // Проблемы управления. 2019. № 4. С. 27-42.

5. Зацаринный А.А., Шабанов А.П. Model of a Prospective Digital Platform to Consolidate the Resources of Economic Activity in the Digital Economy // Proceedings of the 13th International Symposium INTELS'18. 2019. V. 150. Pp. 552-557.

6. Григорьев М.Н., Максимцев И.А., Уваров С. А. Цифровые платформы как ресурс повышения конкурентоспособности цепей поставок // Известия Санкт-Петербургского государственного экономического университета. 2018. № 2 (110). С. 7-11.

7. Максимцев И. А. Цифровые платформы и цифровые финансы: проблемы и перспективы развития // Известия Санкт-Петербургского государственного экономического университета. 2018. № 1 (109). С. 7-9.

8. Потапов С.Е. Исследование процесса передачи информации по виртуальным маршрутам в радиосети системы связи с подвижными объектами // Теория и техника радиосвязи. 2019. № 3. С. 11-23.

9. Арендт К., Нётцель Я., Бохе Х. Надежная связь при наличии помех с ограничениями по состояниям: теоретико-информационный взгляд на разнесенный прием // Проблемы передачи информации. 2019. Т. 55. № 2. С. 3-27.

10. Kozlov S.V., Kubankov A.N., Shabanov A.P. Innovations in control systems of actions of robotic objects in the field of emergency response // 2019 Wave electronics and its application in information and telecommunication systems (WECONF 2019). 2019. Pp. 18994090.

11. Zatsarinnyy A.A., Shabanov A.P. Methods of Computer Simulation Based on Shared Digital Platform // CEUR Workshop Proceedings. 2019. V. 2426. Pp. 17-23. URL: http://ceur-ws.org/Vol-2426/paper3.pdf.

12. Шабанов А. П. Инновации: от устройств обмена информацией до интегрированных систем управления. Ч. 2. Управление деятельностью организационных систем // Системы управления, связи и безопасности. 2016. № 3. С. 179-226.

13. Голяндин А. Н., Шабанов А. П. Центр поддержки устойчивости информационных систем // Патент на полезную модель RU 132227 U1, опубл. 10.09.2013, бюл. № 25.

14. Зацаринный А.А., Шабанов А.П. Ситуационные центры: информация – процессы – организация // Электросвязь. 2011. № 6. С. 42-46.

15. Козлов С.В., Шабанов А.П. Способ поддержки процессов организационной системы // Решение о выдаче патента на изобретение по заявке № 2019138418, 27.11.2019.

16. Козлов С.В., Шабанов А.П. Цифровая платформа поддержки процессов организационных систем // Заявка на изобретение № 2019138418, 12.03.2020.

17. Kozlov S.V., Kubankov A.N. Methodological Approaches to Multi-Process Modeling of the Lifecycle of Auto-mated Control Systems (Proceedings Paper). Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF). St. Petersburg: IEEE. 26-30 Nov. 2018.

**УДК 004.056**

***В.С. Коломойцев***
кандидат технических наук, доцент
Санкт-Петербургский университет аэрокосмического приборостроения

# ЭФФЕКТИВНОСТЬ ВАРИАНТОВ ПОСТРОЕНИЯ СХЕМЫ БЕЗОПАСНОГО ДОСТУПА «СВЯЗУЮЩИЙ УЗЕЛ»

Целью работы являлось исследование отказоустойчивой схемы безопасного доступа узлов вычислительной системы к ресурсам внешней сети – схема безопасного доступа «Связующий узел». Схема безопасного доступа «Связующий узел» включает в себя группу (или несколько групп) маршрутизаторов, вычислительный узел, использующий аппаратно-программные средства защиты информации и каналы связи, соединяющие ее с оконечными узлами вычислительной системы и внешней сетью. Проведена оценка эффективности и сравнительный анализ вариантов построения схемы безопасного доступа «Связующий узел» по частному критерию эффективности. Ставилось предположение, что система является восстанавливаемой. Показана эффективность применения некоторых вариантов построения схемы безопасного доступа с точки зрения коэффициента оперативной готовности.
***Ключевые слова***: защита информации; вычислительные системы; средства защиты информации; схема безопасного доступа; информационная безопасность; межсетевое экранирование.

*Работа опубликована при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований: грант № 20-07-20026.*

***V.S. Kolomoitcev***
PhD, Associate Professor
St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

# EFFECTIVENESS OF OPTIONS FOR DESIGNING A PATTERN OF SECURE ACCESS 'CONNECTING NODE'

The purpose of the work was to study the fault-tolerant pattern of secure access of computer system nodes to external network resources – the pattern of secure access 'Connecting node'. The pattern of secure access 'Connecting node' includes a group/cluster (or several groups) of routers, a computing node that includes hardware and software for information protection and communication channels that connect it to the end nodes of the computing system and the external network. The efficiency assessment and comparative analysis of options for designing a pattern of secure access 'Connecting node' according to individual efficiency criteria was carried out. It was assumed that the system is recoverable and has stage-by-stage activation on means of information protection. The effectiveness of using some options of designing a pattern of secure access in terms of the operational availability factor.
***Keywords****:* Information security; computer systems; means of information protection; pattern of secure access; information security; firewall.

## Введение

Проектирование современных систем защиты информации (СЗИ) и схем безопасного доступа (СБД), в частности, требует модельно-

ориентированного подхода, при котором предполагается оценку эффективности проектных решений по построению СЗИ с дальнейшим обоснованием выбора проектных решений и их оптимизацию [1]. Использование систем частных и комплексных критериев оценки эффективности позволяет существенно повысить обоснованность выбранного варианта построения СЗИ.

Под СБД будем понимать набор элементов вычислительной системы (ВС) позволяющих обеспечить безопасное, с точки зрения защиты информации (ЗИ), подключение оконечных узлов ВС к ресурсам внешней сети. Будем считать, что СЗИ, используемая в ВС и в СБД содержит один или некоторое множество элементов ЗИ, которые могут объединяться в кластеры. Элементы ЗИ могут быть выполнены в виде различных аппаратных или аппаратно-программных средств ЗИ или в виде вычислительных узлов, которые комплектуются некоторым набором средств ЗИ. Аппаратные и аппаратно-программные средства ЗИ могут применяться последовательным, параллельным или конвейерным способом.[2], [3].

Стоимость вычислительного узла пропорциональна числу включенных в его состав средств ЗИ. При программной реализации средств ЗИ узел содержит компьютер, укомплектованный программным набором средств ЗИ, а его стоимость в основном определяется стоимостью компьютера.

Типовая СБД, представлена на Рисунке 1.

Схема безопасного доступа имеет три ключевые зоны включающие: оконечные узлы ВС (возможно содержащие встроенные персональные средства ЗИ); СЗИ, представляющая собой набор мер и средств ЗИ, в том числе встраиваемых в узлы и, возможно, объединяемые в кластер (кластер узлов ЗИ); внешняя инфокоммуникационная система (внешняя сеть), включающая внешние (неподконтрольные системе) вычислительные узлы и каналы связи.

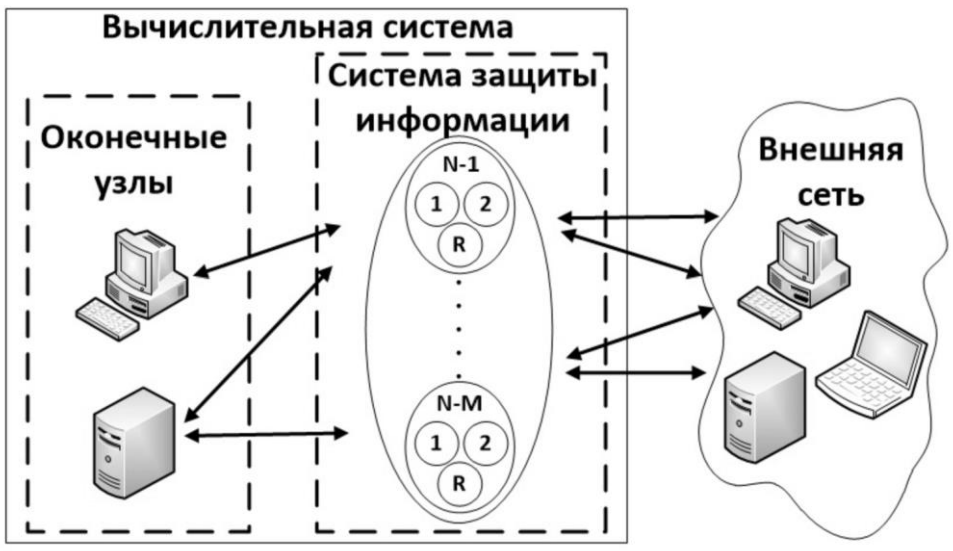



*Рис.1. Типовая схема безопасного доступа*

В качестве объекта исследования возьмем распространенную в настоящее время СБД «Связующий узел», включающую в себя: оконечные узлы

ВС (к которым необходимо обеспечить доступ), вычислительные узлы (“связующие узлы”, на которых располагаются аппаратно-программные средства ЗИ) и маршрутизаторы (которые обеспечивают подключение оконечных узлов, вычислительных узлов и внешней сети между собой) [4]. По-умолчанию будем считать, что на оконечных узлах системы не имеется никаких средств ЗИ (или же они не обеспечивают практически никакого уровня информационной безопасности (ИБ) и оказывают минимальное влияние на работу узла из-за чего ими можно пренебречь при исследовании СЗИ). Таким образом, в схеме доступа «Связующий узел», все ключевые функции защиты сконцентрированы на “связующих узлах”.

В исследование эффективности работы СБД «Связующий узел» также включим «Типовую» СБД, имеющую аналогичную структуру, что и схема доступа «Связующий узел», за исключением того, что вместо вычислительного узла в ней используется стандартное аппаратно-программное средство ЗИ (например, межсетевой экран).

**Исследование схем безопасного доступа по показателю надежности**

Исследуем работу нескольких вариантов СБД «Связующий узел» с точки зрения надежности: в типовом (включающем в себя две группы маршрутизаторов между которыми располагается группа вычислительных узлов) и гибридном (типовое исполнение за исключением того, что перед группой вычислительных узлов располагается дополнительное внешнее аппаратно-программное средство ЗИ – в частном случае, межсетевой экран) исполнении. В рамках работы СБД «Типовая» и «Связующий узел» применяют последовательный алгоритм активизации работы используемых средств ЗИ (поэтапно), с возможностью запуска в любом порядке.

При оценке надежности считаем, что отказы различных узлов независимы, а поток отказов распределен по экспоненциальному закону (как это принято при расчетах надежности). Влияние злонамеренных воздействий, направленных на снижение надежности, а также на безопасность системы (рассмотренные, например, в [5], [6]), в настоящей работе не рассматриваются.

В ранних работах рассматривалась оценка надежности исследуемых схем с учетом того, что СЗИ не имеет возможности восстановления (оценка вероятности безотказной работы) [7], [8]. Однако такая оценка не отображала в полной мере работу реальных систем. Поэтому в рамках данной работы для оценки надежности СЗИ предположим, что система имеет возможность восстановления. В таком случае надежность СЗИ определим используя коэффициент оперативной готовности (КОГ) – готовность СЗИ в некоторый момент времени и вероятности безотказной работы системы в течение реализации процедуры обнаружения и устранения угроз [4]:

$$P_S = \prod_i P_{C_i} \cdot P_{C_i}(T_{C_i}) \cdot \prod_j P_{M_j} \cdot P_{M_j}(T_{M_j}). \qquad (1)$$

Здесь $P_{C_i} = \sum_{a=1}^{n_{C_i}} \delta_{C_i} C_{n_{C_i}}^{a} r_{C_i}{}^{a} (1 - r_{C_i})^{n_{01} - a}$. При условии, что маршрутизаторы в каждой из групп являются одинаковыми:

$$P_{M_j} = \sum_{b=1}^{n_{M_j}} \delta_{M_j} C_{n_{M_j}}^{b} r_0{}^{b} (1 - r_0)^{n_{M_j} - b},$$

где $r_j = \dfrac{1/\lambda_j}{1/\lambda_j + 1/\mu_j} = \dfrac{\mu_j}{\mu_j + \lambda_j}$, а $\lambda_0$ – интенсивность отказов маршрутизаторов; $\lambda_i$ – средств ЗИ; $\mu_0$ – интенсивность восстановления маршрутизаторов; $\mu_i$ – средств ЗИ, $i = 1 \ldots n$, где $n$ – число элементов ЗИ в составе СЗИ; $T_j$ – среднее требуемое время безотказной работы $j$-го узла СЗИ; $C_i$ – порядковый номер аппаратно-программного элемента ЗИ, использующегося в схеме СЗИ; $M_i$ – порядковый номер группы маршрутизаторов, использующегося в схеме СЗИ.

Для $P_{C_i}(T_{C_i})$ и $P_{M_j}(T_{M_j})$, $r_j = e^{-\lambda_j T_j}$, а $\lambda_0$ – интенсивность отказов маршрутизаторов; $\lambda_i$ – средств ЗИ, $i = 1 \ldots n$, где $n$ – число элементов ЗИ в составе СЗИ; $T_j$ – время работы $j$-го элемента СЗИ; $C_i$ – порядковый номер аппаратно-программного элемента ЗИ, использующегося в схеме СЗИ; $M_i$ – порядковый номер группы маршрутизаторов, использующегося в схеме СЗИ.

Где $\delta_{i1}, \delta_{i2}, \delta_{i01}, \delta_{i02}$ условия обеспечения стационарности режима работы узлов, принимающих значение “1”, если условия стационарности выполняются и “0” в противном случае. Для СБД «Связующий узел», в типовом исполнении и использующей одну (а) или две (б) группы маршрутизаторов накладываемые ограничения примут вид (аналогичные ограничения будут для СБД в гибридном исполнении):

$$\text{а)} \begin{cases} d_1 \cdot \lambda \cdot \nu_1 / n_1 < 1; \\ \lambda \cdot \nu_0 \cdot (1 + d_2) / n_{01} < 1; \\ C_{1C} = c_1 \cdot n_{01} + c_2 \cdot n_1; \end{cases} \quad \text{б)} \begin{cases} \lambda \cdot \nu_0 / n_{01} < 1; \\ d_1 \cdot \lambda \cdot \nu_1 / n_1 < 1; \\ d_2 \cdot \lambda \cdot \nu_0 / n_{02} < 1; \\ C_{2C} = c_1 \cdot (n_{01} + n_{02}) + c_2 \cdot n_1; \end{cases}, \qquad (2)$$

где $\lambda$ – интенсивность входного потока запросов; $v_i$ – среднее время обслуживания $i$-м элементов СЗИ; $n_{0i}$ – порядковый номер группы маршрутизаторов; $n_1$ – вычислительный узел ($j$-е средство ЗИ); $d_i$. – снижение интенсивности входного потока после прохождения $i$-го средства ЗИ; $c_i$ – стоимость $i$-го элемента ЗИ и $C_i$ – ограничение на общую стоимость СЗИ.

Снижение интенсивности входного потока после прохождения $i$-го средства ЗИ ($d_i$) опредлим, используя формулу вычисления вероятности устранения и обнаружения угрозы $E_{S_R}$ при применении $R$-средств защиты, с учетом пересечения множеств угроз ИБ [4], [8]:

$$E_{S_R} = I_S \cdot W \cdot \sum_{i=1}^{R}(l_i \cdot p_i + \sum_{j=1}^{j<i}(l_{ji} \cdot (1 - \overline{p}_i \cdot \overline{p}_j) + \ldots + \\ + \sum_{m=1}^{m<t}(l_{mt\ldots i} \cdot (1 - \overline{p}_i \cdot \overline{p}_j \cdot \ldots \overline{p}_m))\ldots), \quad (3)$$

где $W = \lambda_T / \lambda$ – доля угроз ИБ в поступающем потоке запросов, здесь $\lambda_T$ и $\lambda$ – соответственно интенсивности входного потока угроз ИБ и общего потока запросов (в том числе с угрозами ИБ); $l_i$ – доля угроз ИБ от общего множества, определяемая только $i$-м элементом СЗИ, состоящей из $R$-элементов; $l_{i\ldots m}$ – доля угроз ИБ от общего множества угроз ИБ, обнаруживаемых и устраняемых элементами с $i, j$ по $m$, применяемыми в составе СЗИ, состоящей из нескольких элементов; $p_i$ – вероятность обнаружения угрозы $i$-м средством; $\overline{p_j}$ – вероятность, определяемая как $\overline{p_j} = 1 - p_j$; $i, j, \ldots, t$ – порядковые номера элементов СЗИ.

Для оценки вносимых задержек обслуживания представим каждый узел системы в виде одноканальной системы массового обслуживания с общей бесконечной очередью и поэтапным выполнением запросов [3].

После завершения очередного $i$-го этапа, запрос либо с вероятностью $P_i$ немедленно покидает систему (средство обнаружило и устранило угрозу), либо с вероятностью $(1 - P_i)$ поступает на следующий $(i + 1)$-й этап обслуживания. После завершения обслуживания на этапе $R$ запрос покидает систему и начинается поэтапное выполнение следующего запроса из очереди.

Рассматриваемая модель поэтапного обслуживания – частный случай системы M/G/1, поэтому для нахождения среднего времени пребывания запроса в системе $T$ (среднее время обслуживания), учитывая, что схема безопасного доступа может включать M-систем, которые ведут обслуживание поступающих запросов (т.е., интенсивность потока запросов, поступающих в каждую из $M$-систем будет $\lambda / M$), воспользуемся формулой Полячика–Хинчина [3]: $T_S = \overline{x} + \lambda \cdot x^{(2)} / 2 \cdot (M - \lambda \cdot \overline{x})$, где $\overline{x}$ и $x^{(2)}$ – первый и второй начальные моменты; $\lambda$ – интенсивность входного потока запросов; $M$ – число групп “связующих узлов”.

Предполагая, что время обслуживания каждого этапа – случайная величина, распределенная по показательному закону, то в таком случае, используя распределение Кокса можно получить преобразование Лапласа для плотности распределения вероятностей времени обслуживания в виде [3], [9]:

$$B(s) = (\frac{\mu_1}{s + \mu_1})P_1 + \left(\sum_{i=2}^{R-1} P_i \left(\prod_{j=1}^{i=1}(1 - P_j)\right) \bullet \prod_{j=1}^{i-1}(\frac{\mu_j}{s + \mu_j})\right) + \prod_{i=1}^{R}(\frac{\mu_i}{s + \mu_i})\left(\prod_{j=1}^{R-1}(1 - P_j)\right),$$

где $\mu_i$ и $P_i$ – интенсивность обслуживания и вероятность устранения угрозы на $i$-м этапе обслуживания; $R$ – количество этапов обслуживания (обнаружения и устранения угроз).

Пусть в системе три средства ЗИ – $V_1 = 0.0075$ с, $V_2 = 0.012$ с, $V_3 = 0.0225$ с; $p_1 = 90\%$, $p_2 = 95\%$, $p_3 = 92{,}5\%$. Доли угроз ИБ от общего множества угроз ИБ, определяемых и устраняемых элементами "связующего узла" для рассматриваемых вариантов системы: $A_1 = 35\%$, $A_2 = 50\%$, $A_3 = 70\%$, $l_{12.0} = 15\%$, $l_{13.0} = 20\%$, $l_{23.0} = 30\%$, $l_{123.0} = 10\%$. Между маршрутизаторами и "связующим узлом" (как и с внешним аппаратно-программным средством) нет общих множеств угроз ИБ и $A_0 = 5\%$, а между внешним аппаратно-программным средством и маршрутизатором она есть – $l_{04} = 5\%$, а $A_4 = 10\%$. Среднее время обслуживания маршрутизатора – $\nu_0 = 0.025$ с., а внешнего аппаратно-программного средства – $\nu_2 = 0.075$ с. $C = 300$ у.е. (для типового вида схемы доступа) и $C = 450$ у.е. (для гибридного вида схемы доступа), $c_1 = 10$ у.е., $c_2 = 50$ у.е., $c_3 = 35$ у.е. Тогда, воспользовавшись (1), (2), (3) при $\lambda_0 = 10^{-4}$, $\lambda_1 = 8 \cdot 10^{-5}$ (для СБД «Типовая») и $\lambda_1 = 1{,}25 \cdot 10^{-4}$; $\lambda_2 = 8 \cdot 10^{-5}$ (для СБД «Связующий узел»); $\mu = 1$, $t = 168$ часов (должна быть обеспечена безотказная работа СЗИ в течение одной недели) получим результаты, показанные на рис. 2.

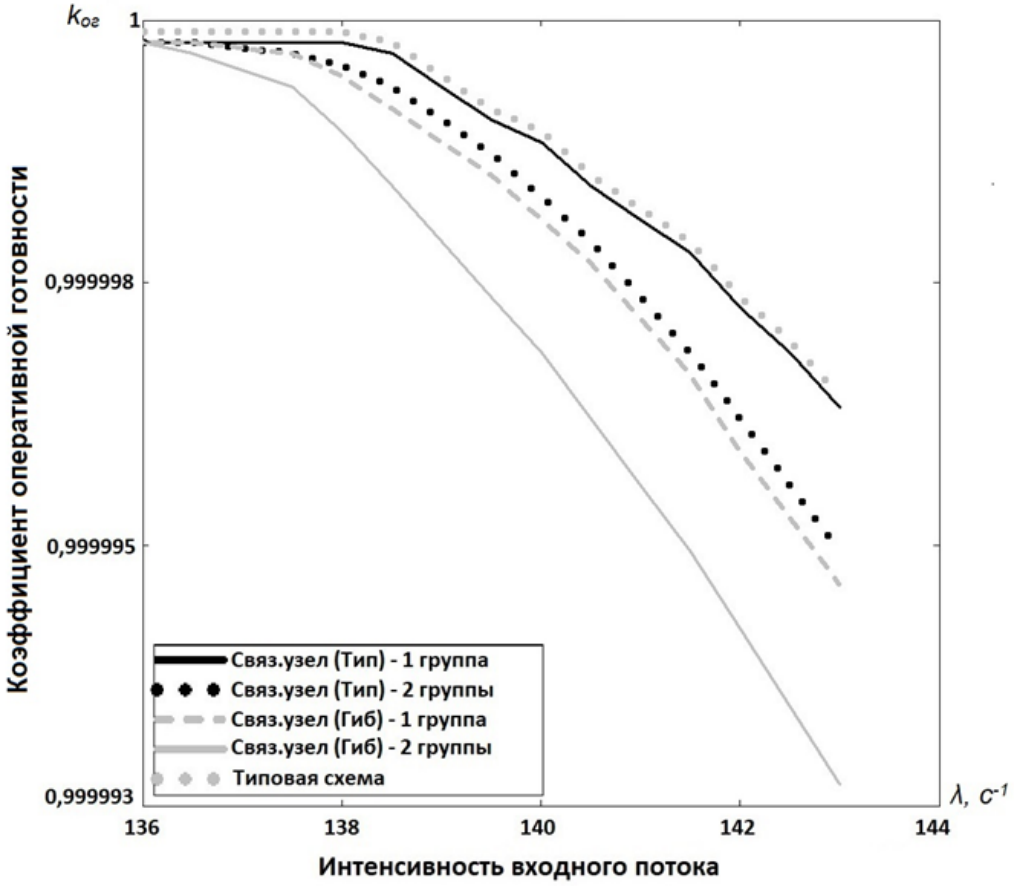



*Рис. 2. Зависимость коэффициента оперативной готовности СЗИ от интенсивности входного потока при проектировании вариантов схем безопасного доступа «Связующий узел» и «Типовая»*

На рис. 2 видно, что при оценки надежности по КОГ СЗИ, наиболее эффективными оказываются варианты построения рассматриваемых СБД, использующих одну группу маршрутизаторов. Однако, стоит учитывать, что данный вариант построения СБД имеет существенную уязвимость с точки

зрения ИБ, которая напрямую зависит от качества используемого коммутирующего оборудования и его настройки – злоумышленник, используя специальные методы атаки, может проигнорировать СЗИ ВС и сразу осуществить доступ к оконечным узлам ВС.

Также на рис. 2 видно, что типовой вариант СБД «Связующий узел», использующий одну группу маршрутизаторов, обладает сравнительно близким уровнем надежности с СБД «Типовая». Вызвано это тем, что в большинстве случаев внешние аппаратно-программные средства ЗИ (используемые в СБД «Типовая») реализованы на той же аппаратной платформе, что и вычислительные узлы [9]. Из чего можно сделать вывод, что с точки зрения аппаратной архитектуры эти две схемы доступа равнозначны и имеют различия лишь в программном наполнении.

Таким образом, в дальнейшем необходимо провести оценку эффективности работы СЗИ, используя комплексные критерии эффективности СЗИ. Это позволит учесть влияние каждого из показателей эффективности СЗИ (вносимые задержки обслуживания, надежность СЗИ и ИБ, которую она может обеспечить) и дать более объективную оценку эффективности ее работы.

## Заключение

В работе было проведено исследование эффективности работы схемы доступа «Связующий узел» по частному критерию эффективности, учитывающему надежность системы – коэффициенту оперативной готовности.

Показано, что схема доступа, использующая одну группу маршрутизаторов для обеспечения подключения всех элементов системы между собой, обладает большей эффективностью, чем иные варианты построения системы. Также показано, что при условии оценки эффективности системы по данному частному критерию разница между рассматриваемыми вариантами построения системы при возрастании интенсивности входного потока запросов существенно возрастает.

## Библиографический список

1. Aysan H. Fault-tolerance strategies and probabilistic guarantees for real-time systems Mälardalen University, Västerås, Sweden. 2012. 190 p.

2. Stuart McClure Hacking Exposed 7: Network Security Secrets and Solutions 7th Edition // McGraw-Hill Education. 2012. 768 p.

3. Клейнрок Л. Теория массового обслуживания / Пер. с англ. И.И. Грушко; ред. В.И.Нейман. М.: Машиностроение, 1979. 432 с.

4. Kolomoitcev V.S., Bogatyrev V.A. A Fault-tolerant Two-tier Pattern Of Secure Access 'Connecting Node' // ACSR-Advances in Computer Science Research – 2017. V. 72. Pp. 271-274.

5. Кутузов А.В., Матвеев А.С. Предложения по повышению защищенности информации, циркулирующей в локальных вычислительных сетях // Современная техника и технологии. №6(34). 2014. С. 23.

6. Schumacher M. Security Engeneering with Patterns, LNSC 2754.Springer-Verlang Berlin Heidelberg. 2003. Pp.87-96.

7. Kolomoitcev V.S., Bogatyrev V.A. The Fault-tolerant Structure of Multi-level Secure Access to the Resources of the Public Network // Распределенные компьютерные и телекоммуникационные сети: управление, вычисление, связь (DCCN-2016) = Distributed computer and communication networks: control, computation, communications (DCCN-2016): материалы Девятнадцатой международной научной конференции (Москва, 21–25ноября 2016). V. 3. Pp. 264-271.

8. Коломойцев В. С., Богатырев В. А. Эффективность поэтапного применения средств защиты с пересечением областей обнаружения угроз // Программные продукты и системы. 2018. Т. 32. № 3. С. 557-564.

9. Коломойцев В.С., Богатырев В.А. Вероятностно-временные показатели при поэтапном применении средств защиты информации // Вестник компьютерных и информационных технологий. 2017. № 11(161). С. 37-43.

**УДК 004.932**

***Д.С. Кретюк***
студент кафедры инфокоммуникационных систем
***А.И. Веселов***
кандидат технических наук, доцент
Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

# ОБЗОР МЕТОДОВ АВТОМАТИЧЕСКОГО ФОРМИРОВАНИЯ ОТВЕТОВ НА ВОПРОСЫ О СОДЕРЖИМОМ СЦЕН

Ставится задача исследовать и разработать методы для автоматического формирования ответов на вопросы о содержимом сцен (VQA). Она интересна тем, что затрагивает одновременно два класса алгоритмов машинного обучения: анализ и понимание содержимого изображений, а также обработку естественного языка (NLP, Natural Language Processing). В настоящее время наиболее успешные алгоритмы обработки текстовой и визуальной информации основываются на принципах глубокого обучения, в рамках которых, как правило, используются искусственные нейронные сети (ИНС). Однако следует отметить, что для каждого класса задач строится архитектура ИНС, специфичная для рассматриваемой прикладной области, и проблема сопряжения между архитектурами ИНС для обработки изображений и архитектурами ИНС для обработки текста, является открытой. В статье приведены современные методы объединения различных архитектур ИНС в рамках одной задачи, а также представлены перспективные подходы к повышению эффективности автоматической генерации текстовых ответов на вопросы о содержимом изображений.
***Ключевые слова:*** глубокое обучение, нейронные сети, обработка изображений, обработка естественного языка.

***D.S. Kretiuk***
Student of department of infocommunication systems
***A.I.Veselov***
PhD, Associate Professor
Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

# OVERVIEW OF VISUAL QUESTION ANSWERING METHODS

This article reviews several modern methods for visual qestion answering (VQA). It is interesting in that it affects simultaneously two classes of machine learning algorithms: analysis and understanding of image content, as well as natural language processing (NLP). Currently, the most successful text and visual information processing algorithms are based on the principles of deep learning, in the framework of which, as a rule, artificial neural networks (ANN) are used. However, it should be noted that for each class of problems an ANN architecture is built that is specific for the application area under consideration, and the problem of the interface between ANN architectures for image processing and ANN architectures for text processing is open. The article presents modern methods for combining various ANN architectures within the framework of one task, and also presents promising approaches to increasing the efficiency of automatic generation of text answers to questions about image content.
***Keywords****:* deep learning, neural networks, image processing, natural language processing, visual question answering.

## Введение

Задача VQA включает в себя определение машиной правильного ответа о содержимом сцен (рис. 1).

При решении задач VQA используются методы из областей компьютерного зрения (для понимания содержимого сцен) и обработки естественного языка (для отображения понимания содержимого сцены на текстовое представление вопроса).

Современные системы VQA основаны на сопоставлении входного вопроса и целевого изображения, которое выполняется по признакам, выделенным различными независимыми нейронными сетями для обработки изображений и текста. После того, как сопоставление выполнено, вызывается классификатор, выбирающий наиболее правдоподобный ответ из заранее сформированного конечного множества ответов. В этом смысле современные системы VQA еще далеки от того, чтобы рассматриваться как «полноценные» модели, способные отвечать на любые вопросы по любым изображениям.

Большинство последних работ в этой области [1, 2] посвящены разработке механизма «внимания» («top-down attention»), который является общим для большинства современных моделей VQA. Данный механизм помогает системам обучаться фокусироваться на релевантных семантических частях изображений и улучшает производительность.

Для полного понимания изображений необходимо почти ежедневно приобретать общие знания и моделировать семантическую связь между различными частями изображений, что выходит за рамки того, что механизм «внимания» может извлечь только из изображений. Поэтому добавочные описания к ним могут быть полезными дополнениями к механизму «внимания».

Таким образом, целью данной работы является обзор методов дополнительного описания изображений и подбор методов для их реализации.

*Рис. 1. Примеры вопросов и их правильных ответов из набора данных VQA v2 [3]*

## Предшествующие работы

За последние годы специалисты, изучающие глубокое обучение, начали решать сложные проблемы визуального рассуждения, такие как обнаружение отношений [3], распознавание объектов [4] или абстрактные рассуждения [5].

Но самой популярной задачей является визуальный ответ на вопрос (VQA), который вызывал значительный интерес в течение последних пяти лет [6, 7, 8, 9]. После первоначальной работы [10] были определены различные подзадачи для разрешения VQA.

Исследования моделей VQA в основном проводятся на синтетическом наборе данных CLEVR [11], который содержит вопросы, требующие рассуждений по изображениям с объектами из реального мира, которые почти не изменяются. Эта задача решается с помощью явных рассуждений. В таких методах [12, 10, 13] на вход нейронной сети подается вопрос, после чего обрабатывается изображение с помощью элементарных нейронных операций.

При исследовании VQA основной задачей является разработка функций для представления высокоуровневой корреляции между двумя векторными пространствами.

Данное направление считается противоположным к визуальным рассуждениям. Методы с явными или реляционными рассуждениями сложнее реализовать с использованием реальных данных, чем с помощью искусственных изображений и вопросов. Поэтому механизмы мягкого внимания [14, 9, 15] часто используются в рассуждениях.

При заданном вопросе эти модели присваивают оценку важности каждому региону и используют их для суммирования весов в визуальных представлениях. Существуют более сложные стратегии внимания, такие как «структурированное внимание» [16], где считается, что локально связанная графическая структура, которая служит для моделирования схем области изображения – условное случайное поле (CRF), выводит оценки значимости региона.

Важно отметить, что тип визуальных функций, используемых в системе VQA, оказывает большое влияние на производительность. Хотя в ранних работах использовалось представление с фиксированной сеткой, представленное полностью сверточной сетью (такой как ResNet-152 [17]), производительность может быть улучшена с помощью прогнозов от детектора объектов [18].

**Наборы данных.** За последнее время было создано некоторое количество наборов данных для VQA, например, [19, 20, 21, 22]. Каждый из этих наборов данных содержит различные изображения вместе с вопросами и правильными ответами, предложенными людьми. Реальный набор данных VQA [19] и его улучшенная версия VQA v2 [20] послужили эталоном для оценки и сравнения методов. Последний связывает два изображения с каждым вопросом, которые выбираются так, чтобы они приводили к разным ответам.

Другой набор данных Visual Genome содержит так же примечания к изображениям в форме диаграммы сцены. Они составляют подробное описание содержимого изображения и обеспечивают набор визуальных элементов, появляющихся на сцене (таких как объекты, люди), вместе с их атрибутами (цвет, вид) и отношения между ними.

В данной работе предлагается дополнительно генерировать добавочные описания к изображениям для повышения результатов в задаче VQA.

### Базовая модель

Большинство современных методов VQA работают по следующему алгоритму (рис. 2): два входа (вопрос и изображение) отображаются в векторное представление фиксированного размера с помощью сверточных и рекуррентных нейронных сетей, соответственно. Дальнейшие нелинейные отображения этих представлений обычно интерпретируются как проекции в совместное пространство. Затем они объединяются путем конкатенации поэлементного умножения перед подачей в классификатор.

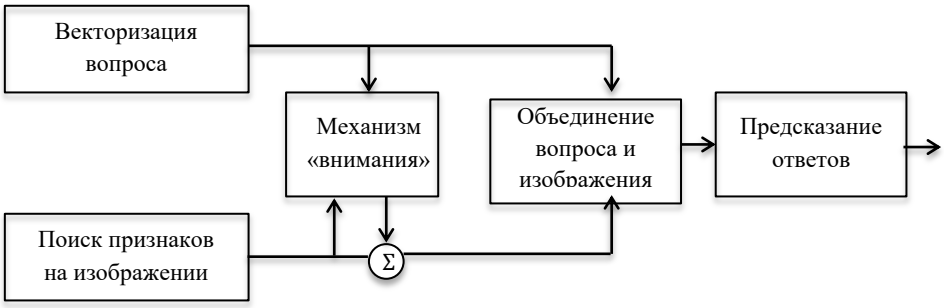



*Рис. 2. Базовая модель VQA*

### Модель с добавлением дополнительной информации: субтитры к входному изображению

В данном разделе представлена структура совместной системы (рис. 3): сначала делается векторизация вопроса $q$, векторизация заголовков $c$ и производится поиск признаков на $V$; затем происходит объединение признаков изображения ($V$), вопроса ($q$) и подписей ($c$); далее оно суммируется с $c$ и выполняется поэлементное умножение с $q$.

*Таблица*

**Результаты описанных выше методов**

| Методы | Варианты ответов | | | |
|---|---|---|---|---|
| | Все | Да/Нет | Число | Разное |
| Модель без механизмов «внимания»[23] | 57,75 | 80,50 | 36,77 | 43,08 |
| Базовая модель [2] | 65,32 | 81,82 | 44,21 | 56,05 |
| Модель с добавлением дополнительной информации: субтитры к входному изображению [1] | 69,66 | 85,15 | 47,41 | 60,41 |

Проанализировав методы, представленные в таблице, можно увидеть тенденцию того, что при добавлении дополнительных каналов точность верно принятых ответов на вопросы увеличивается. Соответственно, далее имеет смысл рассмотреть различные дополнительные каналы информации.

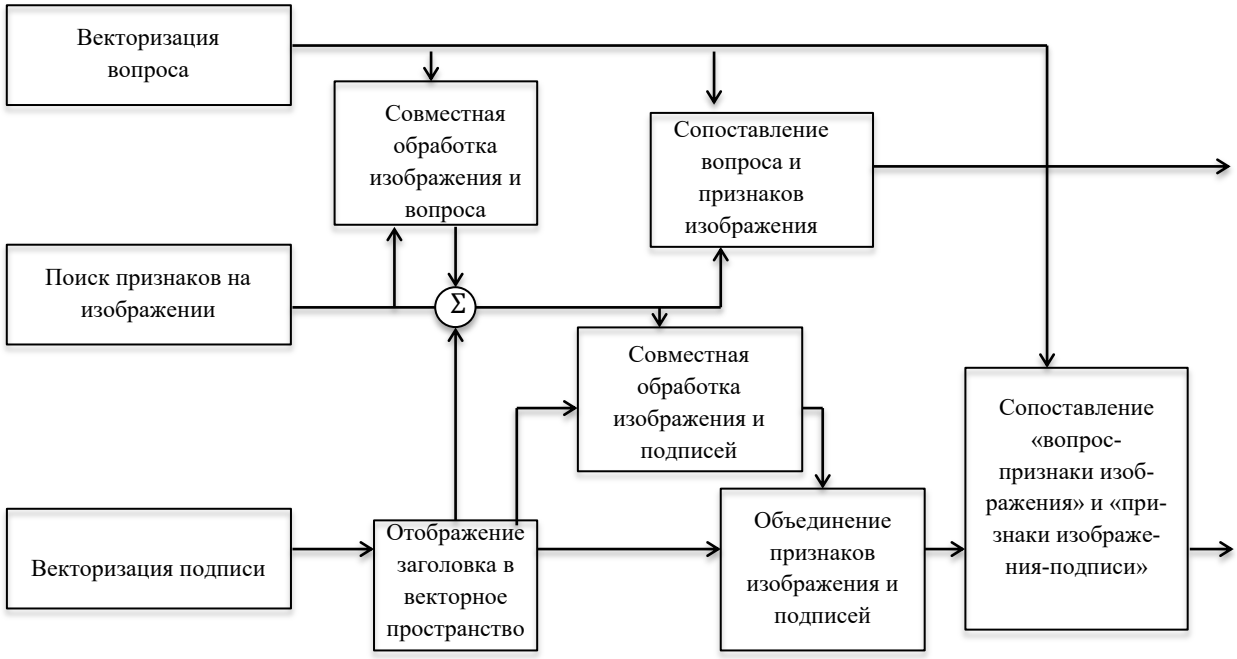



*Рис. 3. Базовая модель с добавлением субтитров к входному изображению*

## Модель с добавлением дополнительной информации: ансамбль методов поиска признаков на изображении

Одним из таких каналов является ансамбль методов поиска признаков на изображении. Ансамбль – сочетание сразу нескольких алгоритмов, которые учатся одновременно на разных наборах данных.

Исследования показывают, что ансамбли детекторов обычно более точны, чем отдельные методы [24]. Один из таких ансамблей изображен на рис. 4. В нем использованы несколько детекторов, каждый из которых получает карту признаков входного изображения. Затем эти индивидуальные решения объединяются.

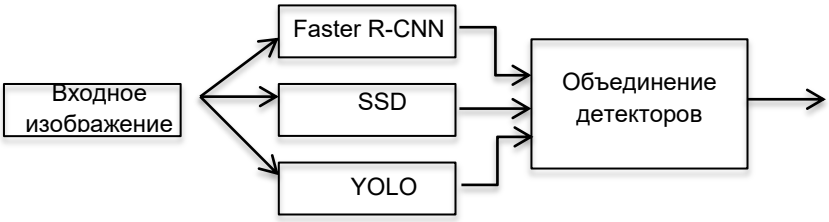



*Рис. 4. Примеры ансамбля детекторов.*

## Модель с добавлением дополнительной информации: visual saliency

Другой вариант канала является карта значимости (visual saliency). Карта значимости – это изображение, которое показывает уникальное качество каждого пикселя (рисунок 5).

Под значимостью подразумеваются уникальные характеристики (пиксели, разрешение и т.д.) изображения в контексте визуальной обработки. Карта показывает области на изображении, которые являются более значимыми в контексте задачи, в которой она используется.

*Рис. 5. Примеры карт значимости*

## Заключение

В данной работе был проведен обзор двух существующих подходов. Было выявлено, что при добавлении дополнительного описания к изображениям и алгоритма сопоставления входных данных, точность получаемых результатов увеличивается. В связи с этим было предложено два метода с добавлением дополнительных каналов:

1) добавление карты значимости;

2) использование ансамбля детекторов.

Сеть с добавлением дополнительных каналов информации планируется реализовать позднее.

## Библиографический список

1. Jialin Wu, Zeyuan Hu, Raymond J. Mooney. Generating Question Relevant Captions to Aid Visual Question Answering. In Proc. IEEE Conf. Comp. Vis. Patt. Recogn., 2019.

2. P. Anderson, X. He, C. Buehler, D. Teney, M. Johnson, S. Gould, L. Zhang. Bottom-Up and Top-Down Attention for Image Captioning and Visual Question Answering. In ICCV, 2018.

3. C. Lu, R. Krishna, M. Bernstein, and L. Fei-Fei. Visual relationship detection with language priors. In European Conference on Computer Vision, 2016.

4. X. Chen, L.-J. Li, L. Fei-Fei, and A. Gupta. Iterative visual reasoning beyond convolutions. In Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, 2018.

5. A. Santoro, F. Hill, D. G. T. Barrett, A. S. Morcos, and T. P. Lillicrap. Measuring abstract reasoning in neural networks // In ICML, volume 80 of JMLR Workshop and Conference Proceedings. 2018. С. 4477–4486.

6. M. Malinowski and M. Fritz. A multi-world approach to question answering about real-world scenes based on uncertain input // In Z. Ghahramani, M. Welling, C. Cortes, N. Lawrence, and K. Weinberger, editors, Advances in Neural Information Processing Systems 27. 2014. С. 1682–1690. 7. K. Kafle and C. Kanan. An analysis of visual question answering algorithms. In The IEEE International Conference on Computer Vision (ICCV), Oct 2017.

8. E. Perez, F. Strub, H. de Vries, V. Dumoulin, and A. C. Courville. Film: Visual reasoning with a general conditioning layer. In AAAI, 2018.

9. D. Bahdanau, K. Cho, and Y. Bengio. Neural machine translation by jointly learning to align and translate. ICLR 2015.

10. R. Hu, J. Andreas, M. Rohrbach, T. Darrell, and K. Saenko. Learning to reason: End-to-end module networks for visual question answering. In Proceedings of the IEEE International Conference on Computer Vision (ICCV), 2017.

11. J. Johnson, B. Hariharan, L. van der Maaten, L. FeiFei, C. L. Zitnick, and R. Girshick. CLEVR: A diagnostic dataset for compositional language and elementary visual reasoning. In IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition CVPR, 2017.

12. J. Johnson, B. Hariharan, L. van der Maaten, J. Hoffman, L. Fei-Fei, C. L. Zitnick, and R. Girshick. Inferring and executing programs for visual reasoning. In ICCV, 2017.

13. D. Mascharka, P. Tran, R. Soklaski, and A. Majumdar. Transparency by design: Closing the gap between performance and interpretability in visual reasoning. In IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition CVPR, June 2018.

14. K. Xu, J. L. Ba, R. Kiros, K. Cho, A. Courville, R. Salakhutdinov, R. S. Zemel, and Y. Bengio. Show, attend and tell: Neural image caption generation with visual attention // In Proceedings of the 32Nd International Conference on International Conference on Machine Learning – Volume 37, ICML'15. 2015. С. 2048–2057.

15. Y. Zhang, J. Hare, and A. Prgel-Bennett. Learning to count objects in natural images for visual question answering. In International Conference on Learning Representations, 2018.

16. Z. Chen, Z. Yanpeng, H. Shuaiyi, T. Kewei, and M. Yi. Structured attentions for visual question answering. IEEE International Conference on Computer Vision (ICCV), 2017.

17. K. He, X. Zhang, S. Ren, and J. Sun. Deep residual learning for image recognition. In IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition CVPR, 2016.

18. S. Antol, A. Agrawal, J. Lu, M. Mitchell, D. Batra, C. L. Zitnick, and D. Parikh. VQA: Visual Question Answering. In Proc. IEEE Int. Conf. Comp. Vis., 2015

19. S. Antol, A. Agrawal, J. Lu, M. Mitchell, D. Batra, C. L. Zitnick, and D. Parikh. VQA: Visual Question Answering. In International Conference on Computer Vision (ICCV), 2015.

20. Y. Goyal, T. Khot, D. Summers-Stay, D. Batra, and D. Parikh. Making the V in VQA matter: Elevating the role of image understanding in Visual Question Answering. In IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition CVPR, 2017.

21. R. Krishna, Y. Zhu, O. Groth, J. Johnson, K. Hata, J. Kravitz, S. Chen, Y. Kalantidis, L.-J. Li, D. A. Shamma, M. Bernstein, and L. Fei-Fei. Visual ge-

nome: Connecting language and vision using crowdsourced dense image annotations. arXiv preprint arXiv:1602.07332, 2016.

22. Y. Zhu, O. Groth, M. Bernstein, and L. Fei-Fei. Visual7W: Grounded Question Answering in Images. In Proc. IEEE Conf. Comp. Vis. Patt. Recogn., 2016.

23. V. Kazemi and A. Elqursh. Show, ask, attend, and answer: A strong baseline for visual question answering. arXiv preprint arXiv:1704.03162, 2017.

24. Shengyang Dai, Ming Yang, Ying Wu, Aggelos Katsaggelos. Detector Ensemble. In IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition CVPR, 2007.

**УДК 621.3**

***С.С. Логинов****
доктор технических наук, профессор
***М.Ю. Зуев****
аспирант
***Я.Г. Агачева****
магистрант
*Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева

# ГЕНЕРАТОР ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ СИСТЕМЫ ЛОРЕНЦА, ПОДВЕРЖЕННОЙ КВАЗИРЕЗОНАНСНЫМ ВОЗДЕЙСТВИЯМ

Представлены результаты тестов FIPS 140-2 двоичных последовательностей на основе модифицированной с использованием квазирезонансных воздействий динамической системы Лоренца. Приведены статистические характеристики генератора двоичных псевдослучайных сигналов на основе системы Лоренца. Проведен анализ автокорреляционных и взаимнокорреляционных функций, получены оценки уровней их боковых лепестков. Результаты анализа могут использоваться при проектировании систем связи с шумоподобными сигналами и при решении задач статистического моделирования.
***Ключевые слова:*** динамический хаос, квазирезонансные воздействия, генератор псевдослучайных чисел, статистическая характеристика, система Лоренца.

***S.S. Loginov****
PhD, Professor
***M.Y. Zuev****
postgraduate student
***Y.G. Agacheva*****
student
* Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev

# A PSEUDORANDOM SIGNAL GENERATOR BASED ON THE LORENTZ SYSTEM SUBJECTED TO QUASI-RESONANT ACTION

This paper presents the results of tests of FIPS 140-2 binary sequences based on a modified Lorentz dynamic system using quasi-resonant effects. Statistical characteristics of a binary pseudorandom signal generator based on the Lorentz system are presented. The analysis of autocorrelation and cross-correlation functions is carried out, estimates of the levels of their side lobes are obtained. The results of the analysis can be used in the design of communication systems with noise-like signals, in solving problems of statistical modeling and increasing the confidentiality of information.
***Keywords:*** dynamic chaos; quasi-resonant effects; pseudorandom number generator; statistical characteristic; Lorentz system.

## Введение

Развитие информационных технологий является одной из основных тенденций жизни человеческого общества. Новые носители информации для систем связи подробно изучаются учеными по всему миру [1-4]. Один из вариантов таких носителей – это носители информации для систем связи на основе систем с динамическим хаосом [5-7].

Множество хаотических режимов нелинейных систем с динамическим хаосом положительно выделяет эти системы для использования в системах конфиденциальной связи и при моделировании систем различной природы. С помощью использования квазирезонансных управляющих воздействий на параметры систем с динамическим хаосом и параметры временной дискретизации можно улучшить показатели формирователей сигналов, генерируемых нелинейными системами с динамическим хаосом [8].

Целью данной работы является анализ влияния квазирезонансных управляющих воздействий на параметры временной дискретизации нелинейной системы Лоренца на статистические характеристики двоичных псевдослучайных сигналов, формируемых на ее основе.

## Генераторы псевдослучайных сигналов на основе системы Лоренца в условиях квазирезонансных воздействий

В данной работе в качестве объекта исследования принимается система Лоренца с динамическим хаосом. Исходной хаотическая система Лоренца описывается системой уравнений вида:

$$\begin{cases} \dot{X} = -\sigma(X - Y), \\ \dot{Y} = r \cdot X - Y - X \cdot Z, \\ \dot{Z} = -b \cdot Z - X \cdot Y; \end{cases} \quad (1)$$

где $X, Y, Z$ – это пространственные переменные нелинейных систем с динамическим хаосом; $r, \sigma, b$ – параметры системы Лоренца.

Широко известна проблема воспроизводимости характеристик аналоговых формирователей сигналов на основе нелинейных систем с динамическим хаосом [7]. Данная проблема затрудняет построение эффективных систем связи на основе эффектов хаотической динамики. Как следствие, появляется потребность в применении цифровых методов формирования сигналов с использованием процедур численного интегрирования систем дифференциальных уравнений 5. Интегрирование дифференциальных уравнений методом Эйлера дает возможность существенно облегчить реализацию формирователей. Система дифференциальных уравнений, описывающих системы с динамическим хаосом в векторной форме записывается в виде:

$$\frac{dX}{dt} = F(X, A); \quad (2)$$

где $X$ – вектор координат системы; $A$ – вектор параметров системы.

При использовании численного интегрирования дифференциальных уравнений по методу Эйлера получается дискретно-нелинейная система вида:

$$X_{i+1} = X_i + \Delta t_i F(X_i, A); \quad (3)$$

где $X_i$ – вектор координат системы в текущий момент времени, $X_{i+1}$ – вектор координат системы в последующий момент времени, $\Delta t_{i+1} = \Delta t(1 + mf(X_i))$, $\Delta t_{i+1}$ – текущее значение шага численного интегрирования, $\Delta t$ – значение шага численного интегрирования в отсутствии модуляции, $m$ – глубина модуляции шага численного интегрирования, $f(X_i)$ – функция модулирующего воздействия.

В случае численного решения нелинейных уравнений методом Эйлера (3) могут быть сформированы следующие квазирезонансные воздействия на параметр временной дискретизации системы Лоренца:

$$\begin{cases} X_{i+1} = X_i + t_i(-\sigma X_i + \sigma Y_i); \\ Y_{i+1} = Y_i + t_i(rX_i - Y_i - X_i Z_i); \\ Z_{i+1} = Z_i + t_i(-bZ_i + X_i Y_i), \end{cases} \quad (4)$$

где $t_i = \Delta t(1 + mf_{i-1})$; $f_{i-1}$ – временная функция управляющего воздействия $f_{i-1} = \mathrm{sgn}\left(\frac{|X_i|}{X^*} \pm a\right)$; $\Delta t$ – начальная величина шага, $a = X/X_{01}$.

Квазирезонансные воздействия на параметры временной дискретизации системы Лоренца являются эффективным средством управления корреляционными характеристиками двоичных псевдослучайных последовательностей данной системы. Появляется возможность уменьшить интервалы корреляции двоичных псевдослучайных последовательностей по сравнению с сигналами системы без квазирезонансных воздействий.

На основе системы (4) путем сравнения реализаций сигнала $X_i$ с заданным порогом, равным медиане исходных реализаций хаотических сигналов, в данной работе были сформированы двоичные псевдослучайные последовательности.

На рис. 1 показана иллюстрация к процессу формирования двоичных псевдослучайных последовательностей на основе временных реализаций сигнала $X_i$ системы Лоренца при $m$=9.

На рис. 1 в качестве x(i) показана реализация хаотического сигнала системы Лоренца в условиях квазирезонансных воздействий (4), c(i) – это тактовый сигнал, по которому производится выборка отсчетов s(i) исходного хаотического сигнала. Далее производится сравнение сигнала s(i) с описанным выше порогом и получаются анализируемые в данной работе двоичные последовательности. Необходимо отметить, что в дальнейшем в работе период тактового сигнала принят постоянным.

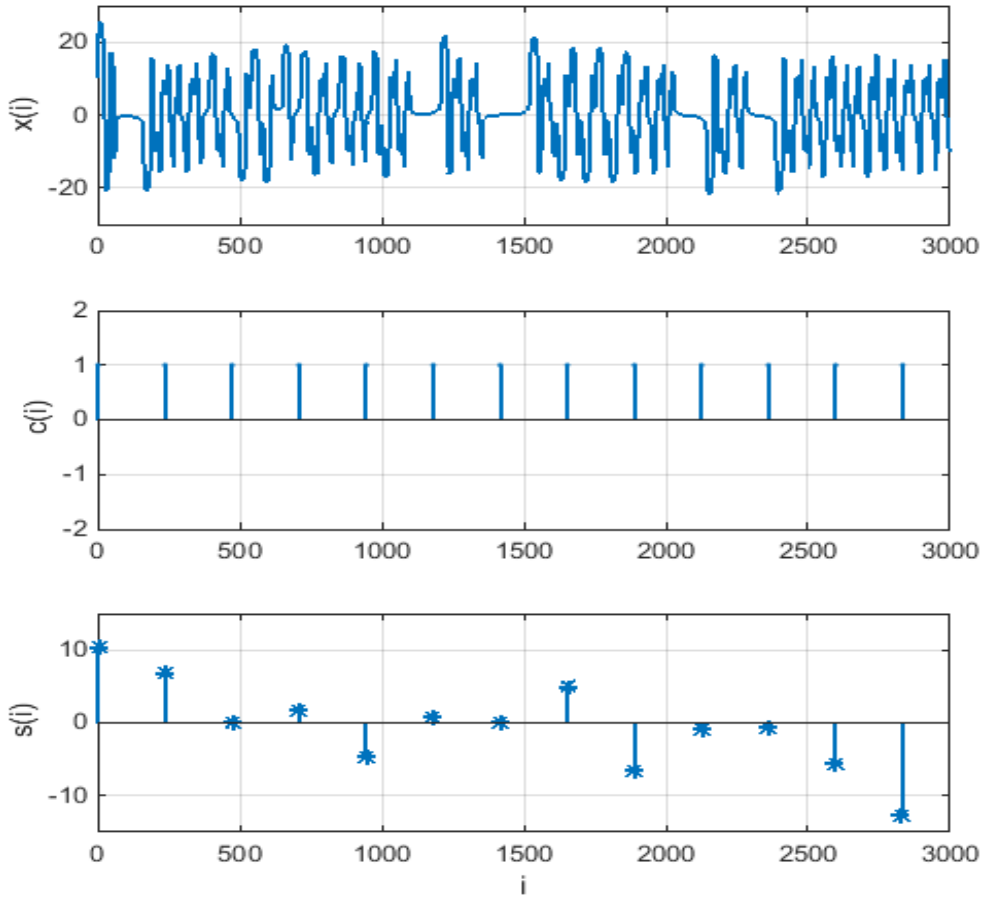



*Рис. 1. Временные реализации сигнала X системы Лоренца при m=9.*

**Результаты оценок корреляционных характеристик**

К основным характеристикам генераторов псевдослучайных сигналов относят их статистические характеристики, такие как авто- взаимно- корреляционные функции (АКФ и ВКФ, соответственно), фазовые портреты и гистограммы распределений чисел 6.

Автокорреляционная функция является одной из важных характеристик степени «случайности» двоичных последовательностей. Уровень взаимной корреляции последовательностей также является важным параметром, на ряду с уровнем автокорреляции последовательностей. Высокий уровень ВКФ может привести к ошибкам в системах связи, которые происходят из-за формирования ложных откликов на выходе согласованных фильтров [9].

В данной работе рассматриваются апериодические автокорреляционные и взаимнокорреляционные функции двоичных последовательностей, оцениваются уровни боковых лепестков при вариации значений параметра m модуляции параметра временной дискретизации. В табл. 1 представлены результаты оценки уровней боковых лепестков АКФ и ВКФ получаемых последовательностей.

Из табл. 1 видно, что при увеличении глубины модуляции параметра временной сетки m происходит снижение уровня пикового значения боковых лепестков АКФ. В то же время пиковые и средние значения боковых лепест-

ков ВКФ остаются приблизительно на одинаковом уровне при изменении глубины модуляции. Большие значения глубины модуляции m=9 с точки зрения формирования сигналов являются более привлекательными, так как дают возможность получить сигналы с лучшими корреляционными характеристиками.

*Таблица 1*

**АКФ и ВКФ двоичных последовательностей анализируемых систем**

| Ф-ия | Параметр | *m*=1 | *m*=3 | *m*=5 | *m*=9 |
|---|---|---|---|---|---|
| АКФ | $R_{max}\sqrt{N}$ | 3,1046 | 3,0967 | 3,1104 | 3,0867 |
| | $m_{\|R\|}\sqrt{N}$ | 0,5331 | 0,5325 | 0,5330 | 0,5319 |
| ВКФ | $R_{max}\sqrt{N}$ | 3,2764 | 3,2719 | 3,2719 | 3,2764 |
| | $m_{\|R\|}\sqrt{N}$ | 0,534 | 0,534 | 0,534 | 0,534 |

На рис. 2 изображена взаимнокорреляционная функция двух последовательностей, построенная при вариации начальных условий системы (4).

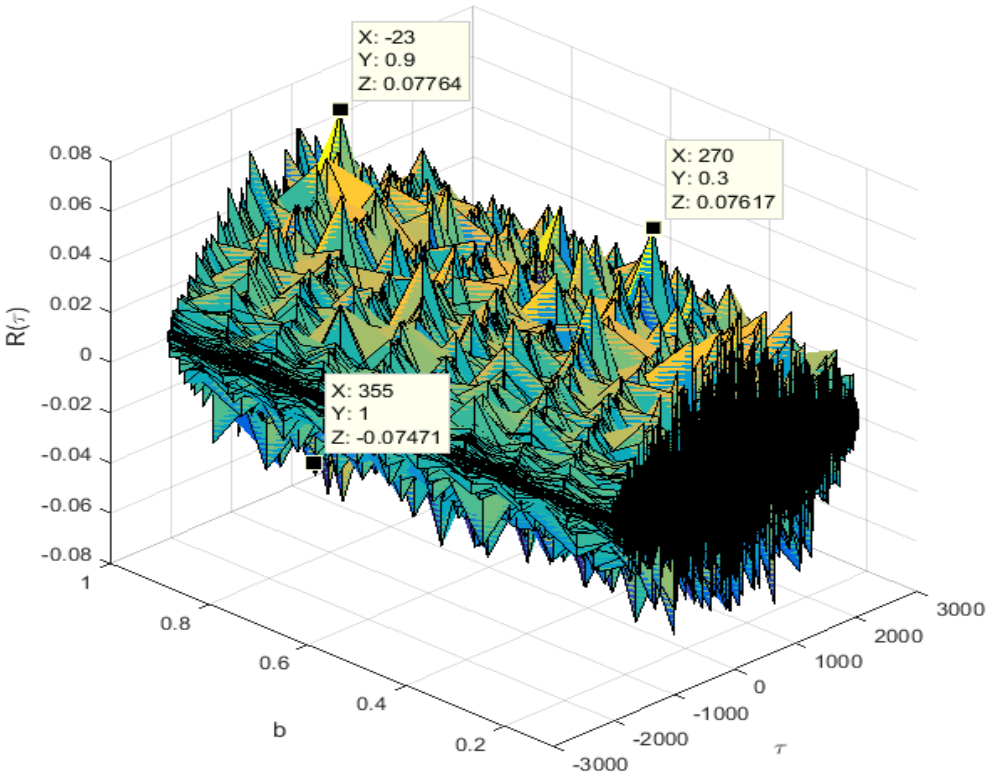



*Рис. 2. Взаимно-корреляционная функция двух последовательностей при вариации начальных условий системы*

Рис. 2 показывает, что вариация начальных условий исходной системы (4) не приводит к существенным изменениям в уровнях боковых лепестков ВКФ. Это позволяет сделать вывод о равнозначности формируемых двоичных псевдослучайных последовательностей.

## Результаты тестирования с использованием теста FIPS 140-2

Тесты FIPS 140-2, описанные в 8, являются критерием оценки генераторов псевдослучайных последовательностей. Получены реализации сигналов для системы Лоренца при различных значениях параметра r в условиях квазирезонансной модуляции параметра временной сетки по выражению (4). Если хотя бы одна из реализаций не проходила один из тестов по таблице 2, то тест в целом считался не пройденным по аналогии с работами [12,13].

Оценка вероятности прохождения тестов при вариации параметра m системы (4) приведена в табл. 2.

*Таблица 2*

**Вероятность прохождения тестов FIPS 140-2**

| *m* | *m*=1 | *m*=3 | *m*=5 | *m*=9 |
|---|---|---|---|---|
| Вероятность соответствия | 0,8288 | 0,7444 | 0,5935 | 0,9782 |

Полученные в работе генераторы псевдослучайных сигналов на основе системы Лоренца в условиях квазирезонансных воздействий возможно применять для создания систем маскирования информации, в том числе защиты от несанкционированного раскрытия изображений. Кроме того, эти системы можно использовать в системах связи с прямым расширением спектра и псевдослучайной перестройкой рабочей частоты.

## Заключение

В данной работе выполнен анализ влияния квазирезонансных управляющих воздействий на параметры временной дискретизации нелинейной системы Лоренца на статистические характеристики двоичных псевдослучайных сигналов, формируемых на ее основе.

Получены оценки автокорреляционных и взаимнокорреляционных функций, по которым оценены уровни их боковых лепестков. При изменении глубины модуляции параметров временной дискретизации системы Лоренца возможно снижения уровней боковых лепестков автокорреляционных функций двоичных последовательностей, формируемых на ее основе. Глубина модуляции существенно не влияет на уровни взаимной корреляции двоичных последовательностей.

Показано, что применение квазирезонансных воздействий позволяет повысить вероятность прохождения тестов FIPS 140-2 двоичных последовательностей, сформированных на основе сигналов динамической системы Лоренца с использованием квазирезонансных воздействий с 0,83 до 0,98.

## Библиографический список

1. V.V. Afanasiev, M.P. Danilayev, S.S. Loginov, Y.E. Polskiy Variable multimode models of complex dynamic systems/ // Proceedings of SPIE Vol. 9156, Optical Technologies for Telecommunications 2013, 91560H (April 4, 2014).

2. B. Liu, L. Zhang, X. Xin, and Y. Wang, Physical Layer Security in OFDM-PON Based on Dimension-Transformed Chaotic Permutation,IEEE Photon. Technol. Lett. 26 (2014). Pp. 127-130.

3. Nguyen Xuan Quyen, Le Van Cong, Nguyen Huu Long, Vu Van Yem, An OFDM based chaotic DSSS communication system with M-PSK modulation, in: IEEE Fifth Int. Conf. on Comm.and Elec., ICCE, Danang, China, 2014. Pp. 106–111.

4. Dmitriev A.S., Kuzmin L.V., Ryshov A.I., Andreyev Yu.V., Popov M.G. Ultra-wideband Wireless Sensor Network For Real-Time Process Monitoring // Proc. 5th Int. Conf. Engineering & Telecommunication (En&T 2018), Nov 15-16, 2018, Moscow, Russia, Pp. 76–80. https://doi.org/10.1109/EnT-MIPT.2018.00023.

5. Afanasiev, V.V., Mardanshin, E.R. Nonlinear functional-rejection signals filters (2017) 2017 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SINKHROINFO 2017, article № 7997498.

6. Emil R. Mardanshin ; Vadim V. Afanasiev . Transformation of Phase-Shift Keying Signals by Functional Rejection Filters // 2018 XIV International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE), IEEE, Novosibirsk, Russia, 2018.

7. M.Yu. Zuev, S.S. Loginov Generation of pseudo-random signals based on a modified Lorenz system, realized over a Galois finite field. // Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, 2018, Pp. 1-4.

8. Vadim V. Afanasev, Maxim P. Danilayev, Sergei S. Loginov, Yuri E. Polskiy, Alexander I. Usanov Modulation of discretization step at signals formation and processing in the nonlinear systems with chaotic dynamics // in Optical Technologies for Telecommunications 2006, Vladimir A. Andreev; Vladimir A. Burdin; Albert H. Sultanov, Editors, Proceedings of SPIE Vol. 6605 (SPIE, Bellingham, WA 2007), 66050F.

9. L.E. Varakin Communication systems with noise-like signals. – M.: Radio and communication, 1985. P. 384.

10. M. Y. Zuev and S. S. Loginov, "Practical Implementation of a Pseudo-Random Signal Generator Based on the Lorenz System Realized on FPGA," 2019 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Russia, 2019. Pp. 1-4.

11. Lequan Min,Tianyu Chen, Hongyan Zang Analysis of FIPS140-2 Testand Chaos-Based Pseudorandom Number Generator. // Chaotic Modeling and Simulation (CMSIM) 2:273-280. 2013.

12. S.S. Loginov, M.Yu. Zuev Testing of generators of pseudo-random signals based on a Lorenz system, realized over a Galois finite field //Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, 2018.

13. Loginov S.S., Zuev M.Y. Testing of generators of pseudo-random signals based on a Lorenz system, realized over a Galois finite field // .2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2018.

**УДК: 681.1.003**

***А.А. Оводенко***[*]
доктор технических наук, профессор
***Е.Г. Семенова***[*]
доктор технических наук, профессор
***В.М. Балашов***[**]
доктор технических наук, профессор
***Я.А. Ивакин***[*,***,****]
доктор технических наук, профессор
***Е.А. Фролова***[*]
доктор технических наук, доцент
[*] Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения
[**] АО «Научно-производственное предприятие «Радар ммс»
[***] АО «Концерн “ОКЕАНПРИБОР”».
[****] Санкт-Петербургский институт информатики и автоматизации Российской академии наук

# ОПТИМИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ПРИЕМНЫХ АНТЕНН СТАЦИОНАРНЫХ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ НА ОСНОВЕ ГЕОХРОНОТРЕКИНГА

Рассмотрена задача оптимизации алгоритма обработки информации позиционирования приемных антенн стационарных гидроакустических комплексов на основе геохронотрекинга и статистической оценки ретроспективных данных об эффективности функционирования. Особенности алгоритмизации обработки информации позиционирования приемных антенн на базе геохронотрекинга во многом определяют результативность и точность процесса применения гидроакустических комплексов по назначению. Этот факт определил необходимость задания соответствующей оптимизационной задачи, установления граничных условий её решения и поиска соответствующих экстремумов. Рассмотрению математических и системологических сторон представленной оптимизации посвящена данная проблемная статья. В ней определены основные параметры и условия оптимальности рассматриваемого алгоритма, учтены результаты последних разработок по тематике геохронологического трекинга.

***Ключевые слова*:** гидроакустические комплексы и системы, геохронологический трек и трекинг, рациональный алгоритм, оптимизация алгоритма, океанографические исследования, постановка задачи оптимизации, геоинформационная система, пространственные данные.

*Работа выполнена при поддержке РФФИ (проект №19-07-00006).*

***A.A. Ovodenko***[*]
PhD, Professor
***E.G. Semenova***[*]
PhD, Professor
***V.M. Balashov***[**]
PhD, Professor

***Ya. A. Ivakin***[*,***,****]
PhD, Professor
***E.A. Frolova***[*]
PhD, Assistant Professor
[*] St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation
[**] «NPP "Radar mms"» JSC
[***] «Concern "Oceanpribor" » JSC
[****] Saint-Petersburg Institute for Informatics and Automation of the Russian Academy of Sciences

# GEOCHRONOUTING BASED OPTIMIZATION OF THE INFORMATION PROCESSING ALGORITHM FOR POSITIONING OF RECEIVING ANTENNA OF STATIONARY HYDROACOUSTIC COMPLEXES

The article considers the task of optimization of the information processing algorithm for positioning of receiving antenna of stationary hydroacoustic complexes based on geochronotracking and statistical evaluation of retrospective data on the functioning efficiency. The features of the algorithms for processing the positioning information of receiving antennas based on geochronotracking largely determine the effectiveness and accuracy of the process of purpose-aimed using of sonar systems. This fact has determined the need to set the corresponding optimization problem, establish the boundary conditions for its solution and search for the corresponding extreme points. This article is devoted to the consideration of the mathematical and systemological aspects of the presented optimization. It defines the main parameters and optimality conditions of the considered algorithm, takes into account the results of recent developments on the subject of geochronological tracking.
***Keywords:*** sonar complexes and systems, geochronological track and tracking, rational algorithm, algorithm optimization, oceanographic research, optimization problem statement, geographic information system, spatial data.

Стационарные гидроакустические комплексы широко применяются при решении практических задач информационного обеспечения поисково-спасательных операций, ведения рыбного промысла, а также охраны объектов морской экономической деятельности [1, 2]. При этом успешность решения указанных практических задач в основном определяется эффективностью анализа размещения и позиционированием приемных антенн указанных гидроакустических комплексов. Одним из наиболее результативных средств такого анализа является информационная технология геохронологического трекинга или геохронотрекинга, описанная в работах [3, 4]. Программные средства геохронотрекинга становятся одним из наиболее популярных пользовательских приложений в интегрируемых в состав геоинформационных систем пакетов прикладных программ. На основе геохронотрекинга разработана процедура проверки гипотез о тенденциях в процессах приема акустических сигналов, обнаружения подводных движущихся объектах. Сегодня эта процедура геохронологического трекинга используется для анализа эффективности размещения стационарных антенн, оптимизации гидрологических условий их расположения, построения пространственных антенных полей и пр. Её математическая сущность сводится к поиску и

оценке статистической значимости изоморфизма соответствующих графов: итоговый граф геохронотрекинга представляется как граф-базис в структуре которого выявляется подграф изоморфный заданному, т.е. устанавливается наличие взаимно однозначного отображения одного графа на подграф другого, при котором сохраняется отношение инцидентности [5]. Граф, на изоморфность к которому в составе базового графа геохронологического трекинга определяется подграф, топологически описывает ту или иную определенную гипотезу исследования об устойчивой особенности в размещении антенн в географическом пространстве. Далее определяется степень устойчивости в признании гипотезы исследования о выявляемой особенности в перемещениях с использованием статистического аппарата доверительной вероятности и доверительных интервалов [6].

Вместе с тем, особенности алгоритмизации указанной процедуры геохронотрегинга во многом определяют результативность и точность её применения в процессе прикладных океанографических исследований на базе ГИС. Очевидно, что высокая вычислительная и временная сложность базового алгоритма определения изоморфного вложения в граф предъявляет высокие требования именно к корректной программной реализации указанной процедуры при её практическом внедрении. Этот факт определил необходимость задания соответствующей оптимизационной задачи, установления граничных условий её решения и алгоритмизации поиска соответствующих экстремумов. Постановка такой оптимизационной задачи должна учитывать ограничения, налагаемые реальными условиями объекта исследования – предметной областью применения гидроакустической техники в условиях фактической водной среды океанов, морей и акваторий, примером формализованного описания которых могут служить [7, 8].

Указанная оптимизация позволяет обеспечить возможность вариабельности в применении наилучшим образом алгоритма проверки гипотез океанографических (гидрологических) исследований по позиционированию приемных антенн стационарных гидроакустических комплексов на основе геохронологического трекинга для различных комбинаций входных данных и требований к точности, ресурсоемкости и быстроте алгоритма получения выходных данных. Такая оптимизация способствует широкому внедрению и автоматизации геохронотрекинга, как прикладного метода исследований. Рассмотрение математических и системологических сторон представленной оптимизации описанного алгоритма статистической проверки гипотез указанного исследования на основе геохронологического трекинга с использованием геоинформационной системы и есть предмет данной статьи. В рамках такого представления определены основные параметры и условия оптимальности рассматриваемого алгоритма, а также учтены результаты последних разработок по тематике геохронологического трекинга, например, таких как [9-11].

Логической основой данной работы является алгоритм проверки гипотез междисциплинарных исследований использования объектов водного транспорта на базе геохронологического трекинга и соответствующая ему информационная технология. Они детально представлены и описаны в рабо-

тах [10,11]. В ходе практической апробации программных средств, реализующих указанный алгоритм, был выявлен факт существования диапазона входных переменных, который приводит к трансвычислительному характеру процесса решения. Этот факт указал на необходимость постановки и решения соответствующей задачи оптимизации данного алгоритма для ряда учитываемых параметров. К таковым параметрам, на основании подходов согласно [12, 13], были отнесены:

– практическая вычислимость результирующих значений согласно алгоритма, т.е. параметр логически противоположный трансвычислимости алгоритма. (Далее по тексту он для упрощения поименован как «расчетная вычислимость»);

– ресурсоэкономичность реализуемого алгоритма вычислительного процесса, т.е. эффективность алгоритма при определенных, как правило, объективных ограничениях ресурсов вычислительной системы, которая этот алгоритм реализует в виде соответствующей программы (ресурсы оперативной памяти, быстродействия процессора, базовой системы ввода/вывода и пр.);

– обеспечиваемая точность результатов вычислительного процесса, реализуемого согласно алгоритму, т.е. достигаемый уровень значимой, с точки зрения предметной области, точности расчета и обеспечиваемый уровень статистической значимости получаемых результатов оценки значений соответствующих показателей достоверности принятых и анализируемых гипотез.

Указанная совокупность параметров в процессе формализации оптимизационной задачи для алгоритма проверки статистических гипотез океанографических (гидрологических) условий позиционирования приемных антенн стационарных гидроакустических комплексов на базе геохронологического трекинга была обобщена в составе такого интегрального показателя качества вычислительного процесса, реализуемого согласно тому или иному алгоритму, как «результативность алгоритма». Именно этот комплексный показатель в ходе данной работы был принят за основной при многокритериальной оптимизации.

Таким образом, оптимизация алгоритма обработки информации позиционирования приемных антенн стационарных гидроакустических комплексов на базе геохронологического трекинга является реализацией процедуры обеспечения вычислительной результативности (расчетной вычислимости) этого алгоритма, а значит есть неотъемлемая часть и логическое продолжение обобщенной структуры выше указанных исследований [7-13].

Из описаний рассматриваемого алгоритма [3,11] не трудно установить, что системологически обработка информации позиционирования приемных антенн стационарных гидроакустических комплексов на основе геохронологического трекинга есть процесс обоснованного выдвижения, статистического ранжирования по уровню достоверности и принятия гипотезы о наличии/отсутствии закономерности в эффективности приема гидроакустических сигналов определенного класса из соответствующего множества гипотетических предположений о соответствующих гидрологических условиях в гео-

графической точке водного пространства. У данного процесса возможны различные алгоритмы его итеративно-расчетной реализации, один из которых – $S^V$ будет являться оптимальным, т.е. наилучшим с точки зрения многокритериальной оптимизации:

$$S^V \in \left\{S_{j_i}\right\}_{\substack{j\in J^* \\ i\in I^*}} \quad (1)$$

где $I^*$ – мощность множества рассматриваемых и оцениваемых к принятию гипотез исследования о позиционировании приемных антенн стационарных гидроакустических комплексов в текущих гидрологических условиях; $J^*$ – общее количество итераций процесса исследований на основе геохронологического трекинга.

Следовательно, становится возможной следующая постановка связной оптимизационной задачи: цель оптимизации – выработка такого алгоритма расчетной процедуры ретроспективного статистического исследования позиционирования приемных антенн стационарных гидроакустических комплексов на основе геохронологического трекинга, который при своей реализации обеспечивает максимизацию результативности соответствующего вычислительного процесса при установленных требованиях к точности получаемых расчетно-логических результатов и при существующих (т.е. объективных) ресурсных ограничениях программно-аппаратной платформы. При обозначенной цели постановка задачи оптимизации алгоритма проверки гипотез ретроспективных исследований позиционирования приемных антенн стационарных гидроакустических комплексов на базе геохронологического трекинга сводится к следующим базисным, нижеприведенным логико-математическим положениям.

В частности, если на семействе (под семейством, согласно [14, 15], понимается проиндексированное множество) альтернативных вариантов алгоритмов итеративно-расчетных реализаций $\left\{S_j\right\}$ процедуры рассматриваемого процесса необходимо выявить и установить оптимальный алгоритм $S^V$, по некоторому интегральному показателю результативности $R$ то, тогда постановка оптимизационной задачи будет формализована так:

$$R_{S_{j_i}} = f\left(\overline{b}_{S_{J_i}}, \overline{d}_{S_{J_i}}, \overline{r}_{S_{J_i}}\right), \quad (2)$$

где $b_s$ – практическая вычислимость результирующих значений согласно алгоритма $S_j$ при значениях входных переменных в установленных областях определения (т.е. при корректном учете граничных условий для которых определяется $S_j$); $d_s$ – оценка обеспечиваемой точность результатов вычислительного процесса согласно алгоритма $S_j$ в определенном диапазоне об-

ласти значений; $r_s$ – оценка ресурсоэкономичности реализуемого согласно алгоритма вычислительного процесса (временных затрат, затрат ресурсов процессора, оперативной и кэш памяти и пр.) реализации алгоритма $S_j$. Тогда формализованная цель оптимизации есть выявление

$$R^* = \max\left( R_{S_{J_i}} \left( \bar{b}_{S_{Ji}}, \bar{d}_{S_{J_i}}, \bar{r}_{S_{J_i}} \right) \right). \tag{3}$$

Иными словами, $R^*$ есть максимальное значение $R_S(b,d,r)$, получаемое на семействе альтернативных вариантов алгоритмов итеративно-расчетных реализаций $\{S_j\}$ процедуры ретроспективного исследования возможностей позиционирования приемных антенн стационарных гидроакустических комплексов на основе геохронологического трекинга. Математическая форма аналитического представления (2) и соответствующие ограничения на отдельные параметры вытекают из условий соответствующего конкретного варианта проводимого позиционирования приемных антенн стационарных гидроакустических комплексов на базе геохронотрекинга. Устойчиво выделяются три основных варианта (случая) оптимизации, уточняющих соотношение (3):

1) при ограниченных ресурсах вычислительного процесса (моральное устаревание вычислительной платформы, нехватка ресурсов процессора или памяти и пр.) инициированного реализовать алгоритм

$$\left( \bar{b}_{S_{J_i}}, \bar{d}_{S_{J_i}} \right)_{S \in \{S_j\}} \Rightarrow \max, \tag{4}$$

где $r^{\Sigma}$ – предельное множество ресурсных характеристик текущей вычислительной платформы.

2) при ограничении требований к точности результатов вычислительного процесса, реализуемого согласно алгоритму (обеспечиваемой статистической значимости получаемых результатов оценки значений соответствующих показателей достоверности исследовательских гипотез) для достижения практических целей ретроспективного исследования

$$\begin{gathered} \left( \bar{b}_{S_{J_i}}, \bar{r}_{S_{J_i}} \right)_{S \in \{S_j\}} \Rightarrow \max \\ \bar{d}_{S_{J_i}} \in D \end{gathered} \tag{5}$$

где $D$ – нижнее предельное значение достигаемого уровня значимой, с точки зрения предметной области, точности расчета.

3) при ограниченных ресурсах и ограниченной точности вычислительного процесса, реализующего алгоритм ретроспективного исследования на базе геохронотрекинга

$$\begin{cases} \left(\bar{b}_{S_{J_i}}\right)_{S\in\{S_j\}} \Rightarrow \max \\ \bar{r}_{S_{J_i}} \in r^{\Sigma} \\ \bar{d}_{S_{J_i}} \in D \end{cases} . \qquad (6)$$

Вариант 3) в наибольшей степени отражает реальность текущего состояния предметной области вычислительной оптимизации алгоритмов [16]: возможности ресурсоэффективности и обеспечения высокой вычислительной точности почти всегда ограничены для высоко итеративных алгоритмов, но при этом необходимо добиться максимальной практической вычислимости результирующих значений. В силу того, что количество возможных вариантов алгоритма процедуры ретроспективного исследования $S_j$, формирующих семейство $\{S_j\}$, как правило, невелико, то при решении оптимизационной задачи значение $R_S\left(b,d,r\right)$ на основании предварительных оценок выявляется для каждого из них. На базе анализа указанных значений фиксируется оптимальный вариант алгоритма процедуры позиционирования приемных антенн стационарных гидроакустических комплексов на основе геохронологического трекинга для которого $R_S\left(b,d,r\right)$ достигает максимума вычислительной результативности $R^*$. Такая обобщенно описанная оптимизация есть элемент системного совершенствования алгоритмики процедур интеллектуальной поддержки процессов управления применением и позиционирования приемных антенн стационарных гидроакустических комплексов.

Решение вышеобозначенной оптимизационной задачи заключается в определении наилучшей, с точки зрения результативности, логико-математической формы вычислительной реализации алгоритма позиционирования приемных антенн стационарных гидроакустических комплексов на основе геохронологического трекинга. При решении указанной задачи для разных входных условий определяется функция временной сложности. Именно эта функция дает возможность получить сводный показатель результативности алгоритма, связанного с геохронологическим трекингом. Традиционно это экспоненциальный или полиномиальный алгоритм определения изоморфизма подграфа в составе результирующего геохронологического трека, как полно связного графа. Разница между экспоненциальным или полиномиальным типом алгоритмов явно выражены именно при геохронотрекинге большой размерности. Полиномиальные алгоритмы более предпочтительны для поиска изоморфизма на геохронотреке по сравнению с экспоненциальными в силу того, что большинство экспоненциальных алгоритмов есть варианты последовательного перебора, в то время как полиномиальные алгоритмы возможно построить тогда, когда удаётся строго формализовать суть исследуемой предметной области, т.е. позиционирование приемных антенн стационарных гидроакустических комплексов строго формализовано если для её реализации создан полиномиальный алгоритм [17, 18]. Следовательно,

граничные условия для полученного решения оптимизационной задачи определены как границы множества вещественных чисел с назначенной над ней совокупностью алгебраических и логико-функциональных действий.

Дальнейшие направления совершенствования алгоритма позиционирования приемных антенн стационарных гидроакустических комплексов на базе геохронологического трекинга связаны с заданием и типизацией основных инвариантов, упрощающих процедуру поиска и упорядочения соответствующих изоморфных вложений-гипотез в граф-базис геохронологического трека. В соответствии с разнообразием выбора однотипных фрагментов графа различают три класса инвариантов: локальные, квазиглобальные и глобальные. Примером локального инварианта является кортеж степеней вершин, примером квазиглобального инварианта является кортеж степеней пар вершин, а канонический вид матрицы смежности графа является примером глобального инварианта. В этом случае, оптимально найти такой инвариант, который бы алгоритмически вычислялся по заданному графу, и при этом определял граф однозначно с точностью до изоморфизма. Развитие указанных направлений согласуется с подходами современной алгоритмики и методов интеллектуальной обработки данных, согласно [19-22]. Иными словами, концептуально описанный вариант решения поставленной оптимизационной задачи в виде определения соответствующего инварианта позволяет считать ассоциированный с таким инвариантом алгоритм оптимальным в системе выбранных сводных показателей: практическая вычислимость результирующих значений, ресурсоэкономичность реализуемого вычислительного процесса и обеспечиваемая точность результатов (именно эти показатели интегрируются в интегральный показатель вычислительной результативности (расчетной вычислимости) алгоритма). Такая оптимизация, в конечном итоге, позволяет расширить применимость математического аппарата проверки гипотез позиционирования приемных антенн стационарных гидроакустических комплексов на основе геохронологического трекинга для самых различных предметных областей современной океанографии и новых объектов изучения, добиться более эффективной его интеграции в соответствующие программные приложения для геоинформационных систем.

Таким образом, оптимизация алгоритма реализации проверки гипотез позиционирования приемных антенн стационарных гидроакустических комплексов на основе геохронологического трекинга позволяет добиться роста результативности и точности её применения в процессе прикладного анализа на базе ГИС эффективности размещения, применения по назначению, перспектив развития указанных комплексов. Также очевидна перспективность дальнейших усилий по развитию методологических средств и прикладной алгоритмики геохронологического трекинга, к которым можно отнести внедрение и интеграцию соответствующих информационных технологий искусственной интеллектуальности (технологии экспертных систем, систем нечеткой логики, технологий интеллектуального анализа данных Data Mining и другие) в соответствующие геоинформационные приложения. Указанная перспективность дает основание прогнозировать дальнейшее расширение

области применения аппарата геохронологического трекинга в программных инструментах поддержки управленческих решений по позиционированию приемных антенн стационарных гидроакустических комплексов, которые базируются на анализе накопленных фактов применения уже известных (существующих) гидроакустических систем подводного наблюдения.

**Библиографический список**

1. Шатохин А.В. Информационно-сопроводительная сеть – новый подход к эксплуатации гидроакустического вооружения // Национальная оборона. 2020. №1(166). С. 46-51.

2. Шатохин А.В. и др. Информационная инфраструктура поддержки эксплуатации гидроакустического вооружения ВМФ предприятиями морского приборостроения// Гидроакустика. 2020. №42(2). С. 81-88.

3. Ивакин Я.А., Потапычев С.Н., Ивакин Р.Я. Рациональный алгоритм проверки гипотез ретроспективных исследований использования водного транспорта на базе геохронологического трекинга // Вестник Государственного университета морского и речного флота имени адмирала С. О. Макарова. 2019. Т. 11. №3. С. 448–460.

4. Потапычев С.Н., Ивакин Я.А. Информационная технология геохронологического трекинга для проверки гипотез ретроспективных исследований использования водного транспорта // Вестник Государственного университета морского и речного флота имени адмирала С. О. Макарова. 2018. Т. 10. №2. С. 452–461.

5. Зыков А.А. Основы теории графов. М: Вузовская книга, 2004. 664 с.

6. Печенкин В.В., Королев М.С., Дмитров Л.В. Прикладные аспекты использования алгоритмов ранжирования для ориентированных взвешенных графов // Труды СПИИРАН. 2018. №6(61) С. 94 -119.

7. Воротников В.И., Вохмянина А.В. Метод линеаризующей обратной связи в задаче управления по части переменных при неконтролируемых помехах// Труды СПИИРАН. 2018. №6(61) С. 61-93.

8. Коваленко В.В. Состояние и мировые тенденции развития систем подводного наблюдения // Морские информационно-управляющие системы. 2016. №2(10). С. 18-33.

9. Коваленко В.В. Океанологическое обеспечение распределенных систем подводного наблюдения // Морские информационно-управляющие системы. 2016. №2(10). С. 68-79.

10. Потапычев С.Н., Ивакин Я.А. Интеллектуальная поддержка принятия решений при диспетчеризации геопространственных процессов морского транспорта // Вестник Государственного университета морского и речного флота имени адмирала С. О. Макарова. 2018. №4(50). С. 857-869.

11. Ивакин Я.А., Потапычев С.Н., Ивакин Р.Я. Модель поддержки диспетчеризации геопространственных процессов водного транспорта на основе ситуационного управления // Вестник Государственного университета морского и речного флота имени адмирала С.О. Макарова. 2019. №5(57). С. 842-855.

12. Ивакин Я.А., Потапычев С.Н., Ивакин Р.Я. Оптимизированный алгоритм статистической проверки гипотез ретроспективных исследований на основе геохронотрекинга // Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6. №1. С. 86-93.

13. Фролова Е.А., Ивакин Я.А., Смирнов А.О. Метод выявления аномалий качества интерактивных электронных технических руководств по эксплуатации и ремонту авиационной техники // Сибирский журнал науки и технологий. 2018. Т. 19. №4. С. 613-623.

14. Frolova E.A., Korshunov G.I., Poljakov S.L. Models for formation and choice of variants for organizing digital electronics manufacturing // IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering. 327 (2018) 022063.

15. Steve McConnel. Software Estimation: Demystifying the Black Art (Developer Best Practices) NewYork, MicrosoftPress, 2006. 610 p.

16. Steve McConnel. Code Complete: A Practical Handdook of Software Construction NewYork, MicrosoftPress, 2004. 889 p.

17. Попович В.В., Ермолаев В.И., Леонтьев Ю.Б., Смирнова О.В. Моделирование гидроакустических полей на основе интеллектуальной геоинформационной системы // Искусственный интеллект и принятие решений. 2015. № 4. С. 37–44.

18. Теория обнаружения и поиска подвижных объектов / Под общей ред. д-ра техн. наук В.В. Поповича. СПб.: Наука, 2016. 424с.

19. Лаверов Н.П., Попович В.В., Ведешин Л.А., Коновалов В.Е. Современные методы и возможности системы освещения обстановки в Арктике в интересах обеспечения безопасности Северного морского пути // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2017. Т. 14, №3. С. 141-157.

20. Интеллектуальные географические информационные системы для мониторинга морской обстановки / Под общ. ред. Р.М. Юсупова, В.В. Поповича. СПб.: Наука, 2013. 284 с.

21. Гучек В.И., Ермолаев В.И., Попович В.В. Системы мониторинга на основе ИГИС // Оборонный заказ. 2012. № 2(21). С. 58–61.

22. Ермолаев В.И. Применение ИГИС при проектировании ГАС // Материалы XV Санкт-Петербургской междунар. конф. «Региональная информатика» (РИ-2016). СПб: СПИИРАН. 2016. С. 446–450.

**УДК 621.391**

***А.А. Овчинников****
кандидат технических наук, доцент
***А.А. Фоминых****
студент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

# ДЕКОДИРОВАНИЕ НИЗКОПЛОТНОСТНЫХ КОДОВ СТАНДАРТА 5G С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СТАТИСТИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ИСТОЧНИКА

В работе рассматривается задача декодирования низкоплотностных кодов с учетом статистических свойств источника. Приводятся результаты моделирования в канале с аддитивным белым гауссовским шумом для источника, имеющего различные вероятности появления символов.
***Ключевые слова*:** низкоплотностные коды, 5G, совместное декодирование.

*Работа опубликована при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований: грант № 20-07-20026.*

***A.A. Ovchinnikov****
PhD, Associate Professor
***A.A. Fominykh****
Student
* St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

# DECODING OF LOW-DENSITY PARITY-CHECK CODES FOR 5G STANDARD USING SOURCE DISTRIBUTION

The paper examines the decoding of low-density parity check codes taking into account the source distribution. More specifically, we consider the alteration of LLR calculation on the input of belief propagation decoder. The experimental results for additive white gaussian noise channel are presented using various source distributions.
***Keywords***: low-density parity-check codes, 5G, joint decoding.

## Введение

Коды, исправляющие ошибки, во многих стандартах строятся исходя из предположения, что биты передаваемой информаций независимы и равномерно распределены, но во многих ситуациях это не так, например, при передаче мультимедиа данных. В таком случае, источник обладает некоторой избыточностью, которую можно использовать в процессе декодирования. Имеются работы, показывающие, как при использовании совместного кодирования избыточность источника может быть использована для улучшения результатов декодирования. Но в некоторых стандартах, например 5G, требования к передатчику зафиксированы, и изменения могут вноситься только на стороне приёмника. Таким образом, возникает задача учёта статистиче-

ских свойств источника при декодировании для систем, в которых кодирование источника и кодирование канала являются фиксированными процедурами, в частности, в данной работе будет рассмотрено учитывание свойств источника при декодировании кодов из стандарта 5G.

## Низкоплотностные коды

Линейным $(n,k)$-кодом называется $k$-мерное подпространство $n$-мерного пространства двоичных последовательностей. Линейный код называется низкоплотностным или кодом с малой плотностью проверок на четность (low-density parity-check code, LDPC code), если его проверочная матрица обладает свойством разреженности, то есть матрица содержит мало ненулевых позиций по сравнению с размерностью матрицы. Код с малой плотностью проверок на четность задается проверочной матрицей **H**, а также может быть представлен в виде двудольного графа (графа Таннера), в котором узлы делятся на два множества: символьные, советующие столбцам **H**, и проверочные, советующие строкам **H**. Ненулевые позиции в **H** указывают на наличие ребер между советующими символьными и проверочными узлами [1]. Пример проверочной матрицы

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

и соответствующего ей графа Таннера:

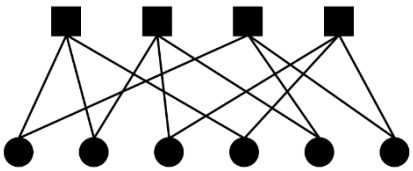


*Рис. 1. Граф Таннера*

Одним из классов низкоплотностных кодов, который привлек к себе большое внимание из-за возможности реализации эффективной процедуры кодирования, является класс квазициклических кодов (QC-LDPC-кодов) [2], [3] задаваемый проверочной матрицей

$$\mathbf{H_{QC}} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}^{a_{1,1}} & \mathbf{P}^{a_{1,2}} & \dots & \mathbf{P}^{a_{1,k}} \\ \mathbf{P}^{a_{2,1}} & \mathbf{P}^{a_{2,2}} & \dots & \mathbf{P}^{a_{2,k}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{P}^{a_{j,1}} & \mathbf{P}^{a_{j,2}} & \dots & \mathbf{P}^{a_{j,k}} \end{bmatrix},$$

состоящей из матриц циклической перестановки $\mathbf{P}^i$, получаемых циклическим сдвигом матрицы **P** на величину сдвига $i$ вправо, где

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix}.$$

Коды, задаваемые матрицей $\mathbf{H_{QC}}$, то есть имеющие фиксированный вес столбца $\gamma$ и фиксированный вес строки $\rho$, называются регулярными. В случае, если некоторые из матриц циклической перестановки заменены на нулевые матрицы, обозначаемые как $\mathbf{P}^{-1}$, код становится нерегулярным, то есть имеющим различные веса среди столбцов и строк. Описание матриц в виде матриц циклической перестановки позволяет компактно задать код, так как проверочная матрица может быть задана лишь степенями матриц **P**.

Недавно организация по стандартизации 3GPP утвердила использование квазициклических низкоплотностных кодов (QC-LDPC-кодов) в качестве основы канального кодирования в новом стандарте сотовой связи 5G [4], так как LDPC-коды, обладая определенными особенностями [5], способны достигать вероятности ошибки, которая сравнима и даже превосходит вероятность ошибки, достигаемую ранее превалировавшими в канальном кодировании турбо-кодами, при этом позволяют выполнять эффективные операции кодирования и декодирования из-за возможности параллелизации этих процедур. Для обеспечения возможности построения кодов с различными длинами, размер матрицы циклической перестановки изменяется для подстраивания под нужную длину кода. В стандарте указано две базовые матрицы $BG_1$ и $BG_2$ и они зафиксированы, первая спроектирована для информационных длин $500 \leqslant K \leqslant 8448$ и скоростей $1/3 \leqslant R \leqslant 8/9$, а вторая для длин $40 \leqslant K \leqslant 2560$ и скоростей $1/5 \leqslant R \leqslant 2/3$ [6], [7]. На рис. 2 показана схема базовой матрицы низкоплотностного кода для стандарта 5G. Проверочную матрицу 5G LDPC-кода можно условно разделить на 5 подматриц: **A**, **D**, **O**, **E**, **I**: где матрица **A** – соответствует информационным символам, **D** – проверочным символам, **O** – нулевая подматрица, **I** – единичная подматрица. Матрицы **A** и **D** являются постоянными составляющим проверочной матрицы, а матрицы **O**, **E**, **I** используются по необходимости для приспосабливания кода к заданной длине.

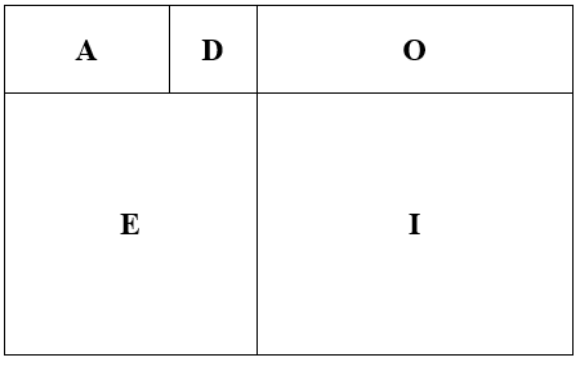



*Рис. 2. Структура базовой матрицы*

Алгоритмы декодирования LDPC-кодов представляют итеративные процедуры, которые обычно описываются с помощью графа Таннера как передача сообщений между символьными и проверочными вершинами. Алгоритмы называются итеративными в связи с многократной пересылкой сообщений между проверочными и символьными узлами до нахождения кодового слова или достижения установленного числа итераций алгоритма. Итеративные алгоритмы декодирования LDPC-кодов принимают решения по каждому символу в отдельности. Таким образом, даже при большом числе произошедших ошибок в канале, и неправильном принятии решения декодером о кодовом слове в целом, вероятность ошибки на информационный бит может оставаться достаточно низкой [8]. Стандартным алгоритмом декодирования LDPC-кодов является алгоритм распространения доверия. Входными данными для алгоритма распространения доверия являются надежности принятых символов, которые чаще всего представляются в виде логарифма отношения правдоподобия (Log Likelihood Ratio – LLR), который при двоичной фазовой модуляции и для канала с аддитивным белым гауссовским шумом с нулевым математическим ожиданием и дисперсией $\sigma^2$, вычисляется из предположения, что входные символы канала равновероятны:

$$L(y_i) = \ln \frac{\Pr(y_i \mid x_i = 0)}{\Pr(y_i \mid x_i = 0)} = \ln \frac{\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left[ -\frac{(y_i - 1)^2}{2\sigma^2} \right]}{\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left[ -\frac{(y_i + 1)^2}{2\sigma^2} \right]} = \frac{2y_i}{\sigma^2}.$$

## Совместное декодирование

Для построения эффективной системы связи теория информации рекомендует сначала удалить избыточность из сообщений для увеличения скорости передачи с помощью кодирования источника, а затем, перед передачей в канал, с помощью кодирования канала вводить избыточность для защиты информации от ошибок. Если данная задача решается совместно, тогда это называется «совместное кодирование» источника и канала [9], [10] при котором матрицы, используемые для кодирования, на стороне декодера объединяются в единый граф Таннера, по которому осуществляется последующее декодирование. Однако, если кодеры на передающей стороне фиксированы и совместное кодирование не предусмотрено системой передачи, возникает задача «совместного декодирования», то есть учёта свойств источника при канальном декодировании. Одним из наиболее простых подходов при мягком посимвольном декодировании – изменение LLR на входе декодера. В работе [11] предложен способ вычисления LLR для двоичного симметричного канала, а в случае канала с аддитивным белым гауссовским шумом LLR вычисляются следующим образом:

$$L(y_i) = \ln \frac{\Pr(y_i \mid x_i = 0)\Pr(x_i = 0)}{\Pr(y_i \mid x_i = 0)\Pr(x_i = 1)} =$$

$$= \ln \frac{\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left[-\frac{(y_i - 1)^2}{2\sigma^2}\right] p_0}{\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left[-\frac{(y_i + 1)^2}{2\sigma^2}\right] (1 - p_0)} = \frac{2y_i}{\sigma^2} + \ln \frac{p_0}{1 - p_0}.$$

## Результаты моделирования

Было проведено моделирование для канала с аддитивным белым гауссовским шумом и алгоритма распространения доверия с 30 итерациями для кодов из стандарта 5G, построенных на основе первой базовой матрицы, с информационными длинами $K$ = 528 (рис. 3, 5, 7), 1984 (рис. 4, 6, 8) и скоростями $R$ = 1/2, 3/4 и 8/9. Рассматривается модель источника, порождающего единицу с вероятностью $p_1$, ноль с вероятностью $p_0 = 1 - p_1$.

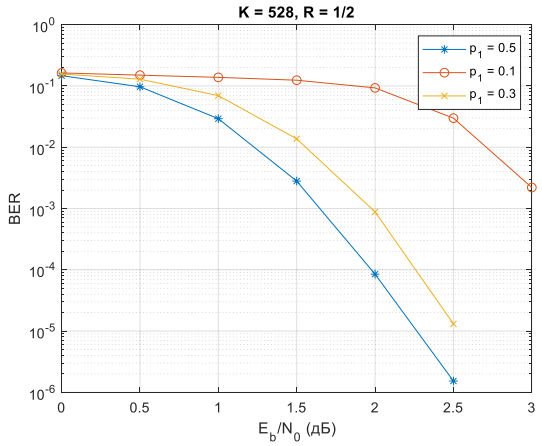



*Рис. 3. BER для K=528, R = 1/2*

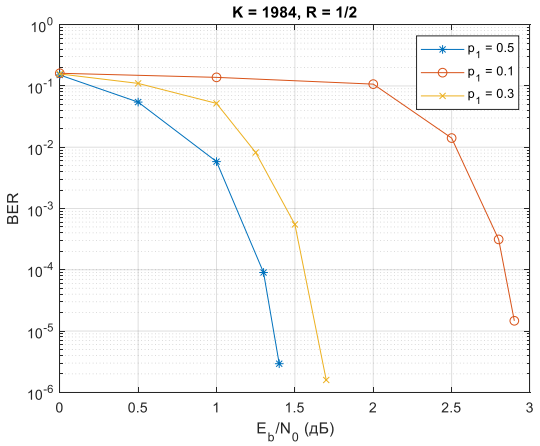



*Рис. 4. BER для K=1984, R = 1/2*

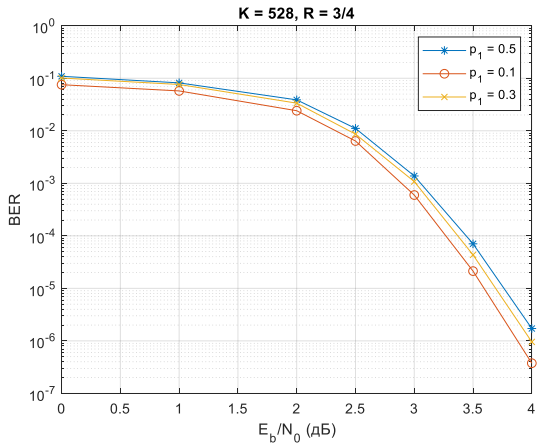



*Рис. 5. BER для K=528, R = 3/4*

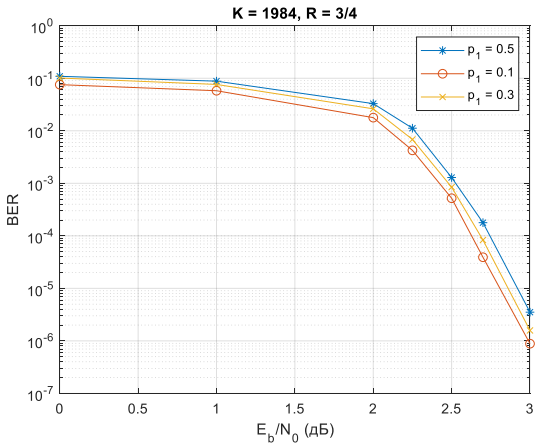



*Рис. 6. BER для K=1984, R = 3/4*

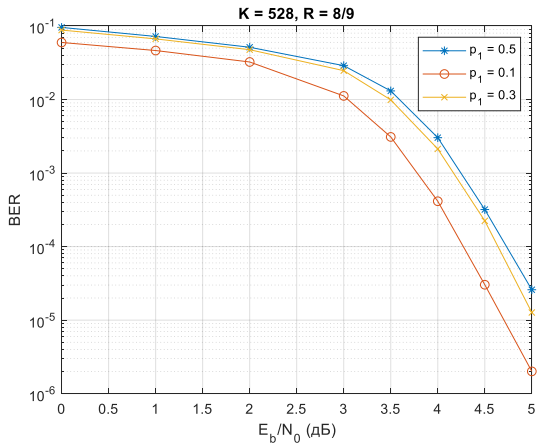



*Рис. 7. BER для K=528, R = 8/9*

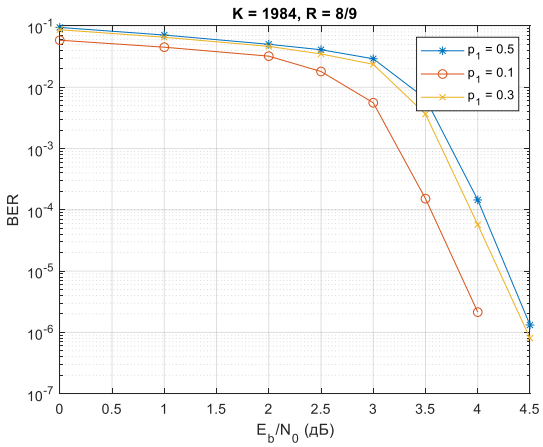



*Рис. 8. BER для K=1984, R = 8/9*

## Заключение

В данной работе была рассмотрена структура кодов из стандарта 5G, приведен вариант расчёта LLR при «совместном декодировании» для канала с аддитивным белым гауссовским шумом. Проведены эксперименты, показывающие, что учитывание статистики источника приводит к уменьшению вероятности ошибки декодирования для высоких скоростей независимо от длины кода, но значительно ухудшает вероятность ошибки для кодов со скоростью 1/2.

Дальнейшее направление работы – построение совместного декодера для стандарта 5G, учитывающего статистику источника не только через входные значения LLR, но и в процессе декодирования.

## Библиографический список

1. Gallager R. G. Low-density parity-check codes // IRE Transactions on Information Theory. V. 8. No. 1. Pp. 21-28.January 1962.

2. Andreadou N., Pavlidou F., Papaharalabos S., Mathiopoulos P. T. Quasi-Cyclic Low-Density Parity-Check (QC-LDPC) codes for deep space and high data rate applications // 2009 International Workshop on Satellite and Space Communications, Tuscany. 2009. Pp. 225-229.

3. M. P. C. Fossorier, “Quasi-cyclic low-density parity-check codes from circulant permutation matrices,” IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 50, no. 8, pp. 1788–1793, Aug. 2004.

4. 3GPP: TR 38.802 Study on New Radio Access Technology Physical Layer Aspects, 2017.

5. Bae J., Abotabl A., Lin H., Song K., Lee J. // An overview of channel coding for 5G NR cellular communications. APSIPA Transactions on Signal and Information Processing. 2019.

6. Li H., Bai B., Mu X., Zhang J., Xu H. Algebra-Assisted Construction of Quasi-Cyclic LDPC Codes for 5G New Radio // IEEE Access. P. 1.

7. Richardson T., Kudekar S. Design of Low-Density Parity Check Codes for 5G New Radio // IEEE Communications Magazine, V. 56. No. 3. Pp. 28-34. March 2018.

8. Блаунштейн Н.Ш., Крук Е.А., Сергеев М.Б. Оптическая связь: оптоволоконная, атмосферная. 2016. 286 с.

9. Fresia M., Perez-Cruz F., Poor H. V., Verdu S. Joint Source and Channel Coding // Signal Processing Magazine, IEEE.

10. Kfir H., Kanter I. Efficient LDPC codes for joint source-channel coding // Proceedings of the 2004 11th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, 2004. ICECS 2004. Tel Aviv, Israel. 2004. Pp. 654-657.

11. Bhattar R., Ramakrishnan K., Dasgupta K. Density Evolution Technique for LDPC Codes in Slepian-Wolf Coding of Nonuniform Sources // International Journal of Computer Applications.

**УДК 621.391.1**

***И.А. Пастушок****
кандидат технических наук
***Н.А. Бойков****
магистрант
***Н.А. Янковский****
магистрант
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

# МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕ БИТОВЫХ ПОТОКОВ В СИСТЕМАХ 5G

Данная статья является продолжением исследования методов мультиплексирования потоков enhanced Mobile BroadBand (eMBB) и Ultra-Reliable and Low Latency communication (URLLC) в нисходящем канале связи беспроводных сетей пятого поколения. Опираясь на предыдущее исследование, предлагается следующий подход к мультиплексированию потоков данных eMBB и URLLC на основе Trellis-Coded Modulation (TCM), с использованием LDPC кодов для сетей пятого поколения, в режиме жесткого принятия решений. Рассматривается несколько настроек и возможностей метода TCM и их влияние на качество передачи данных и производительность предлагаемого способа передачи.
***Ключевые слова*:** мультиплексирование потоков, TCM, eMBB, 5G, uRLLC.

*Работа опубликована при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований: грант № 20-07-20026.*

***I.A. Pastushok****
PhD, Associate Professor
***N.A. Boikov****
Master degree student
***N.A. Yankovskii****
Master degree student
* St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

# BIT STREAM MULTIPLEXING IN 5G NETWORKS

This article is a continuation of the research on enhanced mobile broadband (eMBB) and ultra-low latency (URLLC) streaming multiplexing techniques in the fifth-generation wireless downlink. Based on a previous research, the following approach to multiplexing eMBB and URLLC data streams based on Trellis-Coded Modulation (TCM) using LDPC codes for fifth generation networks in hard decision mode is proposed. We are considered several options for TCM settings and capabilities, their impact on the quality of data transmission and the performance of the proposed transmission method.
***Keywords**:* multiplexing streams, TCM, eMBB, 5G, URLLC.

## Введение

Использование нового стандарта 5G повсеместно набирает свои обороты. Ожидается, что именно этот стандарт, наконец, выведет мобильную связь

на новый уровень. И теперь будет соединять не только людей, но и различные объекты интернета – вещей и индустриального интернета вещей, обеспечивая максимальную скорость, сверхнизкие задержки, а также другие высокие показатели производительности и эффективности, а использование гибких нумерологий позволит расширить привычные возможности пользователей и соединить новые отрасли экономики. Все это так же повлияет на увеличение различных сервисов и услуг предоставляемых посредством сетей пятого поколения. Новый радиоинтерфейс 5G-NR использует большое количество важных нововведений. Среди них усовершенствованные массивные антенные технологии MIMO, продвинутые методы совместного использования спектра, гибкое канальное кодирование LDPC и другие. Но особенно важным для корректного мультиплексирование является именно использование LDPC кодов.

## Мультиплексирования потоков

В данной статье расширяется результат предыдущей статьи [1] в которой была предложена модуляционная схема, позволяющая обеспечить мультиплексирование потоков URLLC и eMBB без потерь по критерию BER за счет усложнения процедуры демодулирования сигнала на приемной стороне. Расширение происходит за счет добавления кодов LDPC на стороне отправителя. Как и в предыдущей статье рассматривается одновременная передача данных для разных получателей с одного отправителя. В качестве отправителя подразумевается базовая станция стандарта 5G-NR. В один из моментов времени на ней оказывается 2 различных сообщения, которые после добавления контрольной суммы CRC-16, поступают на независимые кодеры. В каждый временной отсчет с выходов кодера URLLC и кодера eMBB на вход кодера модуляции поступает $l$ и $m$ бит соответственно.

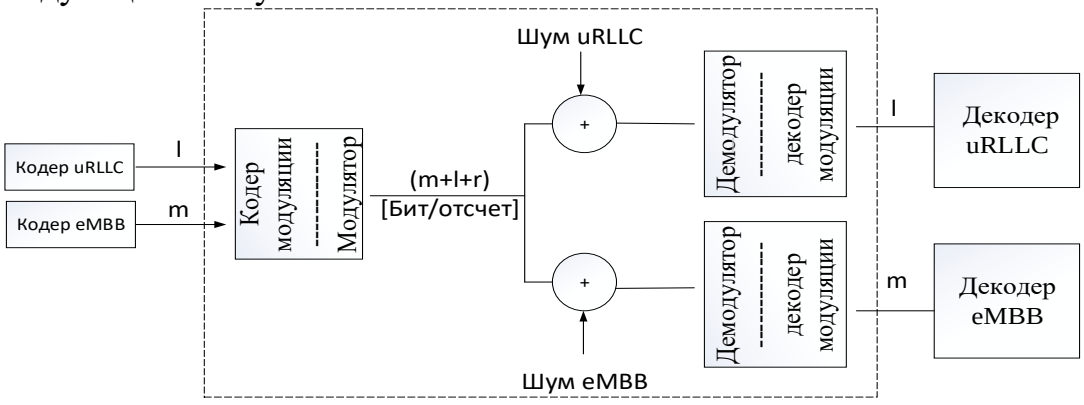



*Рис. 1. Общая схема сценария одновременной передачи потоков eMBB и URLLC в нисходящем канале* (*r – число избыточных бит в модуляционном символе*)

Модулятор выбирает размерность модуляции, которая обеспечивает возможность одновременной передачи ($l$+$m$) бит на два пользовательских устройства в рамках одного модуляционного символа. Выбранный модуляционный символ передается по каналу связи, после прохождения на приемниках потоков URLLC и eMBB будет наблюдаться переданный символ мо-

дуляции с собственной уникальной шумовой составляющей. Далее на каждом устройстве будет произведено независимое демодулирование и декодирование конкретного потока (см. рис. 1).

В текущей работе рассматриваются сценарии с двумя видами параметров. Первый с использованием одного бита потока eMBB и одного бита потока uRLLC далее сценарий номер один. Второй с использованием двух бит eMBB и одного бита uRLLC далее сценарий номер два.

## Модель канала связи

Стандарт 5G-NR подразумевает использование различного числа шаблонов с различными параметрами сети (Таблица 1). Каждый шаблон позволяет адаптивно конфигурировать физические уровни системы. Такие шаблоны называется нумерологиями и в настоящей работе используются параметры нумерологии под номером 3.

*Таблица 1*

**Нумерологии стандарта 5G-NR**

| Нумерология | 0(LTE) | 1 | 2 | 3 | 4 |
|---|---|---|---|---|---|
| Ширина поднесущей, кГц | 15 | 30 | 60 | 120 | 240 |
| Кол-во слотов в субфрейме | 1 | 2 | 4 | 8 | 16 |
| Длительность слота, мс | 1 | 0.5 | 0.25 | 0.125 | 0.0625 |
| Длительность символа мкс | 66.7 | 33.3 | 16.6 | 8.33 | 4.17 |

Для проведения моделирования использовалась модель канала с АБГШ, нумерология номер три (табл. 1).

## Моделирование

Пользуясь результатами предыдущей работы [1], и порождающими полиномами из работы [3], которые представлены в табл. 2, было проведено моделирование наглядно демонстрирующее влияние использования LDPC кодов и усложнения процедуры жесткого декодирования в задаче мультиплексирования потоков.

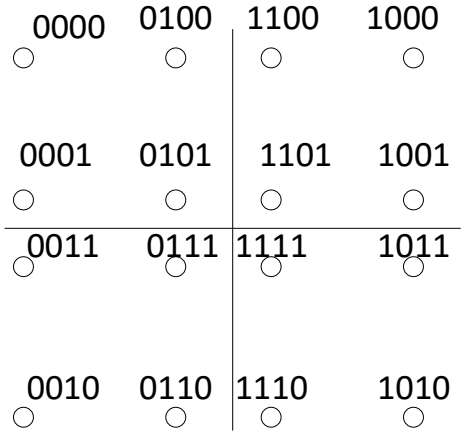



*Рис. 2. Отображение сигнальных точек на плоскости*

На рис. 2 представлено отображение сигнальных точек на плоскости используемое в моделировании.

*Таблица 2*

**Параметры кодов TCM используемых в моделировании**

| $v$ | октеты | $d_f$ | $a(d_f+i)$, $i$=0,…8<br>$b(d_f+i)$, $i$=0,…8 | $a_c(d_f)$<br>$b_c(d_f)$ |
|---|---|---|---|---|
| 6 | 117 155 | 10 | 11 0 38 193 0 1331 0 7275<br>36 0 211 0 1404 0 11633 0 77433 | 11<br>36 |
| 8 | 255 363 | 12 | 9 18 29 75 174 425 966 2363 5836<br>38 106 238 581 1494 4101 10194 26841 69940 | 11<br>33 |
| 9 | 1133 1725 | 12 | 1 7 14 32 68 177 437 956 2334<br>2 25 70 230 510 1433 3926 9414 25334 | 2<br>14 |

В результате моделирования были получены графики (рис. 3, 4)
Для сценария номер один и два соответственно.

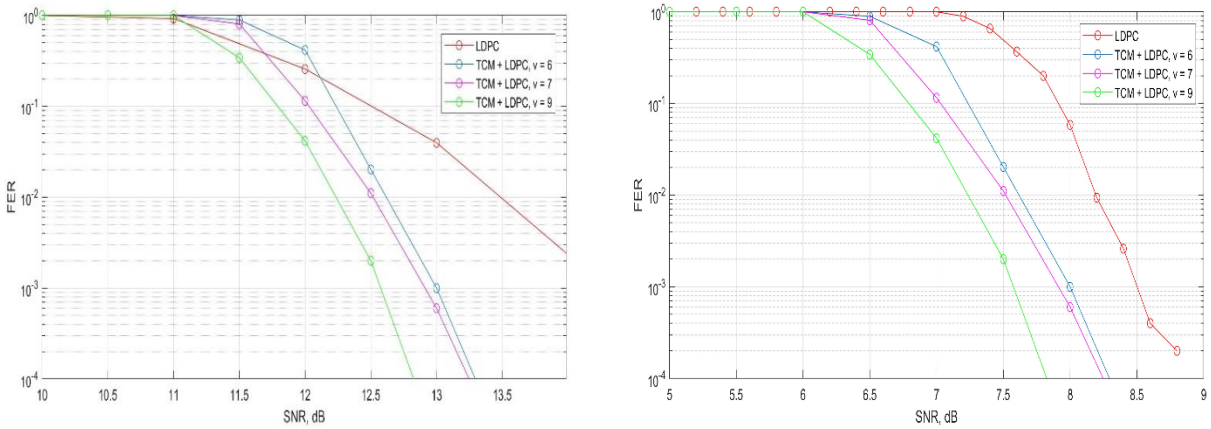



*Рис. 3, 4. График FER для сценария номер один и номер два соответственно с TCM с разным количеством памяти и без использования TCM*

Как видно из графика 3, при использовании первого сценария мультиплексирования, вынужденное увеличение сложности декодирования значительно влияет на вероятность ошибки в кадре. Эта мера позволяет увеличить качество сигнала от применения мультиплексирования.

Рассмотрим результаты моделирования по сценарию номер два.
На рис. 4 видно, что несмотря на изначальный проигрыш по критерию FER, потоки с мультиплексирование и дополнительным кодированием, начинают обыгрывать исходный вариант уже при значениях FER в $10^{-1,}$ таким образом можно сделать вывод, что и для данного сценария мультиплексирования усложнение декодирования позволяет обеспечивать меньшую вероятность ошибки, не смотря на более высокий порядок используемой модуляции.

Также был получен график вероятности непередачи URLLC сообщения за 1 субфрейм.(рис. 5). Так как для потока URLLC должно выполняться требования незамедлительной передачи, то будем считать, что если сообщение не было передано за кадр в 1мс, то оно теряет свою актуальность для конеч-

ного пользователя. График на рис. 5 показывает вероятность непередачи URLLC сообщения длинной в 40 бит за кадр, длительностью в 1 мс для рассматриваемых сценариев мультиплексирования (1 бит URLLC на OFDM символ). На графике по оси абсцисс отложено количество URRLC сообщений, приходящих за 1мс, в данном примере рассматривается Пуассоновский входной поток. По оси ординат отложена вероятность того, что пришедшее сообщение не будет передано по каналу за 1 мс из-за скопившейся на базовой станции очереди. Также стоит отметить, что при моделировании данного графика, не было учтено наличие шума, то есть условия состояния канала считались идеальными. Методология вычисления следующая:

Шаг 1. Генерируется набор сообщений согласно распределению Пуассона

Шаг 2. Сгенерированные сообщения занимают слоты в кадре согласно моделируемому сценарию (1,2 или 3 бита на OFDM символ)

Шаг 3. Сообщения, которым не досталось свободного слота или были не полностью размещены отбрасываются и пополняют буфер сообщений, которым было отказано в передаче.

Шаг 4. На основе количества отброшенных сообщений и общего количества высчитывается вероятность того, что сообщение не будет передано за 1 субфрейм.

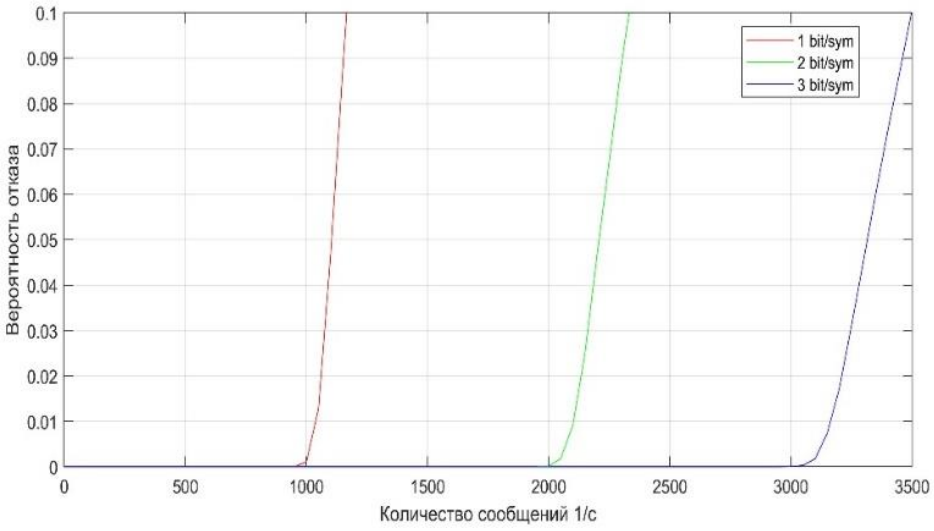



*Рис. 5. График вероятности отказа в обслуживании*

Исходя из рисунка 5 можно сделать вывод, что для рассмотренного в данной статье варианта мультиплексирования (1 бит URLLC на символ), может обеспечиваться доставка

1000 URLLC сообщений по 40 бит каждое за 1 мс, с вероятностью больше 99%, а при входной интенсивности в 500 сообщений за 1 мс, вероятность того, что хоть 1 сообщение не будет передано за 1 субфрейм менее $10^{-5}$. Таким образом данные параметры гарантируют неотложность передачи, достаточную для применения в системах интернет связи в промышленности.

## Заключение

Предложен способ мультиплексирования потоков трафика eMBB и URLLC в нисходящей линии связи сетей 5G-NR с жестким декодированием LDPC. Результат позволяет разработчикам систем интернет-связи планировать развертывание систем 5G-NR в промышленности. Однако необходима дальнейшая работа для разработки методов мультиплексирования в режиме мягкого и квантованного декодирования.

## Библиографический список

1. Pastushok I. A., Boikov N. A. "Investigation of Methods for Multiplexing EMBB and URLLC Streams in a Downlink," *2019 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems* (*WECONF*), Saint-Petersburg, Russia. 2019. Pp. 1-4.

2. Yamaura, Hirofumi & Kaneko, Megumi & Hayashi, Kazunori & Sakai, Hideaki. (2013). Adaptive hierarchical modulation and power allocation for superposition-coded relaying. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking. 2013. 233.

3. Chambers W. G. On good convolutional codes of rate 1/2, 1/3, and 1/4 *[Proceedings] Singapore ICCS/ISITA `92*, Singapore. 1992. V. l-2. Pp. 750-754.

4. Ungerboeck G. Trellis-coded modulation with redundant signal sets Part II: State of the art // *IEEE Communications Magazine*. V. 25. No. 2. Pp. 12-21. February 1987.

5. Nguyen, Tram & Nguyen, Tuy & Lee, Hanho. (2019). Efficient QC-LDPC Encoder for 5G New Radio. Electronics. 8. 668.

**УДК 004.07**

***Е.Д. Пойманова****
старший преподаватель
***Т.М. Татарникова****
доктор технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

# МОДЕЛЬ ПРОГНОЗА ДИФФЕРЕНЦИРОВАННОГО НАРАЩИВАНИЯ ЕМКОСТИ СИСТЕМ ХРАНЕНИЯ ДАННЫХ

Предложена модель, позволяющая осуществлять прогнозирование наращивания емкости отдельных ячеек матрицы хранения физического хранилища данных.
***Ключевые слова*:** системы хранения данных, матрица хранения, физическое хранилище емкость.

*Работа опубликована при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований: грант № 20-07-20026.*

***E. D. Poymanova****
Senior Lecturer
***T. M. Tatarnikova****
PhD, Associate Professor
* St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

# FORECAST MODEL FOR DIFFERENTIAL STORAGE CAPACITY INCREASE

The article describes a model that allows predicting the capacity increase of individual storage matrix cells of the physical data storage.
***Keywords:*** data storage system, storage matrix, physical storage.

## Введение

В сегодняшних условиях быстро растущего количества информации любая система хранения данных (СХД) требует наращивания емкости. В работе [1] предложена матричная структура хранилища данных, которая позволяет осуществлять наращивание каждой ячейки матрицы хранения.

Такая структура предусматривает, что на вход СХД поступают файлы, которые распределяются по хранилищу в зависимости от времени хранения и размера, а файлы, уже содержащиеся в хранилище, меняют расположение в зависимости от частоты обращения к ним [2, 3].

Преимуществом предложенной матричной структуры хранилища является возможность наращивания отдельных ячеек, а не всего хранилища или его уровня.

Прогноз дифференцированного наращивания емкости хранилища позволяет своевременно увеличивать емкость и предотвращать потерю входящих в систему данных.

## Модель прогноза наращивания емкости

Предлагаемая модель прогноза основана на анализе срезов состояния физического хранилища данных и представляет собой паттерн поведения СХД, исходя из прогноза поведения каждой ячейки матрицы хранения.

На рис. 1 представлена матричная структура физического хранилища данных размером $m \times n$, где $m$ – это количество уровней хранилища данных, а $n$ – количество физических или логических носителей. В ячейках матрицы хранятся файлы с определенными характеристиками: время хранения (тип файла) и размер. Емкость ячейки при этом ограничена и зависит от емкости используемых носителей.

| | $N_1$ | ... | $N_n$ |
|---|---|---|---|
| $M_1$ | $type_1, f_1$ | ... | $type_1, f_n$ |
| $M_2$ | $type_2, f_1$ | ... | $type_2, f_n$ |
| $M_3$ | $type_3, f_1$ | ... | $type_3, f_n$ |

*Рис. 1. Матричная структура хранилища данных*

Каждая ячейка полученной матрицы хранения имеет следующие характеристики:

– максимальное значение емкости $V_{\max}$, при этом емкость ячейки соответствует емкости используемого носителя (тома носителя);

– предельное значение емкости $V_{\lim}$ ($V_{\lim} < V_{\max}$), при достижении которого необходимо производить наращивание.

Также необходимо задать пограничные значения частоты обращения к файлам $\lambda_1$, …, $\lambda_{m-1}$, при преодолении которых осуществляется миграция файлов по уровням системы.

Совокупность указанных характеристик назовем нулевым паттерном состояния системы хранения данных. То есть нулевой паттерн – это шаблон структуры хранилища данных, устанавливающий ограничения на значения параметров ее ячеек.

Далее анализируются метаданные о размере файлов, хранимых в каждой ячейки матрицы хранения и оценивается текущая емкость каждой ячейки $V_{\text{current}}$. Полученную модель матрицы хранения назовем актуальным паттерном состояния СХД (рис. 2).

| | | |
|---|---|---|
| $type_1$, $V_{max11}$, $V_{lim11}$, $\lambda_{min1}$, $\lambda_{min2}$ $V_{current11}$ | $type_1$, $V_{max12}$, $V_{lim12}$, $\lambda_{min1}$, $\lambda_{min2}$ $V_{current12}$ | $type_1$, $V_{max13}$, $V_{lim13}$, $\lambda_{min1}$, $\lambda_{min2}$ $V_{current13}$ |
| $type_2$, $V_{max21}$, $V_{lim21}$, $\lambda_{min1}$, $\lambda_{min2}$ $V_{current21}$ | $type_2$, $V_{max22}$, $V_{lim22}$, $\lambda_{min1}$, $\lambda_{min2}$ $V_{current22}$ | $type_2$, $V_{max23}$, $V_{lim23}$, $\lambda_{min1}$, $\lambda_{min2}$ $V_{current23}$ |
| $type_3$, $V_{max31}$, $V_{lim31}$, $\lambda_{min1}$, $\lambda_{min2}$ $V_{current31}$ | $type_3$, $V_{max32}$, $V_{lim32}$, $\lambda_{min1}$, $\lambda_{min2}$ $V_{current32}$ | $type_3$, $V_{max33}$, $V_{lim33}$, $\lambda_{min1}$, $\lambda_{min2}$ $V_{current33}$ |

*Рис. 2. Пример актуального паттерна состояния системы хранения данных с матрицей хранения 3×3*

Таким образом актуальный паттерн определяет текущее состояние хранилища

Входящий поток данных в СХД и миграция данных внутри физического хранилища меняют состояние ячеек матрицы хранения. Поскольку данные в СХД накапливаются, необходимо производить подсчет накопившихся данных с течением времени и определять точки преодоления предельных значений емкости ячеек матрицы хранения ($V_{lim}$).

Характеристиками, влияющими на поведение системы, являются:

$V_{max mn}$ – максимальная емкость ячейки *mn*;

$V_{lim mn}$ – предельная емкость ячейки *mn*;

$V_{current mn}$ текущая емкость ячейки *mn*;

введем дополнительно:

$t_{lim mn}$ – время достижения предельной емкости ячейки *mn*;

$t_{max mn}$ – время достижения максимальной емкости ячейки *mn*.

Задачей прогнозирования является нахождение времени достижения предельной емкости $t_{lim mn}$ и времени достижения максимальной емкости $t_{max mn}$ каждой ячейки.

Значение $V_{lim}$ и $V_{max}$, заданные в паттерне состояний матрицы хранения, математически можно выразить следующим образом:

$$V_{lim} = \int_{1}^{t_{lim}} f(t)dt, \quad (1)$$

$$V_{max} = \int_{1}^{t_{max}} f(t)dt, \quad (2)$$

где $f(t)$ – функция входящего потока данных.

Функция $f(t)$ математически может быть не определена, поэтому предлагается выразить значения $V_{\text{lim}}$ и $V_{\text{max}}$, исходя из метода правых прямоугольников. Тогда:

$$V_{\text{lim}} = \int_{1}^{t_{\text{lim}}} f(t)dt = T\sum_{1}^{t_{\text{lim}}} f(t), \quad (3)$$

$$V_{\text{max}} = \int_{1}^{t_{\text{max}}} f(t)dt = T\sum_{1}^{t_{\text{max}}} f(t), \quad (4)$$

где $T$ – шаг разбиения, равный единице минимального выбранного масштаба времени.

Поскольку математически значения $t_{\text{lim}}$ и $t_{\text{max}}$ вычислить сложно, т.к. функция $f(t)$ не имеет первообразной, предлагается вычислять данные параметры программно методом подстановки. Таким образом, необходимо найти такие $t_{\text{lim}}$ и $t_{\text{max}}$, при которых соответственно $V_{\text{lim}}$ и $V_{\text{max}}$ будут равны установленным значениям. Данные расчеты необходимо производить для каждой ячейки матрицы хранения.

В результате паттерн поведения системы хранения данных (3x3) будет выглядеть следующим образом (рисунок 3):

| | | |
|---|---|---|
| $type_1$, $V_{\text{max11}}$, $V_{\text{lim11}}$, $V_{\text{current11}}$ $t_{\text{max11}}$, $t_{\text{lim11}}$ | $type_1$, $V_{\text{max12}}$, $V_{\text{lim12}}$, $V_{\text{current12}}$ $t_{\text{max12}}$, $t_{\text{lim12}}$ | $type_1$, $V_{\text{max13}}$, $V_{\text{lim13}}$, $V_{\text{current13}}$ $t_{\text{max13}}$, $t_{\text{lim13}}$ |
| $type_2$, $V_{\text{max21}}$, $V_{\text{lim21}}$, $V_{\text{current21}}$ $t_{\text{max21}}$, $t_{\text{lim21}}$ | $type_2$, $V_{\text{max22}}$, $V_{\text{lim22}}$, $V_{\text{current22}}$ $t_{\text{max22}}$, $t_{\text{lim22}}$ | $type_2$, $V_{\text{max23}}$, $V_{\text{lim23}}$, $V_{\text{current23}}$ $t_{\text{max23}}$, $t_{\text{lim23}}$ |
| $type_3$, $V_{\text{max31}}$, $V_{\text{lim31}}$, $V_{\text{current31}}$ $t_{\text{max31}}$, $t_{\text{lim31}}$ | $type_3$, $V_{\text{max32}}$, $V_{\text{lim32}}$, $V_{\text{current32}}$ $t_{\text{max32}}$, $t_{\text{lim32}}$ | $type_3$, $V_{\text{max33}}$, $V_{\text{lim33}}$, $V_{\text{current33}}$ $t_{\text{max33}}$, $t_{\text{lim33}}$ |

*Рис. 3. Паттерн поведения системы хранения данных*

## Заключение

Предложенная модель дифференцированного наращивания емкости физического хранилища СХД позволяет администраторам систем хранения данных своевременно принимать решение об увеличении емкости физического хранилища, что может предотвратить потерю данных. Особенностью предложенной модели является составление прогноза наращивания каждой отдельной ячейки в зависимости от количества поступающих в нее данных.

При этом в модели учитывается как входящий поток данных на запись и хранение, так и данные, поступающие в результате миграции по уровням СХД.

**Библиографический список**

1. Poymanova E. D., Tatarnikova T. M. Tiered Data Storage Model//2019 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF) 3-7 June 2019.

2. Information Storage and Management. 2nd Edition. New Jersey: John Wiley & Sons Inc. 2016. 544 p.

3. Mesnier M., Ganger G., Riedel E. Object-Based Storage // IEEE Communications Magazine. 2003. V. 41. No. 8. Pp. 84-90.

**УДК 621.391**

***А. Б. Сергиенко***
кандидат технических наук, профессор
***М. А. Баранов***
студент
Санкт-Петербургский государственный
электротехнический университет «ЛЭТИ»

# ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МОДИФИЦИРОВАННОГО МЕТОДА ЛУИСА–РЕДЖИАНИНИ ДЛЯ СЛЕПОЙ ОЦЕНКИ ЧАСТОТНОГО СДВИГА КАМ-СИГНАЛОВ

Предложен метод слепой оценки частотного сдвига для сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией (КАМ), позволяющий получить результат в замкнутой форме. Основой алгоритма является метод Луиса и Реджианини, предназначенный для оценки частоты гармонического сигнала. Для приспособления к свойствам КАМ-сигналов в метод внесены два изменения. Во-первых, при вычислении корреляционных функций используется двумерная весовая функция, зависящая от модулей двух отсчетов сигнала. Во-вторых, при суммировании корреляционных функций их модули приводятся к единичному значению. Оптимизация весовой функции производится путем обучения в пакетном режиме по сгенерированным выборкам сигнала. Результаты компьютерного моделирования подтвердили работоспособность метода и показали заметный выигрыш от нормировки модулей корреляционных функций.
***Ключевые слова*:** слепые оценки, оценка частотного сдвига, квадратурная амплитудная модуляция.

***A. B. Sergienko***
PhD, Professor
***M. A. Baranov***
student
Saint-Petersburg Electrotechnical University “LETI”

# APPLICATION OF MODIFIED LUISE AND REGGIANNINI METHOD FOR BLIND ESTIMATION OF FREQUENCY OFFSET FOR QAM SIGNALS

A closed-form method for blind estimation of frequency offset for signals with quadrature amplitude modulation (QAM) is proposed. The method is based on a known Luise & Reggianini method intended for harmonic signal frequency estimation. To adapt to the properties of QAM signals, two changes were made to the method. First of all, the required correlation functions are calculated with a two-dimensional weighting function that depends on the magnitudes of two signal samples. Then, when summing the correlation functions, their magnitudes are set to a unit value. Optimization of the weighting function is carried out by training in batch mode using generated sequences of signal samples. The results of computer simulation confirmed the efficiency of the proposed method and showed a noticeable gain due to normalization of the magnitudes of correlation functions.
***Keywords:*** blind estimation, frequency offset estimation, quadrature amplitude modulation.

## Введение

Для когерентного приема сигналов с линейной цифровой модуляцией необходима предварительная компенсация присутствующего в сигнале частотного сдвига. При отсутствии пилот-сигналов, а также для повышения точности [1, 2] оценку частотного сдвига необходимо выполнять в «слепом» режиме, то есть использовать для этого в том числе и неизвестные символы передаваемых данных.

Применительно к сигналам с квадратурной амплитудной модуляцией (КАМ) известные методы слепой оценки частотного сдвига (см., например, [3]) предполагают поиск положения глобального максимума некой функции, нелинейно связанной с анализируемым сигналом. Необходимость такого поиска ведет к весьма существенным вычислительным затратам, однако в ряде методов целью нелинейного преобразования сигнала является появление в нем гармонической составляющей, частота которой кратна частотному сдвигу исходного КАМ-сигнала.

Для оценки частоты гармонического сигнала существуют методы, позволяющие получить результат в замкнутой форме [4]. Это приводит к идее использовать данные методы для оценки частотного сдвига КАМ-сигналов, оптимизировав используемое при этом предварительное нелинейное преобразование для минимизации погрешности оценки. В [5] нами представлена первая попытка такой оптимизации – в метод Луиса и Реджианини (Luise & Reggiannini, L&R [6]) была введена двумерная весовая функция. Полученные результаты показали работоспособность этой идеи. В данной статье рассматривается дополнительная модификация метода, позволяющая еще больше снизить дисперсию получаемых оценок.

## 1. Постановка задачи

Рассматриваемая задача формулируется следующим образом. Анализируемый сигнал представляет собой отсчеты комплексной огибающей после согласованного фильтра (один отсчет на символ, предполагается идеальная временная синхронизация):

$$x(k) = a(k)\exp\left( j(\varphi_0 + k\varphi_f)\right) + n(k), \quad k = 0, \ldots, K-1, \tag{1}$$

где $a(k)$ – случайные информационные символы, независимо и равновероятно выбираемые из сигнального созвездия $\{C_m\}$, $m = 1, \ldots, M$ ($M$ – размер созвездия), $\varphi_0$ – случайный фазовый сдвиг, $\varphi_f = 2\pi\Delta f T$ – межсимвольный фазовый набег из-за частотного сдвига $\Delta f$, $T$ – длительность символа, $n(k)$ – отсчеты комплексного дискретного белого гауссова шума с мощностью $P_n$. Средняя мощность полезного сигнала считается известной.

В соответствии с [4] предполагается, что частотный сдвиг много меньше символьной скорости ($\Delta f\, T << 1$), поэтому форма сигнала на выходе согласованного фильтра не претерпевает заметных искажений.

Отношение сигнал/шум (ОСШ) на символ определяется как отношение средних мощностей сигнала и шума:

$$\mathrm{SNR} = \frac{\overline{|a(k)|^2}}{P_n} = \frac{1}{P_n M}\sum_{m=1}^{M}|C_m|^2. \qquad (2)$$

В результате анализа последовательности отсчетов $\{x(k)\}$ необходимо получить оценку частотного сдвига $\Delta f$ (или, что эквивалентно, межсимвольного фазового сдвига $\varphi_f$), причем эта оценка должна быть получена в замкнутой форме.

## 2. Предлагаемая модификация метода Луиса и Реджианини

Метод L&R, исходно предназначенный для оценки частоты дискретного комплексного гармонического сигнала, основан на вычислении фазы суммы корреляционных функций входного сигнала [6]:

$$\hat{\varphi}_f = \frac{2}{N+1}\arg\left(\sum_{n=1}^{N} R(n)\right), \qquad (3)$$

где $R(n)$ – корреляционная функция (КФ) сигнала:

$$R(n) = \frac{1}{K-n}\sum_{k=n}^{K-1} x(k)x^*(k-n). \qquad (4)$$

С ростом числа $N$ используемых в (3) слагаемых возрастает точность оценки, но растут вычислительные затраты и сужается диапазон оцениваемых частотных сдвигов (его границы равны $\pm 2\pi/(N+1)$ радиан на отсчет).

В [5] нами была предложена модификация этого метода для его использования при слепой оценке частотного сдвига КАМ-сигналов. Суть модификаций заключается в умножении фазы отсчетов сигнала на 4 (это приводит к частичному «снятию модуляции» с КАМ-сигнала; множитель 4 обусловлен 90-градусной угловой симметрией стандартных КАМ-созвездий) и введении двумерной корреляционной весовой функции от модулей отсчетов сигнала при расчете КФ (4):

$$R'(n) = \sum_{k=n}^{K-1} f\left(|x(k)|, |x(k-n)|\right)\exp\left(j4\arg\left(x(k)x^*(k-n)\right)\right), \qquad (5)$$

где $f(\cdot,\cdot)$ – упомянутая двумерная весовая функция.

Модифицированная КФ (5) используется в (3) вместо стандартной КФ (4). Для компенсации умножения фазы результат, даваемый формулой (3), нужно разделить на 4:

$$\hat{\varphi}_f = \frac{1}{2(N+1)}\arg\left(\sum_{n=1}^{N} R'(n)\right). \qquad (6)$$

Из-за деления результата на 4 указанный выше диапазон оцениваемых частотных сдвигов также сужается в 4 раза.

Полученные в [5] результаты показали, что весовая функция позволила существенно снизить разброс фаз КФ, но разброс их модулей остается значительным, что сильно влияет на результат, даваемый формулой (6) при $N > 1$.

Для еще большего снижения дисперсии получаемых оценок предлагается удалить разброс модулей не в процессе расчета КФ, а позже – на этапе их использования в формуле (6). Для этого все слагаемые в (6) приводятся к единичному модулю. В итоге предлагаемая формула оценки принимает вид

$$\hat{\varphi}_f = \frac{1}{2(N+1)} \arg\left( \sum_{n=1}^{N} \frac{R'(n)}{|R'(n)|} \right). \qquad (7)$$

## 3. Оптимизация нелинейной функции путем обучения

Весовую функцию $f(\cdot, \cdot)$ предлагается реализовывать с помощью двумерной таблицы просмотра:

$$f(x_1, x_2) = f_{mn},, \text{ если } u_{m-1} \le x_1 < u_m \text{ и } u_{n-1} \le x_2 < u_n, \qquad (2)$$

где $\{u_i\}$, $i = 0, 1, \ldots, N_q$ – границы интервалов квантования аргументов $x_1$, $x_2$ (при этом считается, что $u_0 = 0$ и $u_{N_q} = \infty$), $N_q$ – число интервалов квантования для каждого аргумента. Значения $f_{mn}$ образуют двумерную таблицу просмотра размером $N_q \times N_q$.

Для получения оптимальной весовой функции использовалось пакетное обучение. Процесс обучения производился для случая $N = 1$, когда формулы (6) и (7) сводятся к одному и тому же более простому варианту:

$$\hat{\varphi}_f = \frac{1}{4} \arg R'(1). \qquad (3)$$

Процедура обучения сводится к генерированию выборок сигнала (1) и приближенному решению переопределенной системы линейных уравнений методом наименьших квадратов. В [7] подробно описан данный подход применительно к расчету одномерной весовой функции, применяемой для оценки частотного и фазового сдвига КАМ-сигналов путем поиска максимума в спектре нелинейно преобразованного сигнала. В данной работе используется аналогичный подход, должным образом модифицированный для двумерного случая.

## 4. Результаты моделирования

Для анализа качества работы предложенного алгоритма оценки частотного сдвига было выполнено компьютерное моделирование. Использовались последовательности из $K = 200$ символов с модуляцией КАМ-32 ($M = 32$), средняя мощность полезного сигнала была равна единице. При квантовании модулей отсчетов сигнала использовалось $N_q = 50$ интервалов шириной 0.03 (максимальное значение амплитуды – 1.5). Таким образом, двумерная весовая функция была представлена таблицей просмотра размером 50×50.

Для обучения использовался набор из $10^5$ последовательностей отсчетов сигнала (1), ОСШ при обучении было фиксированным и составляло 20 дБ.

На рис. 1 приведена полученная в процессе обучения двумерная весовая функция. Выбросы при близких к нулю значениях $x_1$ или $x_2$ соответствуют маловероятным диапазонам значений модулей отсчетов сигнала, поэтому их влияние на результаты оценки пренебрежимо мало.

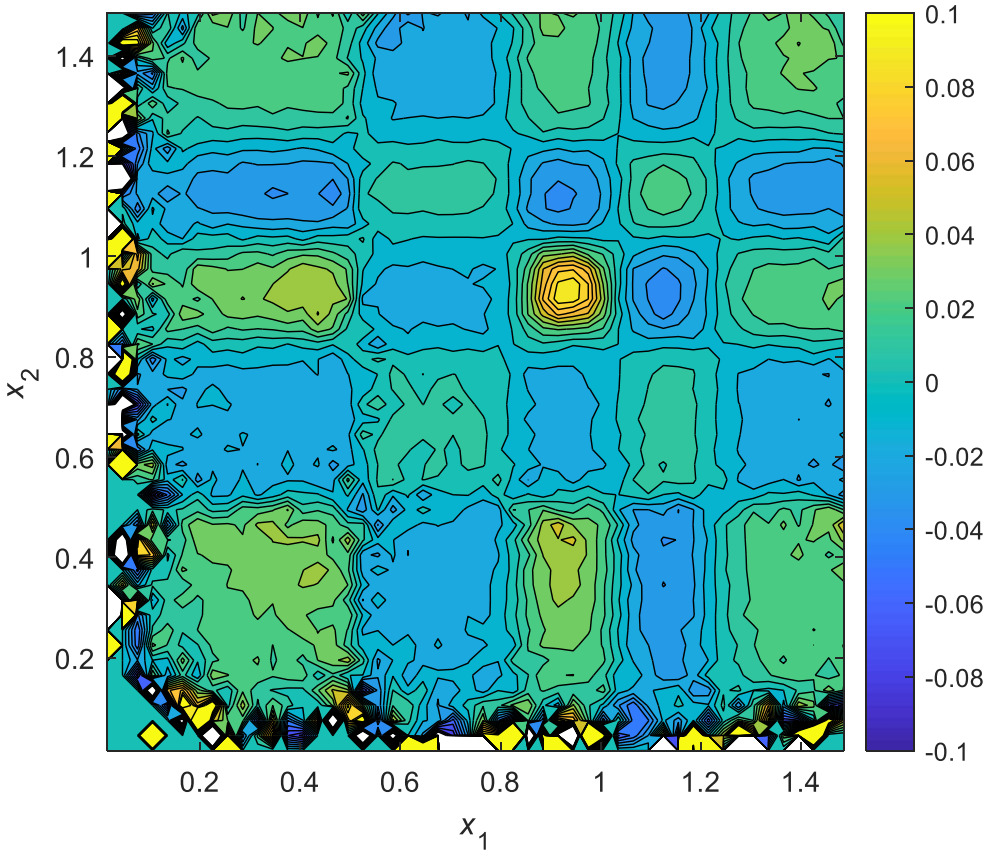



*Рис. 1. Двумерная весовая функция $f(x_1, x_2)$*

Измерение дисперсии оценки частоты производилось путем усреднения по $10^4$ тестовым последовательностям. Каждая последовательность из $K = 200$ символов на этапе оценки имела случайный частотный и фазовый сдвиг. На рис. 2 приведен график зависимости дисперсии оценки частоты от ОСШ для двух версий алгоритма при различном числе слагаемых $N$ в формулах (6) и (7). В легенде графика указано использованное число слагаемых $N$. Кривые с маркерами соответствуют предложенной модификации алгоритма (формула (7)), также они помечены в легенде словом «norm». Кривые без маркеров соответствуют алгоритму без нормировки КФ (формула (6)). При $N = 1$ обе версии алгоритма совпадают.

На графиках рис. 2 видно, что предложенная модификация позволяет существенно снизить дисперсию оценки. При одном и том же значении $N$ метод (7) дает примерно в 4 раза меньшую дисперсию оценки, чем метод (6). В результате, например, для снижения дисперсии оценки на один порядок по сравнению с $N = 1$ версия (6) требует использовать $N = 8$, в то время как версия (7) обеспечивает такой результат уже при $N = 3$, что означает снижение

вычислительных затрат примерно в $8/3 \approx 2.7$ раза и расширение диапазона оцениваемых частотных сдвигов в $9/4 = 2.25$ раза.

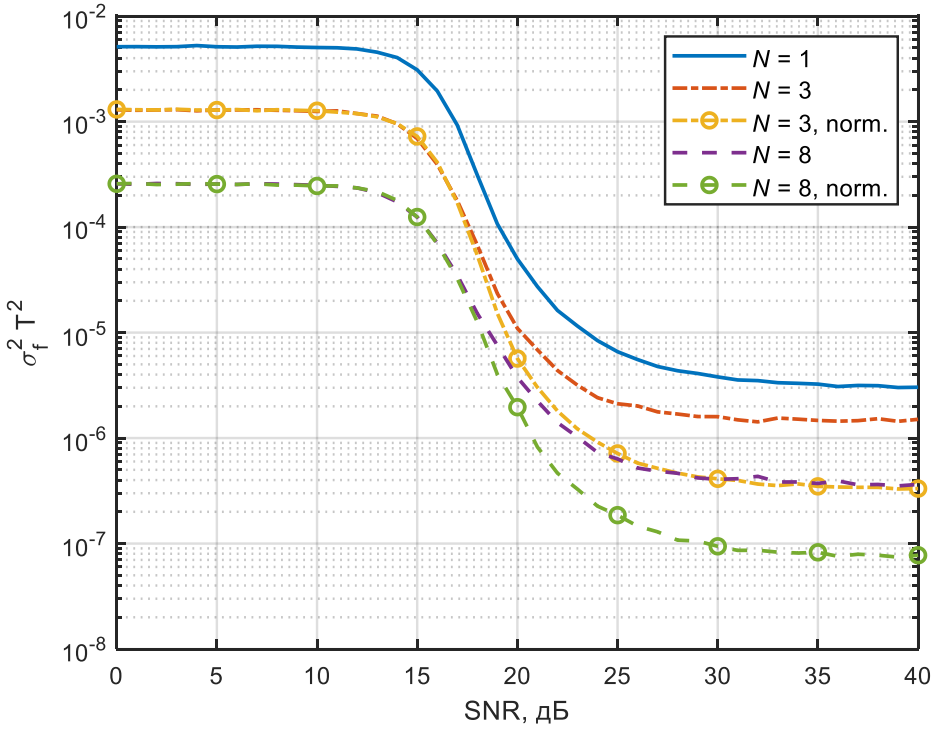



*Рис. 2. Зависимость дисперсии оценки частоты от ОСШ для разных версий алгоритма и разного числа слагаемых N*

## Заключение

Рассмотренный метод позволяет получить слепую оценку частотного сдвига КАМ-сигналов в замкнутой форме со сравнительно небольшими вычислительными затратами. Получение требуемой для работы метода весовой функции производится путем обучения по сгенерированным выборкам сигнала, что позволяет легко учесть такие реальные факторы, как неточная оценка уровня сигнала. Предложенная в данной работе модифицированная версия алгоритма с нормировкой корреляционных функций позволяет получить значительный выигрыш в эффективности метода при числе слагаемых $N > 1$.

## Библиографический список

1. Sergienko A. B. Noncoherent Reception of Short PSK Data Packets with Pilot Symbols // Proc. 22nd European Wireless Conference. 2016. Pp. 427–432.

2. Sergienko A. B. Semi-blind Approach to Reception of Short QAM Data Packets with Pilot Symbols // Proc. XV International Symposium “Problems of Redundancy in Information and Control Systems”. 2016. Pp. 137–141.

3. Петров А. В., Сергиенко А. Б. Оценивание фазового и частотного сдвигов сигналов в системах цифровой связи. СПб.: СПбГЭТУ, 2016. 160 с.

4. Mengali U., D’Andrea A. N. Synchronization Techniques for Digital Receivers. Plenum Press, New York, 1997.

5. Сергиенко А. Б., Баранов М. А. Слепая оценка частотного сдвига КАМ-сигналов в замкнутой форме с оптимизацией нелинейной функции путем обучения // Докл. 22-й международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение» (DSPA-2020), в печати.

6. Luise M., Reggiannini R. Carrier Frequency Recovery in All-Digital Modems for Burst-Mode Transmissions // IEEE Trans. on Communications. 1995. V. 43. No. 2/3/4. Pp. 1169–1178.

7. Sergienko A. B. , Baranov M. A. Non-Data-Aided Phase and Frequency Offset Estimation for QAM Signals Using Batch Learning // Proc. 2020 IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering. 2020. Pp. 65–70.

**УДК 621.3**

***О.А. Сивинцева****
студент
***М.Ю. Зуев****
аспирант
***С.С. Логинов****
доктор технических наук, профессор
*Казанский национальный исследовательский технический университет имени А.Н. Туполева

# ГЕНЕРАТОР ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ СИСТЕМЫ РЕССЛЕРА, РЕАЛИЗОВАННОЙ НАД КОНЕЧНЫМ ПОЛЕМ ГАЛУА

Представлены результаты тестов FIPS 140-2 генераторов псевдослучайных сигналов, построенных на основе динамической системы Рёсслера. Приведены статистические характеристики генератора псевдослучайных сигналов, построенного на основе преобразованной системы Рёсслера над полем Галуа. Проведен анализ автокорреляционных и взаимнокорреляционных функций, получены оценки уровней их боковых лепестков, гистограммы распределения вероятностей генерируемых чисел. Результаты публикации могут быть применены при проектировании систем связи с широкополосными сигналами, решении задач моделирования систем различной природы и криптографии.
***Ключевые слова:*** динамический хаос, радиоэлектронная динамическая система, генератор псевдослучайных чисел, статистическая характеристика, система Рёсслера.

***O.A. Sivintseva****
Student
***M.Yu. Zuev****
Graduate Student
***S.S. Loginov ****
Dr. of Technical Sciences, Professor
*Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev

# PSEUDO-RANDOM SIGNAL GENERATOR BASED ON THE RÖSSLER SYSTEM IMPLEMENTED OVER A FINITE GALOIS FIELD

This paper presents the results of tests of FIPS 140-2 pseudo-random signal generators built on the basis of the Rössler dynamic system. The statistical characteristics of a pseudorandom signal generator based on the converted Rössler system over the Galois field are presented. The analysis of auto-correlation and cross-correlation functions is carried out, estimates of the levels of their side lobes, histograms of the probability distribution of the generated numbers are obtained. The publication results can be applied in the design of communication systems with broadband signals, solving problems of modeling systems of various nature and cryptography.
**Keywords**: dynamic chaos, radio-electronic dynamical system, pseudo-random number generator, statistical characteristic, Rössler system.

## Введение

В настоящее время существуют приложения, в которых широко востребованы генераторы псевдослучайных сигналов (ГПС), поэтому синтез новых ГПС является одной из перспективных задач в информационно-коммуникационной отрасли [1].

Вследствие увеличения количества одновременно работающих в одной полосе частот абонентов возникает необходимость применения широкополосных сигналов на основе прямого расширения спектра псевдослучайными последовательностями. Общеизвестно, что широкополосные сигналы достаточно хорошо себя зарекомендовали в качестве средств повышения помехоустойчивости, скрытности систем связи, а также улучшения многопользовательского доступа. В настоящее время активно развиваются новые методы и средства генерации широкополосных сигналов, одним из которых является применение генераторов на основе систем с динамическим хаосом [2-4].

Несмотря на развитие подходов к применению традиционных генераторов хаоса [5,6] при практической реализации генераторов хаотических сигналов на базе аналоговой электроники возникают проблемы с воспроизводимостью сигналов на приемном и передающем концах канала связи, в результате чего использование подобных сигналов ограничено и возникает необходимость разработки цифровых генераторов [7,8].

В связи с этим одним из перспективных направлений является формирование псевдослучайных сигналов с требуемыми статистическими характеристиками в системах связи, моделирования и криптографии [8-10].

Целью данной работы является синтез новых генераторов псевдослучайных сигналов на основе динамических систем типа Ресслера, реализованных над полем Галуа $GF(2^{16})$, а также оценка статистических характеристик формируемых ими последовательностей согласно требованиям, предъявляемым к генераторам псевдослучайных последовательностей и тестов FIPS-140-2.

## Генератор псевдослучайных сигналов на основе модифицированной системы Ресслера

На основе известной системы Ресслера формируется новая система, где все операции выполняются над числами в полях Галуа соответствующей размерности [12, 13]. В данной работе при представлении чисел в формате unsigned integer 16 и замене арифметических операций на операции над полем Галуа. В качестве исходной системы, подвергаемой модификации, выбрана система Ресслера, которая описывается системой трех дифференциальных уравнений первого порядка:

$$\begin{cases} \dfrac{dx}{dt} = -y - z, \\ \dfrac{dy}{dt} = x + a \cdot y, \\ \dfrac{dz}{dt} = b + z \cdot (x - c). \end{cases} \quad (1)$$

где $x, y, z$ – переменные системы, $a, b, c$ – параметры системы.

Наибольший интерес при практической реализации представляет формирование двоичных последовательностей в цифровом виде с использованием целочисленной арифметики [14], поэтому возможно модифицировать систему (1), несколько изменив первое и второе уравнения системы, для формирования целых псевдослучайных чисел.

$$\begin{cases} X_{k+1} = X_k + t \cdot (Y_k + Z_k + c), \\ Y_{k+1} = Y_k + t \cdot (c + X_k + a \cdot Y_k), \\ Z_{k+1} = Z_k + t \cdot (b + Z_k \cdot (X_k - c)). \end{cases} \quad (2)$$

где $t$ – шаг интегрирования; $X_i, Y_i, Z_i$ переменные системы, $a, b, c$ – параметры системы, а все операции в уравнениях производятся над полем Галуа GF($2^{16}$).

В работе анализируются фазовые портреты, гистограммы формируемых двоичных последовательностей их авто- и взаимно-корреляционные функции, а также соответствие тестам FIPS 140-2 [8].

## Методы исследования генераторов

Важными характеристиками двоичных последовательностей являются их автокорреляционные функции (АКФ), взаимнокорреляционные функции (ВКФ) и их соответствие тестам FIPS 140-2.

Автокорреляционные функции сигналов – характеристики, которые показывают наличие внутренних связей внутри одной последовательности. ВКФ показывает наличие связей между двумя различными последовательностями.

Эти функции имеют первостепенное значение при практическом применении полученных последовательностей для систем передачи информации. По этой причине в данной работе делается акцент на оценке апериодических автокорреляционных функций и взаимнокорреляционных функций полученных по выражению (2) двоичных последовательностей.

Автокорреляционная функция оценивалась в виде:

$$\rho(\mathrm{m}) = \frac{1}{\|a\|^2} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} a_i \cdot a^*_{i-m}, \quad (3)$$

где $\rho(\mathrm{m})$ – апериодическая автокорреляционная функция кодовой последовательности, описывающая схожесть последовательности со своей копией, сдвинутой на m позиций.

Взаимнокорреляционная функция оценивалась в виде:

$$\rho_{a,kl}(\mathrm{m}) = \begin{cases} \dfrac{1}{\|a_k\| \cdot \|a_l\|} \cdot \sum\limits_{i=0}^{N-1} a_{k,i} \cdot a^*_{l,i-m}, m \geq 0 \\ \dfrac{1}{\|a_k\| \cdot \|a_l\|} \cdot \sum\limits_{i=0}^{N+m-1} a_{k,i} \cdot a^*_{l,i-m}, m < 0 \end{cases} \quad (4)$$

где $\rho_{a,kl}(\mathrm{m})$ – апериодическая взаимнокорреляционная функция кодовых последовательностей, описывающая степень схожести двух последовательностей.

Кроме указанных функций, для проверки статистических свойств псевдослучайных последовательностей, широко используется универсальный тест FIPS 140-2, предложенный Американским национальным институтом стандартов и технологий.

Данный стандарт включает в себя четыре теста, которые выполняются над последовательностями длиной 20000 бит:

1. Monobit test заключается в подсчёте количества нулей и единиц в последовательности определённой длины N и считается пройденным, если N попадает в требуемый интервал.

2. В Poker test поток данных длиной 20000 бит разбивается на 5000 последовательных 4-битных сегментов, после этого производится подсчет появления каждого из них по формуле:

$$N = \frac{16}{5000} \cdot \sum_{i=1}^{16} f\left(i\right)^2 - 5000, \qquad (5)$$

где $f(i)$ – количество появлений i-й последовательности $(0 < i < 15)$.

Тест пройдет в случае, если N попадет в требуемый интервал.

3. В Run test – 1 определяется как количество последовательностей внутри оцениваемой сочетанием символов «010» и «101». Тест пройден, когда длина каждого цикла попадает в необходимый интервал. Аналогичные требования существуют и для других размерностей типовых последовательностей.

4. Суть Long Run test состоит в проверке максимальной длины серии нулей и единиц. Тест считается пройденным, если нет прогонов длиной 26 или более элементов.

## Результаты оценки статистических характеристик

В работе проведен анализ автокорреляционных и взаимнокорреляционных функций, получены оценки уровней их боковых лепестков, гистограмма распределения вероятностей вырабатываемых чисел. Для анализа равновероятности образования на выходе исследуемого генератора 16-битных чисел в ходе работы была построена и проанализирована гистограмма распределения сигнала системы Ресслера, представленная на рис. 1.

При оценке распределения компонент сигнала был выполнен анализ равномерности распределения по критерию Пирсона (критерий $\chi 2$). Учитывая ограничения, полученную гистограмму сигнала модифицированной системы можно считать соответствующей равновероятному закону образования на выходе генератора псевдослучайных сигналов 16-битных чисел с доверительной вероятностью 0,95.

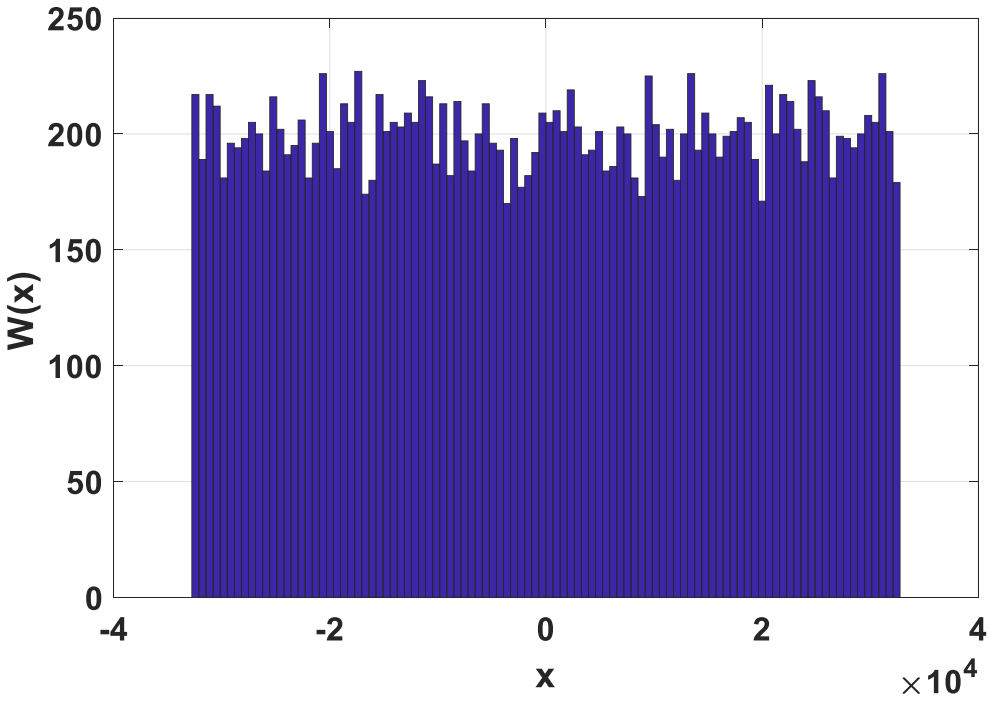



*Рис. 1. Гистограмма распределения компоненты X модифицированной системы Росслера для GF($2^{16}$)*

В ходе работы был выполнен анализ максимальных и средних уровней боковых лепестков апериодических АКФ и ВКФ кодовых двоичных последовательностей. Результаты оценки статистических характеристик системы Росслера, реализованной над полем Галуа GF($2^{16}$) представлены в таблице.

*Таблица*

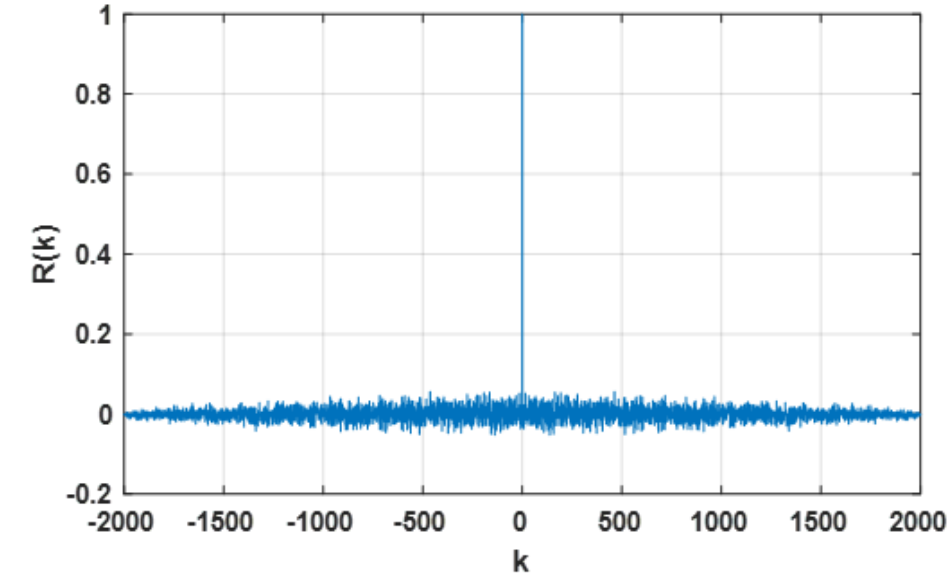
**АКФ и ВКФ двоичных последовательностей системы типа Росслера**

| Последоова-тельности | Характеристики АКФ | | Характеристики ВКФ | |
|---|---|---|---|---|
| | $R_{max}\sqrt{N}$ | $m_{\|R\|}\sqrt{N}$ | $R_{max}\sqrt{N}$ | $m_{\|R\|}\sqrt{N}$ |
| X | 5.3174 | 0.5453 | 5.1265 | 0.5546 |
| Y | 4.7235 | 0.5437 | 4.4857 | 0.5508 |
| Z | 5.0134 | 0.5454 | 5.1044 | 0.5538 |

При длине реализации 20000 отсчетов максимальный уровень бокового лепестка для системы составляет не более 0,027. Опираясь на результаты, приведенные в таблице 1, делаем вывод, что согласно классифкации Л. Е. Варакина [1], полученные двоичные последовательности соответстствуют «случайным последовательностям».

На рис. 2 представлены графики автокорреляционной функции и взаимокорреляционной функции соответственно.

а)




б)

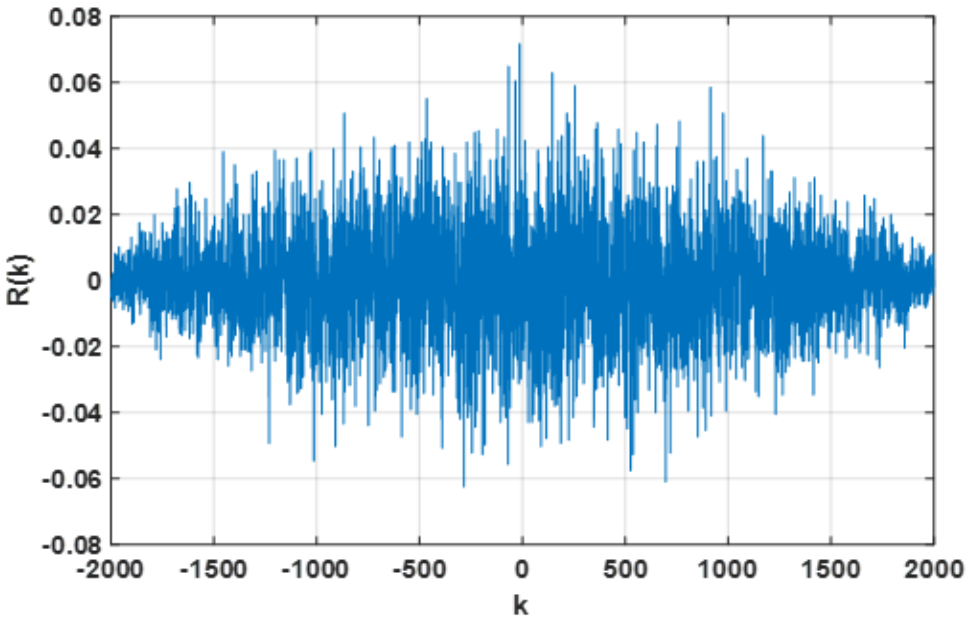



*Рис. 2. Корреляционные функции: а – АКФ, б – ВКФ*

В ходе работы сигналы модифицированной системы Ресслера были проверены на соответствие тестам FIPS 140-2. Для этого были получены реализации сигналов *X, Y, Z* системы длинной 20000 бит, при изменении параметра *c* выражения (2). Было выполнено 1000 опытов по формированию таких реализаций последовательностей, после чего все они проходили тестировании на основании методики FIPS 140-2, представленной в III разделе данной работы. Проанализировано соответствие полученных реализаций требованиям FIPS 140-2. В случае, если хотя бы одна из последовательностей X,Y,Z не проходила хотя бы один тест, то тест в целом считался не пройденным. Следовательно, с вероятностью 97,82 %

полученные двоичные последовательности удовлетворяют требованиям тестов FIPS 140-2.

## Заключение

В результате работы был синтезирован новый генератор псевдослучайных сигналов на основе модифицированной системы Ресслера, реализованный над конечным полем Галуа. Проведен анализ статистических характеристик формируемых последовательностей согласно требованиям, предъявляемым к генераторам псевдослучайных последовательностей и тестов FIPS-140-2, разработанных Американским национальным институтом стандартов и технологий. Битовые последовательности, формируемые модифицированной системой Ресслера, соответствуют требованиям, предъявляемым данными тестами к двоичным последовательностям.

Таким образом, генераторы псевдослучайных сигналов на основе модифицированной системы Ресслера, реализованной над полем Галуа $GF(2^{16})$, обладают приемлемыми статистическими характеристиками для решения задач моделирования систем различной природы и систем защищённой передачи информации.

## Библиографический список

1. L.E. Varakin Communication systems with noise-like signals. M.: Radio and communication, 1985. P. 384.

2. V.V. Afanasiev, M.P. Danilayev, S.S. Loginov, Y.E. Polskiy Variable multimode models of complex dynamic systems/ // Proceedings of SPIE Vol. 9156, Optical Technologies for Telecommunications 2013, 91560H (April 4, 2014).

3. V.V. Afanasiev, S.S. Loginov, Yu.E. Polskii. Statistical characteristics of binary pseudorandom signals generated on the basis of Lorentz and Chua systems // Telecommunication and Radio Engineering. V.72. 2013. Issue 4.20. Pp. 283-289.

4. Afanas'ev V.V., Loginov S.S. Pulse random processes in analysis and diagnostics of nonlinear systems with dynamic chaos //Journal of Communications Technology and Electronics. 2013. T. 58. No. 4. Pp. 340-346.

5. Afanasiev V.V., Mardanshin, E.R. Nonlinear functional-rejection signals filters (2017) 2017 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SINKHROINFO 2017, article № 7997498.

6. Emil R. Mardanshin, Vadim V. Afanasiev. Transformation of Phase-Shift Keying Signals by Functional Rejection Filters // 2018 XIV International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE). IEEE. Novosibirsk, 2018.

7. M.Yu. Zuev, S.S. Loginov Generation of pseudo-random signals based on a modified Lorenz system, realized over a Galois finite field. // Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, 2018. Pp. 1-4.

8. Lequan Min,Tianyu Chen, Hongyan Zang Analysis of FIPS140-2 Test a Chaos-Based Pseudorandom Number Generator. // Chaotic Modeling and Simulation (CMSIM) 2:273-280, 2013.

9. S.M. Yu, J.H. Lv, High order Chua's circuit and its FPGA realization, in: Proceedings of the 26th Chinese Control Conference, 2007. Pp. 409-413.

10. Shah DK, Chaurasiya RB, Vyawahare VA, Pichhode K, Patil MD. FPGA implementation of fractional-order chaotic systems. AEU Int J Electr Commun 2017;78:245–57.

11. M.Yu. Zuev, S.S. Loginov Practical Implementation of a Pseudo-Random Signal Generator Based on the Lorenz System Realized on FPGA// 2019 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO).

12. S.S. Loginov, M.Yu. Zuev Testing of generators of pseudo-random signals based on a Lorenz system, realized over a Galois finite field //Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, 2018.

13. S. S. Loginov, V. V. Afanasiev, "Poly-Gaussian models in describing the signals of Lorenz dynamic system", Conference on Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications 2018 Moscow Tech. Univ. Commun. & Informat. Pp. 8350616. 2018.

14. A.D. Pano-azucena, B. Ovilla-martinez, E. Tlelo-cuautle, J.M. Mun~oz-pacheco,L. Gerardo, D. Fraga, “Commun Nonlinear Sci Numer Simulat FPGA-based implementation of different families of fractional-order chaotic oscillators applying Grunwald – letnikov method, Commun. Nonlinear Sci. Numer. Simul. 72 (2019). Pp. 516–527.

**УДК 004**

***Е.А. Суворова****
кандидат технических наук
***Ю.Е. Шейнин****
доктор технических наук, профессор
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

# О ПОСТАНОВКЕ ЗАДАЧИ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СИСТЕМ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ

Стандарт SpaceFibre предназначен для локальных сетей аэрокосмического назначения. В рамках стандарта специфицирована поддержка гарантированного качества сервиса, QoS, обеспечиваемая на основе механизма виртуальных сетей, позволяющего разделять между ними ресурсы физических каналов передачи в режимах разделения времени. В ходе штатного функционирования сети обеспечивается независимая передача данных по каждой из виртуальных сетей в соответствии с установленным для них QoS. Однако если в какой-либо из виртуальных сетей происходит отказ, в результате которого передача данных по ней становится невозможна, то механизмов, позволяющих осуществить сброс только этой сети в базовой версии стандарта SpaceFibre, не предусмотрено. Можно выполнить сброс только для всей физической сети. Процедура сброса и последующего восстановления штатной работы занимает довольно ощутимое время, в течении которого передача данных между всеми терминальными узлами невозможна. Это может быть не приемлемо дли систем жесткого реального времени. В данной статье мы предлагаем механизм сброса отдельной виртуальной сети. При использовании этого механизма во время сброса одной из виртуальных сетей, по остальным виртуальным сетям данные будут передаваться в соответствии с определенным качеством сервиса.
***Ключевые слова*:** SpaceFibre, качество сервиса, виртуальные сети.

*Работа опубликована при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований: грант № 20-07-20026.*

***E.A. Suvorova****
PhD
***Y.E. Sheynin ****
PhD, Professor
* St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

# THE SEPARATE VIRTUAL NETWORK RESET MECHANISM FOR SPACEFIBRE STANDARD

The SpaceFibre standard is developed for local networks on board spacecraft. This standard specifies guaranteed Quality of Service (QoS) support based on Virtual Networks (VN) mechanism. The resources of physical network are used by VNs in time division mode. The independent data transmission by VNs is supported during regular network operation. Every VN may use physical network resources correspondingly its QoS parameters. However, fault may occur in any of Virtual Networks and data transmission by this network is impossible due to this fault. The SpaceFibre standard does not support reset of individual VN.The reset of complete network (all VN) is possible. But the reset

procedure required a long time. The data transmission during this time is impossible. This may be not acceptable for Hard Real Time systems. In this article, we propose the Reset of separate Virtual Network mechanism. This mechanism provides possibility of regular data transmission with QoS support by others Virtual Networks when one Virtual Network in Reset state.
***Keywords**:* SpaceFibre, Quality of Service, Virtual Network.

## Введение

Стандарт SpaceFibre [1] разработан для локальных сетей аэрокосмического назначения в соответствии с требованиями разработчиков. В этом стандарте специфицированы уровни протокола передачи данных от физического до сетевого включительно.

Для реализации качеств сервиса в звене передачи данных используется механизм виртуальных каналов и механизм виртуальных сетей на сетевом уровне. В рамках стандарта SpaceFibre определены следующие режимы гарантированного качества сервиса: приоритеты, гарантированная пропускная способность виртуального канала (ВК), планирование. Данный механизм позволяет использовать физические каналы в режиме разделения времени между виртуальными сетями. Каждая виртуальная сеть получает свою долю ресурсов в соответствии с определенным для нее качеством сервиса. Таким образом обеспечивается независимая передача данных по виртуальным сетям при штатном функционировании сети.

В текущей версии стандарта SpaceFibre не предусмотрено возможности сброса отдельной виртуальной сети.

Дальнейшее функционирование системы в целом может продолжаться без использования данной виртуальной сети, однако, это может привести к существенному сокращению поддерживаемой в сети функциональности, невозможности решения многих задач. Для восстановления функционирования может быть выполнен сброс всей физической сети в целом (всех виртуальных сетей). Однако, восстановление штатного функционирования сети после сброса может занять достаточно продолжительное время, в течении которого обмен данными между терминальными узлами будет невозможен, что может быть неприемлемо с точки зрения решаемых в системе задач.

Кроме того, нет никаких гарантий, что после перезагрузки сети ее штатное функционирование возобновится, т.к. если проблема была вызвана, например, некорректно функционирующим терминальным узлом, то после перезагрузки он может продолжить функционировать некорректно. Полная перезагрузка сети не позволяет локализовать источник проблемы (узел или несколько узлов, в которых произошли отказы).

В данной статье мы предлагаем механизм, который может быть использован для сброса отдельной виртуальной сети (за исключением виртуальной сети 0, которая в соответствии со стандартом SpFi используется для конфигурирования сети в целом). При его использовании штатная работа всех остальных виртуальных сетей сохраняется.

В данной статье мы рассматриваем проблему возникновения отказа в одной (отдельной) виртуальной сети. Например, это может быть отказ в при-

ложении, передающем или принимающем данные из виртуальной сети. Проблема отказов в ресурсах, которые разделяются несколькими виртуальными сетями (например, отказ физического канала передачи данных), не рассматриваются. Механизм сброса отдельной виртуальной сети не предназначен для их решения.

В данной статье мы не рассматриваем каким именно образом выявляется ситуация невозможности корректной работы в виртуальной сети.

Остальная часть статьи организована следующим образом. В разделе II описан предлагаемый алгоритм сброса, в разделе III описаны действия, выполняемые в каждом терминальном узле и маршрутизаторе в ходе сброса виртуальной сети. Раздел IV – заключение.

## Предлагаемый алгоритм сброса

Механизм сброса отдельной виртуальной сети может быть реализован на транзакционном уровне SpaceFibre.

Управление механизмом сброса осуществляется централизованно, соответствующим сервисом системного администратора. Он определяет, что дальнейшая работа в одной из виртуальных сетей невозможна, для продолжения функционирования этой виртуальной сети требуется ее сброс. Собственно действия по сбросу выполняются каждым сетевым устройством (маршрутизатором, терминальным узлом), которое представлено в данной виртуальной сети, в соответствии с командами, поступающими от системного администратора. В каждом устройстве управляет действиями по сбросу транзакционный уровень.

В ходе выполнения сброса должны быть сброшены все данные (все пакеты данных), передаваемые по данной виртуальной сети в момент сброса. На рис. 1 представлен пример сети, включающей в себя пять виртуальных сетей (VN0 – VN4). В одной из них (VN2) произошла ситуация, требующая сброса. На этом рисунке показано возможное расположение в сети/ в сетевом оборудовании пакетов данных, которые необходимо сбросить. Часть пакетов может передаваться от уровня приложения терминальных узлов. Эти пакеты необходимо принять до конца от уровня приложений и стереть (отбросить). Другие пакеты могут передаваться на уровень приложения терминальных узлов. Такие пакеты необходимо завершить символом аварийного конца пакета EEP (символ должен быть передан приложению). Третьи пакеты могут передаваться через сетевой уровень маршрутизаторов, находиться в буферах виртуальных каналов портов, в буферах уровня Retry, передаваться через уровни Lane-Encoding, физические каналы передачи данных. Эти пакеты должны быть отброшены (стерты).

В процессе сброса новые пакеты данных не должны поступать в виртуальную сеть вплоть до завершения процесса сброса.

Команда сброса виртуальной сети и команда разрешения штатной работы должны передаваться всем маршрутизаторам и терминальным узлам сети, и достигать их как можно быстрее для того чтобы время восстановле-

ния штатной работы было как можно меньше. Поэтому для распространения этих команд мы используем механизм SpaceFibre Broadcast.

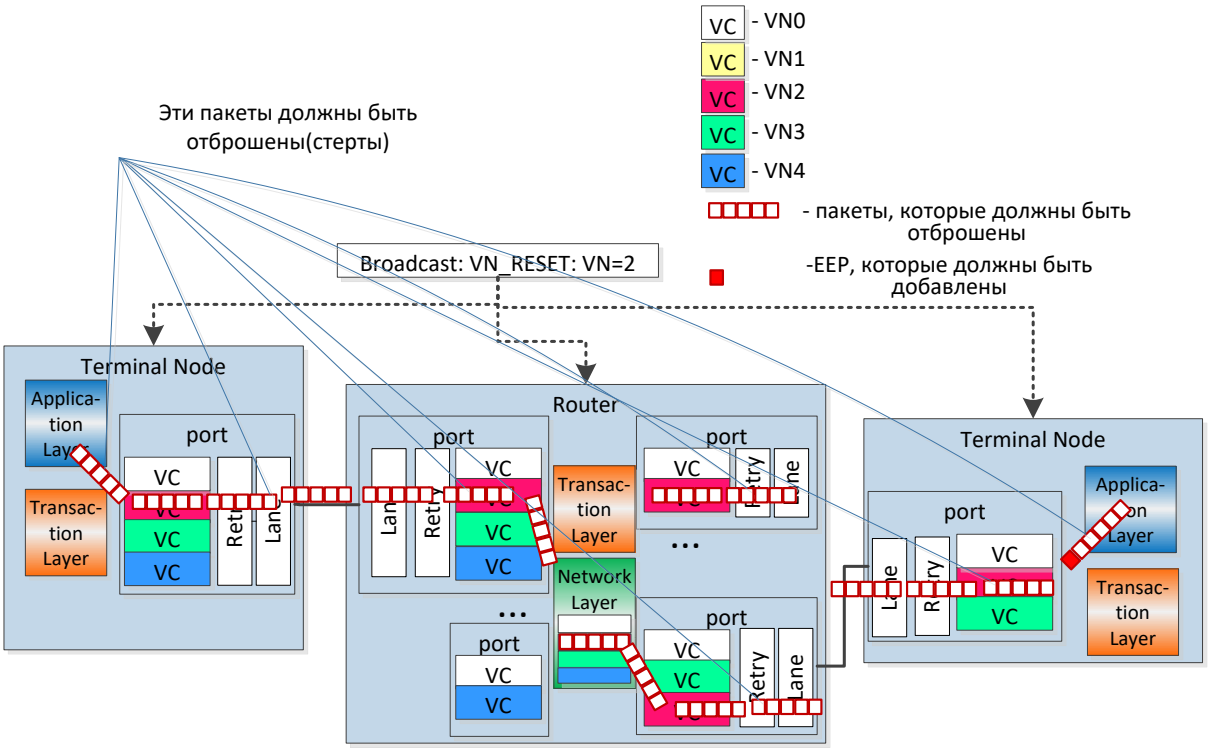



*Рис. 1. Пример сети SpaceFibre и расположения в ней виртуальной сети и данных, принадлежащих ей, которые необходимо сбросить*

Маршрутизаторы и терминальные узлы передают статусную информацию о результатах выполнения сброса в пакетах данных, адресованных системному администратору и передаваемых по виртуальной сети 0.

Обобщенная схема действий при выполнении сброса виртуальной сети представлена на рис. 2. На этом рисунке белым фоном отмечены действия, выполняемые системным администратором, серым фоном отмечены действия, выполняемые каждым маршрутизатором, терминальным узлом, в котором поддерживается виртуальная сеть, для которой выполняется сброс.

Системный администратор осуществляет глобальное управление процессом: он принимает решение о необходимости отправки команды сброса виртуальной сети, отправляет команду сброса, получает информацию о результатах выполнения команды, и рассылает команду разрешения работы. После получения информации о результатах выполнения сброса системный администратор может выполнить действия по реконфигурированию сети. Они не относятся напрямую к предлагаемому механизму сброса и не рассматриваются в данной статье.

Действия, обеспечивающие собственно отбрасывание/стирание данных, выполняются в маршрутизаторах и терминальных узлах под управлением транзакционных уровней этих узлов.

Команда Broadcast для реализации механизма имеет два параметра: номер виртуальной сети и код команды (сброс виртуальной сети, разрешение работы виртуальной сети).

Если действия по сбросу маршрутизатору/терминальному узлу удалось выполнить успешно, то маршрутизатор/терминальный узел отправляет информацию об успешном завершении действий по сбросу системному администратору. Если действия по сбросу не были выполнены успешно до истечения времени таймаута RESET_TIMEOUT, то системному администратору передается пакет со статусом ошибки. Схема определения этого таймаута будет рассмотрена далее.

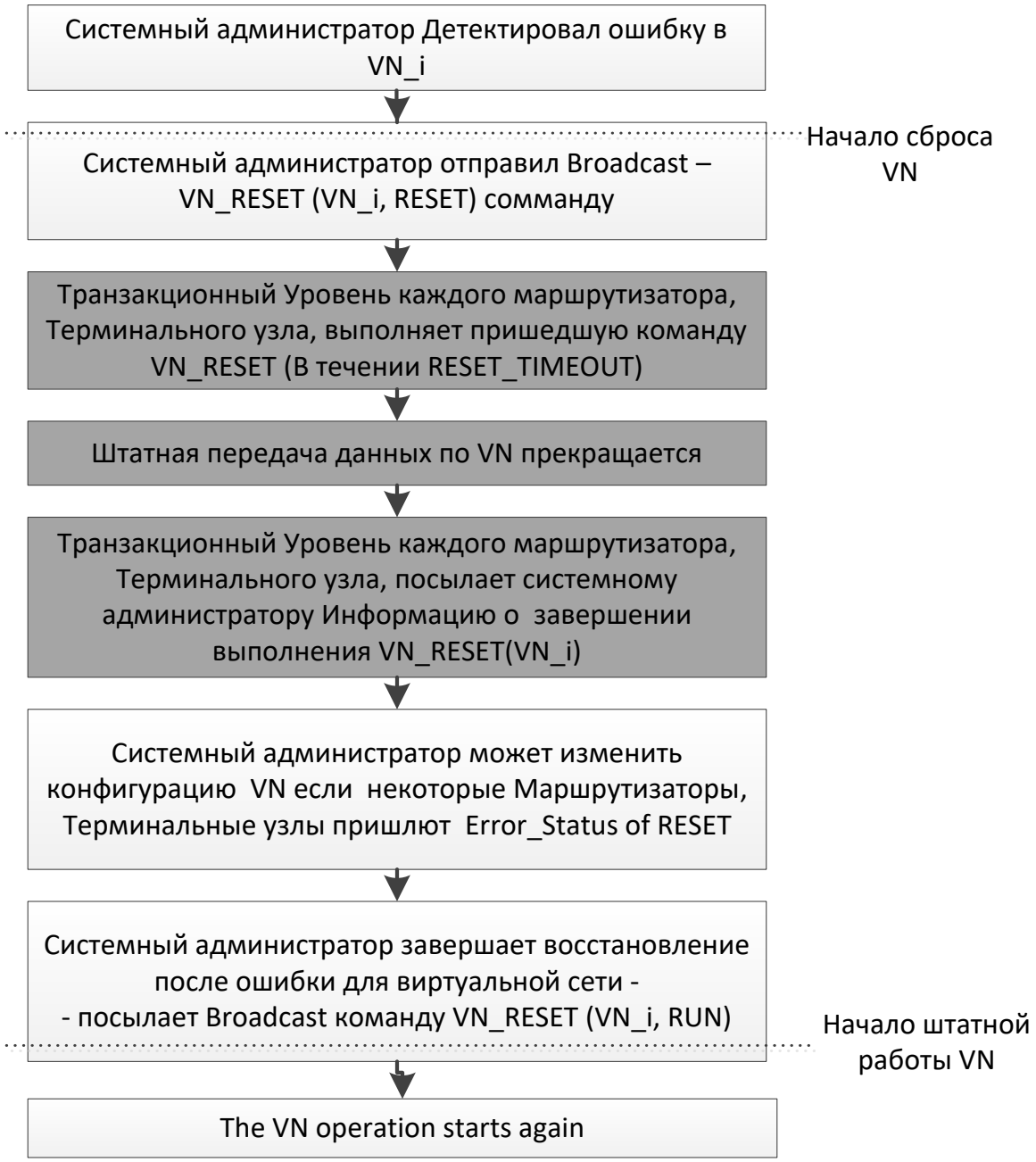
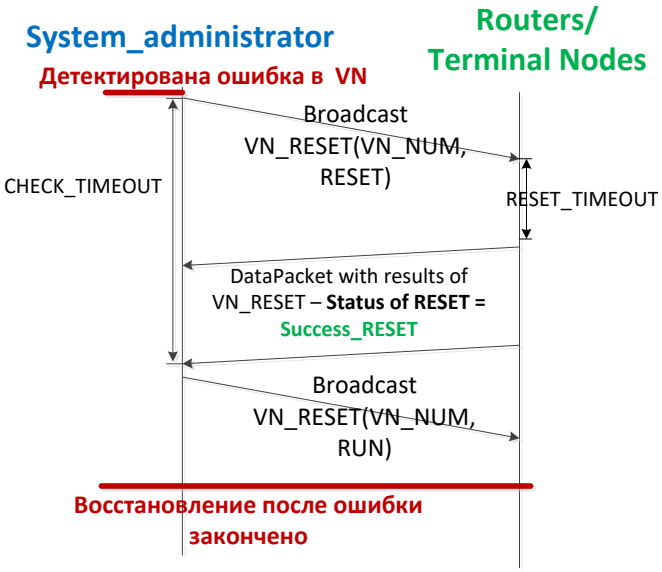



*Рис. 2. Последовательность действий при сбросе виртуальной сети*

В абоненте может произойти отказ, в результате которого он не сможет выполнить действия по сбросу, послать системному администратору пакет со

статусной информацией. Системный администратор ждет информацию о статусе выполнения сброса в течении заданного времени таймаута.- CHECK_TIMEOUT. (Это позволяет исключить бесконечное ожидание получения пакетов со статусной информацией от маршрутизаторов и терминальных узлов сети.

а)




б)

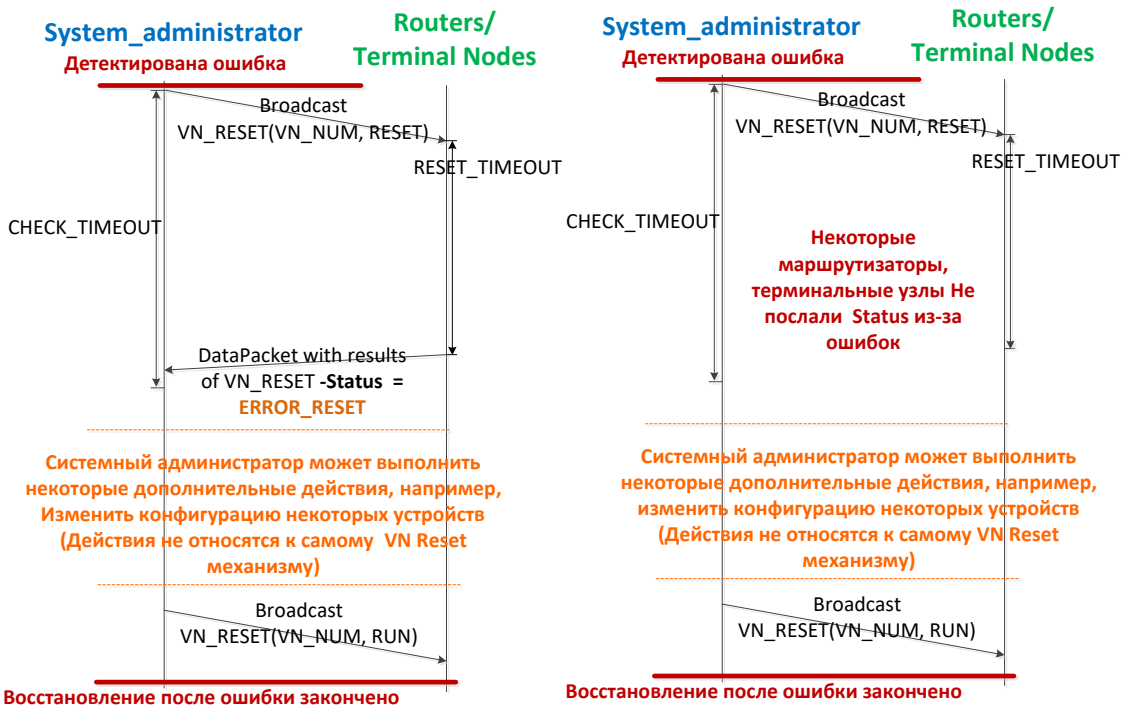



*Рис. 3. Диаграмма действий в случае, если все сетевые устройства выполнили сброс успешно (а) и неуспешно (б)*

Значение данного таймаута для сети определяется по следующей формуле:

$$CHECK_TIMEOUT = TBRmax + RESET_TIMEOUT + TDSmax \quad (1)$$

где TBRmax –максимальное время распространения Broadcast в рассматриваемой сети; RESET_TIMEOUT –таймаут выполнения действий по сбросу в терминальных узлах и маршрутизаторах сети (правило его определения приведено в следующем разделе); TDSmax –максимальное время доставки пакета со статусной информацией по VN0 от терминального узла, от маршрутизатора в рассматриваемой сети.

После того, как получены пакеты со статусной информацией от всех маршрутизаторов и терминальных узлов сети или по истечении времени CHECK_TIMEOUT системный администратор посылает команду разрешения работы виртуальной сети, после чего ее штатная работа возобновляется.

Диаграмма, соответствующая последовательности действий, в случае если все маршрутизаторы и терминальные узлы смогли выполнить сброс успешно, представлена на рис. 3,а. Все маршрутизаторы и терминальные узлы успешно выполнили действия по сбросу, прислали системному администратору пакеты со статусом Success_RESET. Администратор получил их до истечения таймаута ожидания. Затем он разослал команду разрешения работы.

Диаграмма, соответствующая последовательности действий, в случае, если не все маршрутизаторы/терминальные узлы смогли выполнить сброс успешно, представлена на рис. 3,б. Часть абонентов сети не смогла выполнить действия по сбросу и прислали пакеты со статусом ERROR_RESET. От некоторых абонентов системный администратор не получил пакетов со статусной информацией вообще. В этих случаях системный администратор может выполнить какие-либо действия по реконфигурированию сети/сетевых устройств (перечень, алгоритм возможных действий лежит за пределами предлагаемого механизма).

### Действия по сбросу, выполняемые в абонентах сети

Рассмотрим действия при сбросе, выполняемые в маршрутизаторах и терминальных узлах. Данные действия выполняются под управлением Transaction Layer, работающего поверх Network Layer.

Информацию о получении команды сброса и команды возобновления штатной работы Transaction layer получает от Management Layer. При выполнении действий по собственно сбросу Transaction layer взаимодействует с User Application layer, Network Layer и Data Link layer.

Все действия, описанные далее, обеспечивают сброс всех данных, относящихся к рассматриваемой виртуальной сети, находящихся на сетевом уровне и в звене передачи данных.

В соответствии со стандартом SpaceFibre, каждой виртуальной сети выделяются отдельные ресурсы на сетевом уровне. Под управлением тран-

закционного уровня осуществляется их сброс. В ходе сброса выполняется стирание части пакета (пакетов) находящихся на сетевом уровне, все автоматы сетевого уровня, относящиеся к данной виртуальной сети, все ячейки памяти (регистры, флаги), относящиеся к данной виртуальной сети, сбрасываются в начальное состояние.

На рис. 4 представлена схема действий для сброса данных в одном звене передачи данных. Если устройство включает в себя несколько портов, для каждого порта эти действия выполняются отдельно (возможно параллельно). Данные действия выполняются совместно двумя соседними устройствами, которые связаны через физический канал в рассматриваемом звене передачи данных.

В звене передачи данных ресурсы жестко закреплены за отдельными виртуальными сетями только на подуровне виртуальных каналов. Ресурсы уровня Retry, Lane-Encoding и физического канала используются для передачи пакетов данных, принадлежащих всем виртуальным сетям.

Чередование осуществляется на уровне фреймов – может быть передано несколько слов, принадлежащих одной виртуальной сети, далее может быть передано несколько слов, принадлежащих другой виртуальной сети и т.д. Кроме того, на уровне Retry на стороне передачи передаваемые фреймы сохраняются в буфере до тех пор, пока от приемной стороны не будет получено сообщение об их успешном приеме. Предлагаемый подход позволяет отбросить (стереть) все данные, принадлежащие сбрасываемой виртуальной сети и находящиеся в звене передачи данных. При этом сохраняется возможность штатной передачи данных по остальным виртуальным сетям.

В рамках этого подхода транзакционный уровень после получения команды сброса от системного администратора отключает интерфейс сбрасываемого виртуального канала от сетевого уровня (интерфейсы остальных виртуальных каналов по-прежнему остаются подключенными к сетевому уровню, по ним идет передача данных в штатном режиме). Затем Транзакционный уровень посылает в виртуальный канал (соответствующий сбрасываемой виртуальной сети) символ EEP и вслед за ним специальный пакет-метку. Данный пакет-метка предназначен для того, чтобы отметить конец последовательности данных передаваемых по сбрасываемому виртуальному каналу (данных, которые были до получения команды сброса).

Для приемной стороны прием этого пакета означает, что все данные, относящиеся к сбрасываемой виртуальной сети, прочитаны из звена передачи данных. На рис. 4 показана последовательность передаваемых данных с точки зрения Транзакционного уровня и в звене передачи данных. В ходе выполнения этих действий звено передачи данных продолжает функционировать в штатном режиме. Если транзакционный уровень успешно принял пакет-метку, это означает, что данных передаваемых в эту сторону, в звене передачи данных не осталось. Сброс для звена передачи данных в этом направлении выполнен успешно.

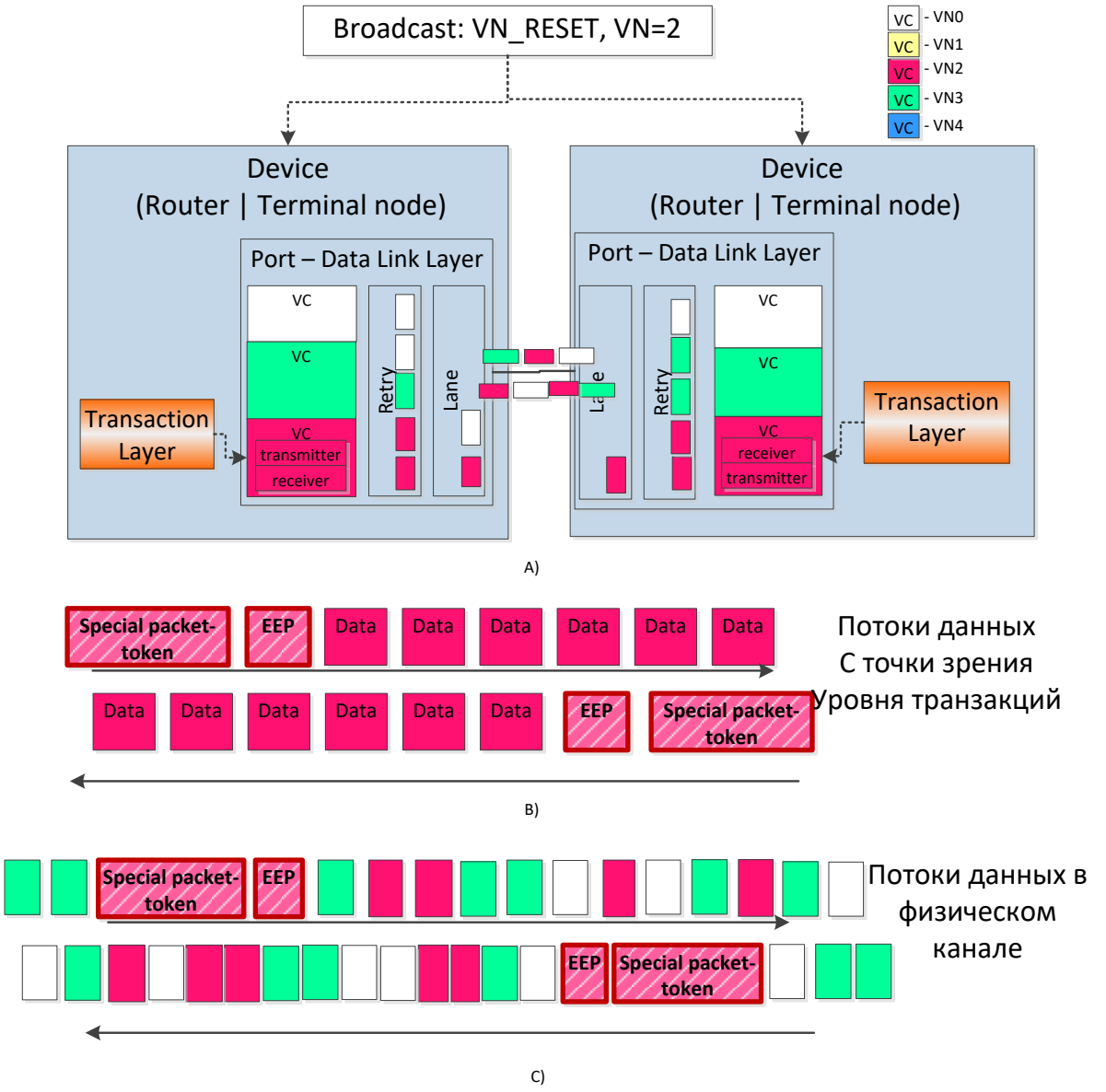



*Рис. 4. Механизм сброса данных, принадлежащих одной виртуальной сети, в звене передачи данных*

Если он не принял этот пакет-метку до истечения таймаута RESET_TIMEOUT, то сброс выполнить не удалось. (Это могло произойти, например, в результате возникновения отказа на уровне виртуальных каналов на передающей стороне.) Потенциально возможна ситуация, когда в одну сторону сброс в звене передачи данных выполнить удалось, а в другую сторону – нет.

Рассмотрим, как определить значение RESET_TIMEOUT для рассматриваемой системы. Длительность этого таймаута должна быть достаточной, чтобы все данные, принадлежащие сбрасываемому виртуальному каналу, а также добавленный пакет-метка были получены транзакционным уровнем на приемной стороне. Обозначим это количество данных Ndi (i – номер виртуального канала в звене передачи данных).

$$Ndi = Nt + NVCTi + NVCRi + NFm + NRR + NLT + NLR + NPHY \quad (2)$$

где Nt – длина добавляемого транзакционным уровнем (EEP + пакет-метка); NVCTi – размер буфера I виртуального канала на передачу; NVCRi – размер буфера I виртуального канала на прием; NFm – максимальная длина фрейма данных; NRR –размер буфера Retry на прием; NLT – количество символов, которое может разместиться в передающей части уровня Lane, Encoding; NLR – количество символов, которое может разместиться в приемной части уровня Lane, Encoding; NPHY – количество символов, которое может находиться в физическом канале.

Максимальное время передачи Ndi данных через звено передачи данных может быть определено по следующей формуле:

$$Tdi = Ndi*Tf*Q \quad (3)$$

где Tf – время передачи одного символа по физическому каналу (считаем, что скорость передачи символов во всех частях звена передачи данных одинакова); Q – доля пропускной способности, выделенная данному виртуальному каналу в соответствии с определенными для него параметрами качества сервиса (учитывается выделенная пропускная способность и расписание), Q всегда меньше 1.

Значение Tdi определяется для каждого виртуального канала каждого звена передачи данных в сети SpaceFibre, выбирается максимальное из полученных значений.

$$RESET_TIMEOUT=MAX(Tdi) \quad (4)$$

После того, как транзакционный уровень успешно завершил действия по сбросу, или по истечении времени RESET_TUMEOUT, он отправляет пакет системному администратору со статусной информацией о выполнении команды сброса.

После того как транзакционный уровень передал в виртуальный канал пакет-метку, дальнейшая передача данных по этому виртуальному каналу прекращается вплоть до тех пор, пока от системного администратора не будет получена команда разрешения работы.

## Заключение

В данной статье мы обосновали необходимость механизма сброса отдельной виртуальной сети в сетях SpaceFibre. Мы предложили реализацию этого механизма, позволяющую осуществить сброс отдельной виртуальной сети. При использовании этого механизма сохраняется возможность передачи данных по остальным виртуальным сетям с сохранением заданного качества сервиса.

## Библиографический список

1. SpaceFibre – Very high-speed serial link. ECSS-E-ST-50-11C.ESA-ESTEC.Noordwijk, The Netherlands. 15 May 2019. 233 p.

**УДК 004.7**

***Т.М. Татарникова****
доктор технических наук, доцент
***А.В. Иванова****
студент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

# СИСТЕМА КОНТРОЛЯ ДОСТУПА В ПОМЕЩЕНИЯ С ПРИМЕНЕНИЕМ ТЕХНОЛОГИИ ИНТЕРНЕТА ВЕЩЕЙ

Предложено комплексное решение для построения системы контроля доступа в помещения. Комплексность реализуется путем выбора платформы технологии интернета вещей. Система контроля доступа в помещение доведена до макета, что позволило выявить некоторые ее недостатки. Предложенное решение позволяет использовать систему контроля доступа в двух сценариях: вход в помещение и сейфовые замки.
***Ключевые слова*:** интернет вещей, система контроля управления доступом, микроконтроллер, умный замок, идентификатор.

*Работа опубликована при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований: грант № 20-07-20026.*

***T. M. Tatarnikova****
PhD, Associate Professor
***A. V. Ivanova****
Student
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

# PLACEMENT ACCESS CONTROL SYSTEM USING THE INTERNET OF THINGS TECHNOLOGY

A comprehensive solution to the construction of a room access control system is proposed. Complexity is realized by choosing the platform of the technology of the internet of things. The access control system for the room was brought to the layout, which allowed us to identify some of its shortcomings. The demonstrated operability of the proposed solution will allow the use of access control systems in two scenarios: entrance to the room and safe locks.
***Keywords***: internet of things, access control system, microcontroller, smart lock, identifier.

## Введение

Интернет вещей (IoT) – множество разнообразных устройств, которые объединены в сеть и взаимодействуют между собой с помощью IP протокола. На сегодняшний день интернет вещей проник во многие отрасли жизни человека, он используется для автоматизации предприятий, систем управления, систем безопасности, в различных умных гаджетах, а также в умной бытовой технике [1]. В качестве устройства связи наиболее часто используются смартфоны, которые сейчас заменяют собой множество различных устройств. По данным компании Strategy Analytics к концу 2018 года к сети

интернет было подключено 22 миллиардов различных устройств. Из них около половины – устройства интернета вещей. По прогнозу, к 2030 году в сети будет находиться 50 миллиардов уникальных устройств.

Перспективные направлений, где интернет вещей уже активно применяется – это системы «умный дом», «умное здоровье», мониторинг окружающей среды и другие [2].

В этой работе предлагается проект системы контроля доступа в помещение.

Система контроля доступа в помещение представляет собой совокупность программно-аппаратных средств, которые помогают ограничить доступ к объекту, а также вести журнал учета, позволяющий осуществлять идентификацию проходящего и фиксирующий время прохода [3].

При прикладывании идентификатора к считывающему устройству происходит передача сигнала на контроллер, который определяет, нужно ли пропускать владельца идентификатора или нет. При принятии положительного решения, контроллер отправляет сигнал на замок. Также при помощи контроллера осуществляется запись о событии в журнал учета.

## Обзор существующих систем контроля доступа

В качестве идентификатора системы контроля доступа чаще всего используют ключи или бесконтактные карты. Данные устройства распространены повсеместно по причине своего удобства, малых затрат на установку и использование, но они имеют следующее недостатки [4]:

1. Необходимость постоянного ношения данных устройств пользователем.
2. Необходимость непосредственного физического взаимодействия данных устройств с интерфейсом на запирающем устройстве.
3. Если злоумышленник завладеет устройством, то он сможет беспрепятственно проникать на объекты.

На современном рынке представлено большое количество различных систем контроля доступа, большинство из которых предназначены для предприятий с различным количеством работников. На выбор системы влияют множество факторов:

- Стоимость системы
- Сложность установки и эксплуатации
- Надежность системы
- Необходимые проходные характеристики

Стоимость подобных систем контроля доступа начинается от нескольких сотен тысяч рублей для предприятий, стоимость подобных систем для дома гораздо меньше. Наиболее простые домашние системы используют ключ типа touch memory или ввод секретного кода, обычно в таких системах отсутствует запись происходящих событий. Минимальная стоимость системы, в которой происходит запись происходящих событий около 3000 рублей.

В такой системе в качестве идентификатора используются бесконтактные карты.

Типичная схема организации системы контроля управления доступом приведена на рис. 1.

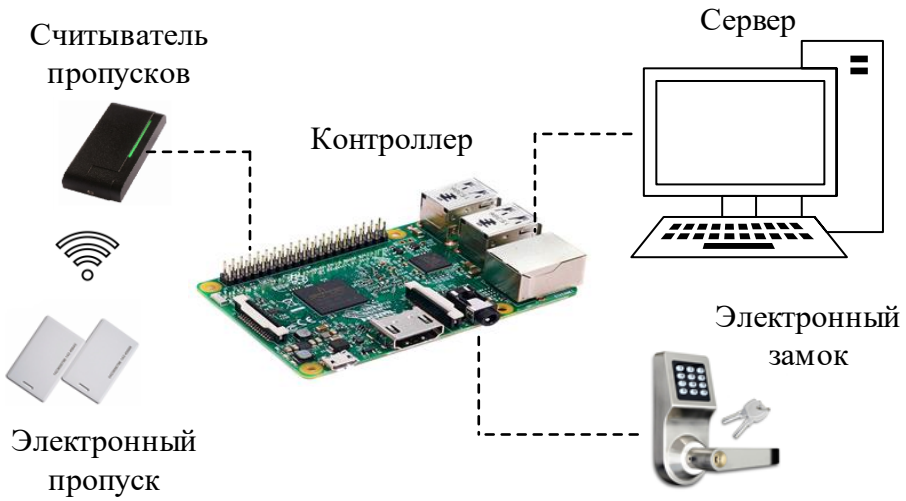



*Рис. 1. Схема устройства СКУД*

Также существуют системы контроля доступа, которые используют смартфон в качестве идентификатора. Данные смартфоны используют NFC чип в качестве считывателя. Минимальная цена данного устройства около 12000 рублей.

**Характеристика предлагаемой концепции системы контроля доступа**

С целью устранения недостатков систем контроля доступа, использующих ключи или бесконтактные карт, мы разработали концепцию системы, в которой в качестве идентификатора используется смартфон, в качестве преграждающего устройства электромагнитная защелка, данная система взаимодействует посредством сети Wi-Fi.

Реализация нашей концепции с использованием в качестве «ключа» смартфона имеет следующие преимущества по сравнению с традиционными устройствами:

1. Реализация «ключа от двери» не в физическом варианте, а в программном позволяет исключит ношение дополнительных устройств.

2. Возможность дистанционного открытия позволит легко открывать дверь людям, которые не имеют возможности подойти, например, вследствие болезни или занятости, для этого им требуется иметь смартфон, который расположен в той же сети Wi-Fi, что и модуль Wi-Fi на плате.

3. Если злоумышленник завладеет смартфоном, то он не сможет им воспользоваться, так как необходимо знать секретный код.

Для отработки данной концепции была создана демонстрационная модель, состоящая из системы, включающей три составляющие: аппаратную, серверную, программную. Аппаратная часть представляет собой плату Ar-

duino с модулем Wi-Fi, которая управляет электромагнитной защелкой с помощью реле. Программная часть представлена приложением на Android, которое требует подтверждения в виде секретного кода или отпечатка пальца. Серверная часть осуществляет соединение между программной и аппаратной частью, сигнал из приложения отправляется на сервер, где осуществляется проверка доступа и запись в журнал учета, с сервера сигнал отправляется на плату и замок открывается.

Стоимость подобной модели состоит из стоимости платы, стоимости электромагнитной щеколды, управляющего реле. Средняя стоимость составляет около 2000 рублей.

Данная модель предусматривает автономное питание. В случае если заряд закончится, невозможно будет открыть дверь при помощи смартфона, а значит нужно предусмотреть различные случаи возможные в такой ситуации:

1. Электромагнитная щеколда открывается, закрывается механический замок, который необходимо будет открыть ключом.

2. Замок откроется.

В первом случае приоритетом является неприкосновенность помещения. К данной ситуации можно отнести установку системы на любых дверях между различными помещениями. Второй случай является предпочтительным в ситуации, когда дополнительный механический замок не предусмотрен и нет возможности открыть дверь без повреждения, например в сейфе. В такой ситуации лучшим вариантом является использование системы лишь в случае дополнительной защиты сейфа, помимо кодового или механического замка.

Аналогично ситуация также произойдет в случае отключения компьютера, на котором находится сервер, отключения интернета, а также если Wi-Fi модуль на плате потеряет соединение с сетью и не сможет повторно подключиться.

Демонстрационная система также имеет следующие недостатки:

1. Невозможно определить, осуществлял пользователь вход или выход при открытии двери

2. Данная система рассчитана только на одну дверь

3. При открытии двери вместе с тем, кто использовал идентификатор, может пройти еще человек и об этом не будет известно

С помощью данной модели удалось выявить практические сложности, с которыми возможно столкнуться в реализации концепции использования смартфона в качестве идентификатора и передачи сигнала по сети Wi-Fi, но на наш взгляд, развитие подобных систем позволит повысить качество жизни маломобильных групп населения и может использоваться как в медицинских и социальных учреждениях, так и на рабочем месте или в организации жилого пространства.

## Заключение

В работе предложена концепция системы контроля доступа в помещения, построенной по технологии интернета вещей. Система контроля доступа

в помещение доведена до макета, что позволило выявить не только ее преимущества в сравнении с существующими системами, но и недостатки. Концепция системы контроля доступа в помещения предполагает два сценария ее применения: вход в помещение и сейфовые замки.

**Библиографический список**

1. Перспективные рынки и технологии интернета вещей: публичный аналитический доклад. М.: ООО «Лайм», 2019. 272 с.

2. Татарникова Т.М., Елизаров М.А. Модель оценки временных характеристик при взаимодействии в сети интернета вещей // Информационно-управляющие системы. 2017. № 2 (87). С. 44-50.

3. Ворона В. А., Тихонов В. А. Системы контроля и управления доступом. М.: Горячая линия-Телеком, 2010. 272 с.

4. Татарникова Т.М., Елизаров М.А. Процедура разрешения коллизий в RFID-системе // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. 2017. Т. 60. № 2. С. 150-157.

**УДК 004.7**

***Т.М. Татарникова****
доктор технических наук, доцент
***А.В. Михайлова****
студент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

# О ПОСТРОЕНИИ ПСИХОЛОГИЧЕСКОГО ПОРТРЕТА ПО ТЕХНОЛОГИИ TEXT MINING

Рассматривается технология обработки естественного языка в задаче построения психологического портрета. Предлагается алгоритм машинного обучения, основанный на рекуррентной нейронной сети, позволяющий автоматически определить психологический портрет по речи человека, переведенной в текстовый формат.
***Ключевые слова*:** определение психотипа, речевое поведение, рекуррентные нейронные сети, анализ текста, классификация текста.

*Работа опубликована при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований: грант № 20-07-20026.*

***T. M. Tatarnikova****
Dr. Sc., Associate Professor
***A. V. Mikhailova****
Student
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

# ON THE CONSTRUCTION OF A PSYCHOLOGICAL PORTRAIT USING TEXT MINING TECHNOLOGY

The technology of natural language processing in the task of constructing a psychological portrait is considered. An algorithm for machine learning based on a recurrent neural network is proposed, which allows you to automatically determine the psychological portrait from a person's speech, translated into text format.
***Keywords***: psychotype determination, speech behavior, recurrent neural networks, text analysis, text classification.

## Введение

Человек является одним из самых популярных объектов познания. Изучить и понять каждого человека – это сложная задача, с которой сталкиваются самые разные специалисты. В науке – это психологи, социологи, в практике – кадровые работники при подборе персонала, руководители при распределении видов работ, в обыденной жизни – молодые люди при выборе профессии и многое другое.

Одним из способов изучения человека – прослеживание эмоциональных изменений и реакций на основе речевого поведения. Речевое поведение человека служит индикатором его общей эрудиции, особенностей интеллек-

та, мотивации поведения и эмоционального состояния. По нему можно также определить эмоциональную напряженность человека, которая проявляется в выборе слов и стиле построения фраз.

В статье предложен алгоритм обработки естественного языка, построенный на базе нейронной сети, который позволяет определить психологический портрет человека.

## Обработка естественного языка

Обработка естественного языка (NLP – Natural Language Processing) – это технология на стыке искусственного интеллекта и компьютерной лингвистики, включающая способы общения посредством речи, текста, виртуального общения и обмена сообщениями [1].

Большая часть обработки посвящена машинному переводу с одного языка на другой. Это самый распространенный сценарий использования NLP.

Другой не менее известный сценарий NLP – классификация текстов. С помощью обработки естественного языка можно классифицировать текст по темам, адресам, переданному настроению и многим другим меткам.

Классификатор текста строится на следующих элементах [2]:

1. Набор тренировочных текстов (data set) – это исходные тексты, на которых происходит обучение модели классификации.

2. Вектор текста – это вектор параметров, характеризующих классы текстов.

3. Метки классов – это предопределенные категории (классы), к которым будет отнесен тот или иной текст, поступающий на обработку.

4. Алгоритм машинного обучения – это алгоритм построения модели классификации текстов, в данной работе применяется рекуррентная нейронная сеть (Recurrent neural network, RNN).

5. Прогнозирующая модель – это модель, которая обучается на наборе тренировочных текстов и может выполнять предсказания меток для новых текстов.

Общая схема взаимосвязи элементов классификатора текстов приведена на рис. 1.

## Особенности реализации классификатора текстов

*Входные данные.* При формировании data set использована речь, переведенная в текстовый формат. Data set содержит 4 папки, названные одноименно с метками в соответствии с классификацией психотипов: холерики, меланхолики, сангвиники и флегматики. Такое разделение людей по темпераменту существует в психологии, где каждый тип характеризуется своими чертами поведения, характера, стремлениями и желаниями. Каждая папка data set содержит тексты из Твиттера, речь, переведенную в текстовый формат знакомых людей, а также тексты знаменитых людей, принадлежащих к данному психотипу. Поскольку в психологии доказано влияние типа темперамента на речь и определены конкретные части речи и выражения, которые

использует каждый психотип, то с помощью построенной модели можно также проследить за этими закономерностями.

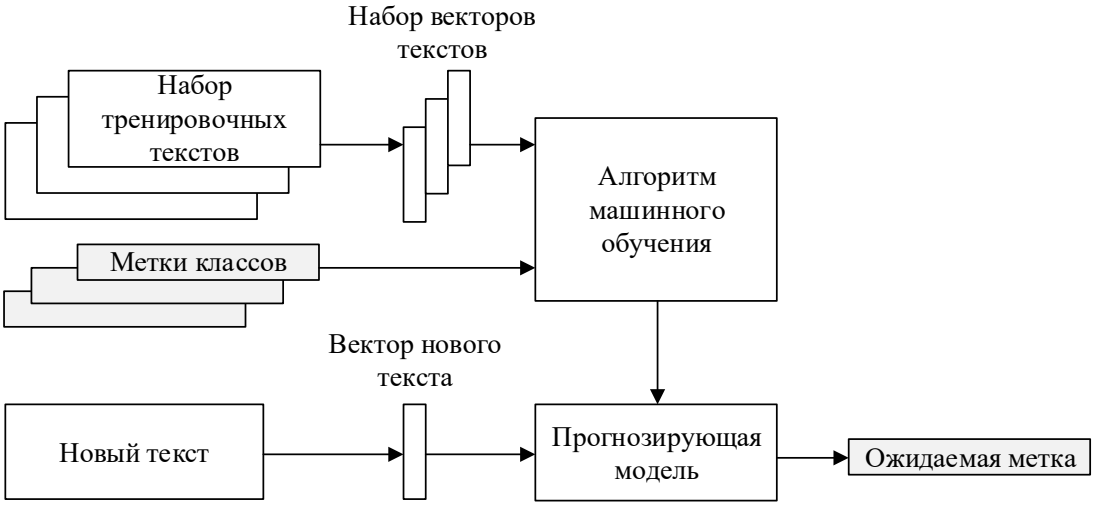



*Рис. 1. Схема классификации текста*

*Формирование вектора текста.* Формирование вектора текста происходит в последовательности этапов Text Mining: токенизация по словам, фильтрация от стоп-слов, нормализация, преобразование регистра слов. В целом Text Mining позволяет преобразовать свободный (неструктурированный) текст в нормализованные, структурированные данные, пригодные для анализа в соответствии с алгоритмом машинного обучения [2,3].

*Алгоритм машинного обучения* [4,5]. В работе использована LSTM-модель. LSTM – это особый вид рекуррентной нейронной сети, способной изучать долгосрочные зависимости в данных. Модель принимает на вход векторизацию текста. Часто встречаемые слова образуют словарь, который ограничивается максимальным значением. Длина каждого вектора фиксирована, ее выбор учитывает объем анализируемого текста. Если на вход алгоритма обучения будет подан текст меньшего размера, чем ограничение, то вектор дополняется нулями.

*Формирование меток.* В соответствие каждому типу темперамента ставится число, которое отвечает за этот тип: 0 – холерик, 1 – сангвиник, 2 – меланхолик, 3 – флегматик.

*Прогнозирующая модель.* Data set разделен на два множества: обучающее и тестовое в соотношении 80%:20% соответственно.

В модели использована функция активации – нормализованная экспонента, которая предназначена для мультиклассовой классификации, функция потерь – категориальная перекрестная энтропия CCE библиотеки Keras:

$$\mathrm{CCE} = -\sum_{i=1}^{n}\left(x_i \log\left(y_i\right)\right),$$

где $y_i$ – прогнозируемое значение; $x_i$ – истинное значение; $n$ – размер вектора $x_i$ ($y_i$).

Модель имеет вид:

```
model = Sequential()
model.add(Embedding(num_words, embed_dim, input_length=num_words))
model.add(Dropout(0.2))
model.add(LSTM(lstm_out, recurrent_dropout=0.2, dropout=0.2))
model.add(Dropout(0.2))
model.add(Dense(4,activation='softmax'))
model.compile(loss = 'categorical_crossentropy', optimizer='adam', metrics=['accuracy'])
```

где num_words – количество слов в словаре; embed_dim – длина векторов для представления каждого слова; lstm_out – количество блоков памяти в LSTM слое; Dense – количество меток классов.

## Полученные результаты

Обучение проводилось 20 эпох, за которые были получены результаты, приведенные на рис. 2 и рис. 3.

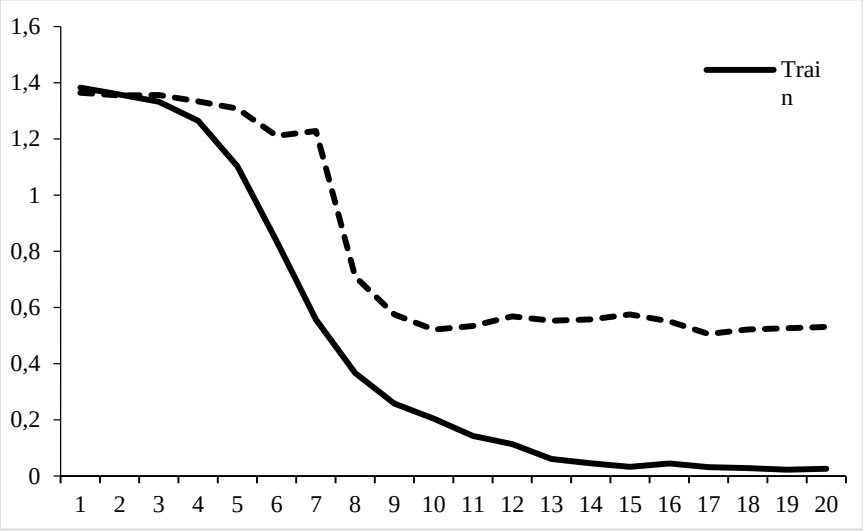



*Рис. 2. Изменение функции потерь*

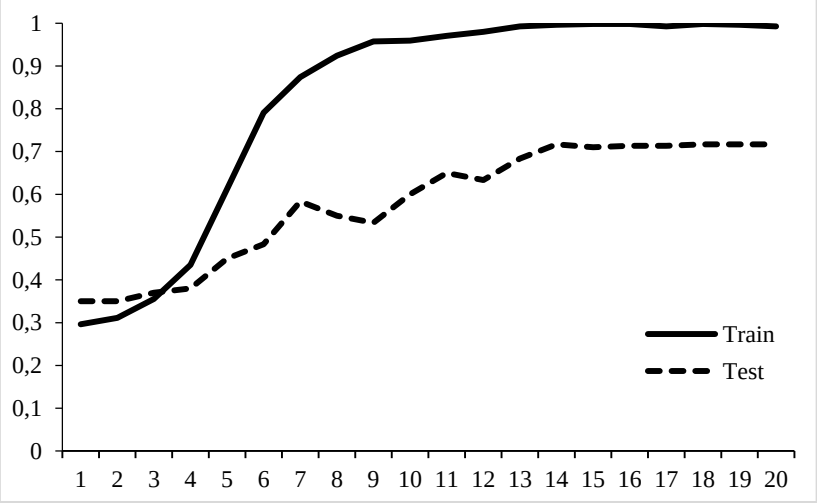



*Рис. 3. Изменение функции точности*

## Заключение

Продемонстрирована возможность применения технологии NLP для извлечения информации о психологическом портрете из текстового описания. Сформированные метки класса были сопоставлены с известными результатами. Точность на данный момент составила более 70%. В перспективе возможно повышение точности, т.к. планируется добавление параметров, увеличение объема data set и другие шаги. Предложенный подход демонстрирует возможность автоматического решения задачи определения психотипа человека при наличии записи его речи в разных жизненных ситуациях.

## Библиографический список

1. Большакова Е. И., Клышинский Э. С., Ландэ Д. В., Носков А. А., Пескова О. В., Ягунова Е. В. Автоматическая обработка текстов на естественном языке и компьютерная лингвистика. М.: МИЭМ, 2011. 272 с.

2. Советов Б.Я., Татарникова Т.М., Яшин А.И. Use of Technology Textmining for Identifying Hidden Threats in Communications Distributed by Social Networks// Известия СПбГЭТУ. 2019. № 4. С. 26-32.

3. Татарникова Т.М. Анализ данных. СПб.: СПбГЭУ, 2018. 85 с.

4. Алпайдин Э. Машинное обучение: новый искусственный интеллект. М.: Альпина Паблишер: Точка, 2017. 208 с.

5. Вьюгин В. Математические основы теории машинного обучения и прогнозирования. МЦМНО, 2013. 390 с.

**УДК 621.391**

***Ф.А. Таубин****
доктор технических наук, профессор
***А.Н. Трофимов****
кандидат технических наук, доцент
***Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

# КАСКАДНОЕ КОДИРОВАНИЕ С ВНУТРЕННИМ ДВУХУРОВНЕВЫМ TB/SPC КОДОМ ДЛЯ МНОГОУРОВНЕВОЙ FLASH ПАМЯТИ

Рассмотрен подход, позволяющий расширить перечень приемлемых конструкций внутреннего кода для каскадной схемы кодирования в многоуровневой flash памяти. Подход основан на использовании двухуровневой TB/SPC конструкции внутреннего кода, в рамках которой в качестве компонентных линейных двоичных кодов первого и второго уровней выбираются, соответственно, TB (tail-biting) – циклически усечённый сверточный код и SPC (single parity check) – код с проверкой на четность.
***Ключевые слова*:** многоуровневая flash память, каскадное кодирование, циклически усечённый сверточный код.

*Работа опубликована при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований: грант № 20-07-20026.*

***F.A. Taubin****
Doctor of Technical Sciences Sc., Professor
***A.N. Trofimov****
PhD, Associate Professor
***St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

# CONCATENATED CODING WITH INNER TWO-LEVEL TB/SPC CODE FOR MULTILEVEL FLASH MEMORY

An approach is considered that allows expanding the list of acceptable constructions of the inner code for a concatenated coding scheme in multilevel flash memory. The approach is based on the use of a two-level construction of the inner code using tail-biting convolutional code and single parity check code are selected as component linear binary codes of the first and second levels, respectively.
***Keywords*:** multilevel flash memory, concatenated coding, tail-biting code**.**

## Введение

В работе [1] был предложен и проанализирован ряд каскадных конструкций для многоуровневой flash памяти, базирующихся на использовании целочисленных многомерных решеток в качестве внутреннего кода и кодов Рида-Соломона во внешней ступени каскадной схемы. Как показал сравнительный анализ предложенных конструкций, выбор предпочтительного внутреннего кода (и необходимой корректирующей способности внешнего кода Рида-Соломона) весьма существенно зависит от числа цик-

лов перезаписи и времени хранения данных, причем доминирующим фактором является число циклов перезаписи. Анализ сложности реализации представленных в [1] конструкций показывает, что для каждой их них сложность каскадного декодера практически полностью определяется сложностью декодирования соответствующих внешних кодов Рида-Соломона. С использованием представленных в [2, 3] материалов, сложность реализации внешних декодеров (для конструкций в [1]) может быть примерно оценена в диапазоне от нескольких десятков тысяч до нескольких сотен тысяч (в зависимости от степени параллелизации вычислений) цифровых логических вентилей.

Столь высокая сложность декодирования представленных в [1] вариантов внешнего кода может оказаться серьезным ограничением даже при реализации внешней ступени кодирования вне чипа (off-chip). Очевидно, что основной путь снижения сложности каскадного декодера – использование в рассматриваемой каскадной конструкции кодов Рида-Соломона с небольшим числом исправляемых ошибок с одновременным повышением помехоустойчивости внутренней ступени кодирования. Этот подход был подробно рассмотрен в работе [4] применительно к классу внутренних кодов на основе одного из подклассов mod-4 решеток, а именно – решеток Барнса-Уолла.

Расширение перечня приемлемых конструкций внутреннего кода возможно по меньшей мере в двух направлениях: 1) использование произвольных mod-4 решеток, порождаемых двумя линейными двоичными кодами $C_0$ и $C_1$, такими, что код $C_0$ есть подкод кода $C_1$, и 2) построение внутреннего кода как двухуровневого кода на основе суперпозиции произвольных компонентных двоичных кодов. Отказ от требования, чтобы код $C_0$ был подкодом кода $C_1$, хотя и усложняет вычисление спектра расстояний внутреннего кода, однако позволяет существенно расширить класс допустимых внутренних кодов. Один из вариантов построения внутреннего кода в рамках этого направления – двухуровневая TB/SPC конструкция, в рамках которой в качестве компонентных линейных двоичных кодов первого и второго уровней выбираются, соответственно, TB (tail-biting) – циклически усеченный сверточный код и SPC (single parity check) – код с проверкой на четность, рассматривается в дальнейшем.

## Краткое описание каскадной конструкции

В рассматриваемой схеме каскадного кодирования [1,4] внешний код представляет собой расширенный (удлиненный на один символ) код Рида-Соломона, а внутренний код построен как множество последовательностей, символами которых являются элементы множества $\{0,1,\ldots,q\text{-}1\}$, где $q$ – число уровней записи ячейки flash памяти. Для исключения пакетирования ошибок, кодовые символы внешнего кода (при необходимости) подвергаются блоковому перемежению, а именно: $h$ последовательных слов кода Рида-Соломона записываются в прямоугольную таблицу, содержащую $h$ строк, после чего последовательно считываются по столбцам. Каждый столбец этой таблицы

отображается в один символ внутреннего кода. Параметр $h$ определяется объемом внутреннего кода и размером алфавита кода Рида-Соломона. При $h = 1$ один символ внешнего кода отображается в одно слово внутреннего кода, т. е. имеет место обычная каскадная схема кодировании. Слова внутреннего кода (т.е. символы внешнего кода) представляют собой элементы (точки) *конечного подмножества* $B_0$ $n$-мерной *целочисленной решетки* $Z^n$. Объем алфавита и длина слова внутреннего кода равны в этом случае числу уровней записи ячейки flash памяти $q$ и размерности решетки $n$ соответственно. Если обозначить объем внутреннего кода (число точек в конечном подмножестве $B_0$ целочисленной решетки $Z^n$) как $|B_0|$, то скорость внутреннего кода $R_0 = \log_2 |B_0| / n$. Если обозначить через $R$ скорость внешнего кода, то общая скорость каскадного кода, определяющая значение *плотности записи* в ячейку flash памяти, есть $R_{общ} = RR_0 = R\log_2 |B_0| / n$, бит/ячейка.

Пусть $N_1$ – длина внешнего кода. Полагая, что внешний код представляет собой расширенный код Рида-Соломона, получаем, что $N_1^h = |B_0|$.

Обозначим через $A$ множество, состоящее из $q$ целых чисел $A = \{0,1,\ldots,q\text{-}1\}$, и будем полагать, что $m = \log_2 q$ целое. Множество $A$, очевидно, соответствует совокупности равномерно распределенных целевых уровней $q$-уровневой ячейки памяти. Множество $A$ связано с реальным множеством целевых уровней $q$-уровневой ячейки памяти $X = \{ x_0, x_1, ..., x_{q-1} \}$ посредством взаимно однозначного отображения $T$ множества $A$ на множество $X$ вида $T(i) = x_i$, $0 \le i \le q - 1$. Пусть $B$ есть прямое произведение $n$ экземпляров множества $A$, $B = A^n$. Общее число тоочек в множестве $B$ равно $\exp_2(mn)$, так что множество $B$ соответствует $n$ ячейкам памяти, хранящим $m \times n$ бит. Внутренний код $B_0$ рассматриваемой каскадной кодовой конструкции представляет собой некоторое подмножество сигнального множества $B$, $B_0 \subseteq B$.

Пусть $B_1 = 4Z^n \cap B$, т.е. множество $B_1$ состоит из $(q/4)^n$ $n$-мерных векторов над алфавитом $\{0, 4,\ldots, q - 4\}$:

$$B_1 = \{0, 4, \ldots, q-4\}^n ; \qquad (4)$$

в частности, при $q = 4$ множество $B_1$ состоит из одного нулевого вектора. Положим, что внутренний код $B_0$ определен следующим образом:

$$B_0 = B_1 + 2\{\mathbf{a}_l^{(1)}\mathbf{G}_1 \,|\, 1 \le l \le \exp_2(k_1)\} + \{\mathbf{a}_l^{(0)}\mathbf{G}_0 \,|\, 1 \le l \le \exp_2(k_0)\}, \qquad (5)$$

где $\mathbf{a}_l^{(1)}$ и $\mathbf{a}_l^{(0)}$ – двоичные (над алфавитом $\{0,1\}$) векторы размера $k_1$ и $k_0$, соответственно; $\mathbf{G}_1$ и $\mathbf{G}_0$ – двоичные матрицы размера $k_1 \times n$ и $k_0 \times n$, соответственно; и $k_1 < n$, $k_0 < n$. Матрицы $\mathbf{G}_1$ и $\mathbf{G}_0$ есть порождающие матрицы линейных кодов $C_1$ и $C_0$, соответственно, поэтому схематично внутренний код $B_0$ можно представить в виде $B_0 = B_1 + 2C_1 + C_0$. Скорость внутреннего кода

$R_0 = (k_0 + k_1)/n + m - 2$, бит/ячейка. Квадрат минимального евклидова расстояния внутреннего кода $\delta_0^2 = \min\{16,\ 4d_H(C_1),\ d_H(C_0)\}$.

Внутренний код $B_0$, как следует из (1) и (2), можно рассматривать как прямую сумму кодовых слов линейного двоичного кода $C_0$ (с порождающей матрицей $\mathbf{G}_0$), кодовых слов (умноженных на 2) линейного двоичного кода $C_1$ (с порождающей матрицей $\mathbf{G}_0$) и подмножества $B_1 = \{0, 4, \ldots, q-4\}^n$.

## Выбор внутреннего кода

При выборе подходящих (для рассматриваемой ситуации) компонентных кодов $C_0$ и $C_1$ внутреннего кода $B_0$ будем руководствоваться следующими соображениями. Во-первых, обеспечение максимально возможного минимального расстояния $\delta_0$=4 сопряжено с использованием достаточно длинных кодов ($n$ порядка 30 и более) и довольно малой плотностью записи. Учитывая, что ближайшее возможное к 4 значение минимального расстояния есть $\sqrt{8}$, получаем, что в качестве кода $C_1$ целесообразно использовать код с проверкой на четность. Во-вторых, желательно, чтобы код $C_0$ а) был лучшим среди известных коротких кодов (или близок к лучшему), б) имел достаточно простое описание в виде решетчатой диаграммы, в) позволял использовать отлаженные и хорошо апробированные на практике аппаратные реализации декодера. С учётом указанных соображений, будем полагать, что в качестве кода $C_0$ используется tail-biting (циклически усечённый) сверточный код. В табл. 1 приведены параметры ряда каскадных конструкций для четырехуровневой flash памяти ($q$ = 4) с внутренним кодом на основе tail-biting сверточного кода $C_0$ и кода проверки на четность $C_1$.

Порождающие многочлены кода $C_0$ приведены в восьмеричной форме [5]: каждый восьмеричный символ представляет группу из 3 двоичных символов, начиная слева; так, например, порождающему многочлену с двоичными коэффициентами 1011 $(=1+z^2+z^3)$ соответствует 54 в восьмеричном представлении. Сопоставление приведенных в таблице вариантов и внутренних кодов на основе решеток Барнса-Уолла [4] показывает, что, в рамках обменных соотношений между плотностью записи, минимальным расстоянием и сложностью декодирования, двухуровневая TB/SPC конструкция в ряде ситуаций оказывается более предпочтительной.

Решетчатая диаграмма, обозначим её $\Omega$, для каждого из приведенных вариантов внутреннего кода $B_0$ (построенного на основе циклически усечённого сверточного кода $C_0$ и кода проверки на четность $C_1$) может быть получена с помощью небольшой модификации решетчатой диаграммы циклически усечённого сверточного кода $C_0$. При этом: а) длина новой решетчатой диаграммы $\Omega$ не меняется и составляет $k_0$ секций, б) число начальных и конечных состояний не меняется и составляет $M = 2^{\nu_0}$, число промежуточных состояний возрастает вдвое – до величины $2M$, в) смежные состояния решетчатой диаграммы $\Omega$ соединяются $2^{n/k_0 - 1}$ параллельными ребрами.

*Таблица*

**Параметры каскадных конструкций с внутренним кодом $B_0$ на основе циклически усечённого сверточного кода $C_0$ и кода проверки на четность $C_1$**

| Коды $C_0$ и $C_1$ | Кодовое ограничение$\nu_0$ кода $C_0$ | Порождающие многочлены кода $C_0$ | Квадрат минимального расстояния $\delta_0^2$ | Возможные значения $h$ и длин кода Рида-Соломона $N_1$ | Плотность записи, $R_{общ}$, бит/ячейка |
|---|---|---|---|---|---|
| $C_0$ = (8,4,4)<br>$C_1$ = (8,7,2) | $\nu_0$ = 2 | (4, 7) | 4 | $N_1$=2048, $h$ =1 | 1.375 $R$ |
| $C_0$ = (8,2,5)<br>$C_1$ = (8,7,2) | $\nu_0$ = 2 | (4, 4, 6, 7) | 5 | $N_1$= 8, $h$ = 3;<br>$N_1$ = 512, $h$ =1 | 1.125 $R$ |
| $C_0$ = (12,4,6)<br>$C_1$ = (12,11,2) | $\nu_0$ = 2 | (4, 6, 7) | 6 | $N_1$ =8, $h$ = 5;<br>$N_1$ =32, $h$ = 3 | 1.25 $R$ |
| $C_0$ = (12,3,6)<br>$C_1$ = (12,11,2) | $\nu_0$ = 2 | (4, 4, 6, 7) | 6 | $N_1$ = 4, $h$ = 7;<br>$N_1$ =128, $h$ = 2 | 1.167 $R$ |
| $C_0$ = (18,9,6)<br>$C_1$ = (18,17,2) | $\nu_0$ = 3 | (15, 17) | 6 | $N_1$ = 4, $h$ = 13;<br>$N_1$=8192, $h$ =2 | 1.444 $R$ |
| $C_0$ = (21,7,8)<br>$C_1$ = (21,20,2) | $\nu_0$ = 3 | (54, 70, 74) | 8 | $N_1$ = 8, $h$ = 9;<br>$N_1$ =512, $h$ = 3 | 1.286 $R$ |

*Пример.*

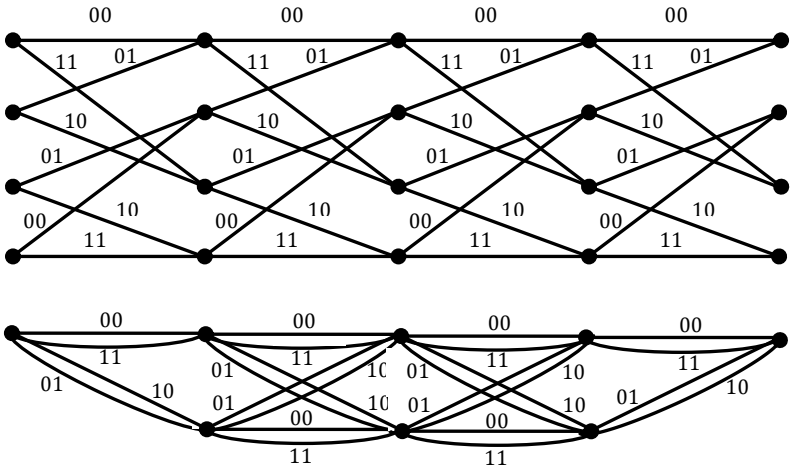



*Рис. 1. Решетка блокового tail-biting кода* (*8,4,4*) *и 2-секционированная решетка кода с проверкой на четность* (*8,7,2*)

Решетка внутреннего кода строится как комбинация (произведение) решеток кодов $C_0$ и $C_1$. При этом используется 2-секционированная решетка кода $C_1$. На рис.1 показаны решетка блокового tail-biting кода (8,4,4) и 2-секционированная решетка кода с проверкой на четность $C_1$, на основе которых строится решетка внутреннего кода.

На рис. 2 приведена решетка, представляющая собой произведение решеток, показанных на рис.1. На приведенной там же легенде дано соответствие между сегментами решетки, показанными условно разными стилями изображений линий, и реальными сегментами решетки с разметкой ребер числами 0, 1, 2 и 3, представляющими собой номера уровней записи в ячейку flash памяти. Таким образом решетка внутреннего кода представляет собой решетку четверичного tail-biting кода с четырьмя исходными и конечными узлами и восемью узлами на внутренних уровнях решетки. Каждый узел связан с четырьмя смежными узлами восемью ребрами, при этом связь с каждым из четырех смежных узлов образована двумя параллельными ребрами. Слова внутреннего кода представляют собой четверичные векторы длиной 8, соответствующие путям в решетке, начинающимся и завершающимся в одноименных начальном и конечном узлах.

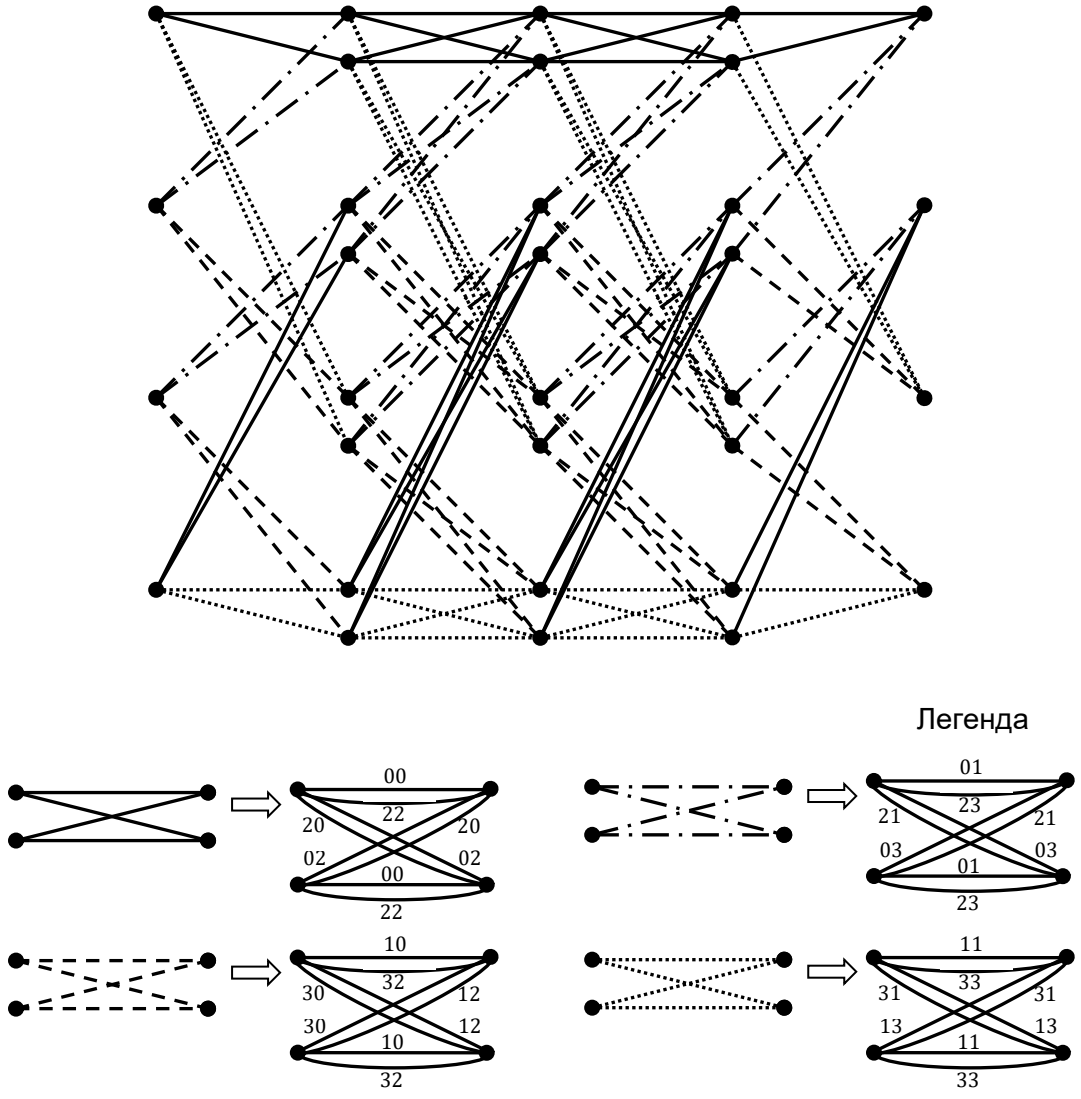



*Рис. 2. Решетка внутреннего кода, построенного на основе tail-biting кода* (*8,4,4*) *и кода* (*8,7,2*)*, и легенда, поясняющая конфигурацию сегментов и их разметку*

Такая структура решетчатой диаграммы Ω позволяет использовать для декодирования внутреннего кода $B_0$ процедуры (с небольшой модификацией), разработанные для декодирования циклически усечённых сверточных кодов. Обозначим через $X_i$, $1 \le i \le L$, совокупность путей (подрешетку) в решетчатой диаграмме Ω, исходящих из состояния с номером $i$ и заканчивающихся в состоянии с номером $i$. Очевидно, решетчатая диаграмма Ω может быть представлена как объединение $\bigcup_{i=1}^{L} X_i$ подрешеток с идентичными начальными и конечными состояниями. С учетом такого представления, декодирование по максимуму правдоподобия может быть реализовано как последовательный (по подрешеткам $X_1$, $X_2$, … , $X_L$) поиск пути с минимальным суммарным весом (вес каждого ребра решетчатой диаграммы назначается в соответствии с правилом, приведенным в работе [1]). Указанная процедура декодирования имеет наиболее простую логическую структуру, однако высокая сложность реализации является, как правило, серьезным ограничительным фактором. Вместе с тем для представленных в таблице вариантов внутреннего кодирования количество последовательно просматриваемых подрешеток лежит в пределах от 2 до 8, что, учитывая небольшие значения кодового ограничения $\nu_0$, в ряде ситуаций представляется вполне приемлемым.

Снижение сложности декодера максимального правдоподобия достигается исключением полного перебора по всем подрешеткам $X_1$, $X_2$, … , $X_L$ за счет использовании направленного поиска, который выполняется, как правило, в два прохода решетчатой диаграммы Ω (см. например [6,7]). На первом этапе формируется список возможных (допустимых) начальных состояний в решетчатой диаграмме Ω, в результате чего подрешетки с недопустимыми начальными состояниями исключаются из дальнейшего поиска. На втором проходе производится поиск пути с минимальным суммарным весом среди оставшихся подрешеток. Как правило, число отбрасываемых подрешеток, а значит и выигрыш по сложности, возрастают с ростом отношения сигнал-шум в канале [7

## Библиографический список

1. Таубин Ф.А., Трофимов А.Н. Каскадное кодирование на основе многомерных решеток и кодов Рида-Соломона для многоуровневой флэш памяти. Труды СПИИРАН. 2018. №2 (57). С. 75–103.

2. Lee H. A high-speed low-complexity Reed-Solomon decoder for optical communications. IEEE Trans. Circuits Syst. II Exp. Briefs. V. 52. No. 8. 2005. Pp. 461-465.

3. Yang C., Y. Emre Y., Chakrabarti C. Product code schemes for error correction in MLC NAND flash memories. IEEE Trans. Very Large Scale Integr. (VLSI) Syst. V. 20. No. 12. Dec. 2012. Pp. 2302-2314.

4. Таубин Ф.А., Трофимов А.Н. Каскадное кодирование для многоуровневой flash памяти с исправлением ошибок малой кратности во внешней ступени // Труды СПИИРАН. 2019. №5 (58). С. 1149–1181.

5. Stahl P., Anderson J.B., Johannesson R. Optimal and near-optimal encoders for short and moderate-length tail-biting trellises. IEEE Trans. on Information Theory. V. 45. No. 7. 1999. Pp. 2562-2571.

6. Ortín J., García P., Gutiérrez F., and Valdovinos A. A* based algorithm for reduced complexity ML decoding of tail-biting codes. IEEE Communications Letters. 2010. V. 14. No. 9. Pp. 854-856.

7. Qian H., Wang X.-T., Kang K., and W.-D. Xiang W.-D. A depth-first ML decoding algorithm for tail-biting trellises. IEEE Trans. on Vehicular Technology. 2015. V. 64. No. 8. Pp. 3339– 3346.

**УДК 621.391**

***А.Н. Трофимов****
кандидат технических наук, доцент
***Ф.А. Таубин****
доктор технических наук, профессор
***Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

# АНАЛИЗ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ КАСКАДНОГО КОДИРОВАНИЯ С ВНУТРЕННИМ ДВУХУРОВНЕВЫМ TB/SPC КОДОМ ДЛЯ МНОГОУРОВНЕВОЙ FLASH ПАМЯТИ

Для многоуровневой *flash* памяти выполнен анализ помехоустойчивости каскадной схемы кодирования с использованием внешнего кода Рида-Соломона и двухуровневого TB/SPC кода в качестве внутренней ступени. Анализ проведен применительно к модели, отражающей основные физические особенности ячейки *flash* памяти с неравномерно расположенными целевыми уровнями напряжения в ячейке и дисперсией шума, зависящей от записанного значения (*input-dependent additive Gaussian noise*, ID-AGN). Продемонстрирован выигрыш при использовании внутреннего двухуровневого TB/SPC кода относительно схемы с внутренним кодом на основе решеток Барнса-Уолла.
***Ключевые слова*:** многоуровневая *flash* память, каскадное кодирование, циклически усечённый сверточный код.

*Работа опубликована при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований: грант № 20-07-20026.*

***A.N. Trofimov****
PhD, Associate Professor
***F.A. Taubin****
D. Sc., Professor
***St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

# PERFORMANCE ANALYSIS OF CONCATENATED CODING WITH INNER TWO-LEVEL TB/SPC CODE FOR MULTILEVEL FLASH MEMORY

For multilevel flash memory, performance analysis of concatenated coding with outer Reed-Solomon code and inner two-level TB/SPC code is completed. Performance analysis is fulfilled for a model characterizing the basic physical features of a flash memory cell with non-uniform target voltage levels and noise variance dependent on the recorded value (input-dependent additive Gaussian noise, ID-AGN). The gain is demonstrated when using the inner two-level TB/SPC code relative to the scheme with the inner code based on Barnes-Wall lattices.
***Keywords:*** multilevel flash memory, concatenated coding, tail-biting convolutional code**,** Reed-Solomon code, decoding error probability.

## Введение

В работе [1] была предложена каскадная конструкция для многоуровневой flash памяти, базирующихся на использовании кодов Рида-Соломона

во внешней ступени и двухуровневой TB/SPC кодовой конструкции в качестве внутренней ступени. Согласно [1], двухуровневая TB/SPC кодовая конструкция состоит из двух кодов: код первого уровня представляет собой TB (tail-biting) – циклически усечённый сверточный код; код второго уровня представляет собой SPC (single parity check) – код с проверкой на четность. В работе [1] представлен перечень вариантов двухуровневой TB/SPC кодовая конструкции, полученных исходя из рационального сочетания дистанционных характеристик, плотности записи и сложности декодирования. В данной работе выполнен анализ помехоустойчивости ряда предпочтительных конструкций из представленных в [1]. При получении характеристик помехоустойчивости предложенной каскадной схемы сначала оценивается вероятность ошибки декодирования внутреннего кода, а затем – внешнего. Вероятность ошибки декодирования внешнего кода оценивается с использованием обычной техники суммирования биномиального распределения, а вероятность ошибки декодирования внутреннего кода – с использование оригинального подхода, разработанного ранее в [2]. Он заключается в комбинации аддитивного неравенства и оценки вероятности ошибки для кода из двух слов, которая построена с использованием характеристических функций распределений, задающих канал.

## Модель многоуровневой flash памяти

В рассматриваемой модели блок flash памяти рассматривается как множество независимых ячеек и полагается, что физический носитель может рассматриваться как стационарный канал без заметной тенденции к пакетированию ошибок. При описании упрощенной математической модели одиночной ячейки *flash* памяти мы используем модель из [3,4]. Входные уровни каждой ячейки принимают некоторые фиксированные значения $x_0, x_1, ..., x_{q-1}$, а выходные значения представляют собой случайные величины, описываемые условными функциями плотности вероятности (ф.п.в.) $p_{y|x}(y \mid x)$, $-\infty < y < \infty$, $x = x_0, x_1, ..., x_{q-1}$, которые могут быть заданы как

$$p_{y|x}(y \mid x_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma(x_i)} \exp\left( -\frac{(y - x_i)^2}{2\sigma^2(x_i)} \right).$$

Такое описание называется также моделью с гауссовским шумом, стандартное отклонение которого $\sigma(x_i)$ зависит от входного значения $x_i$ [3], или ID-AGN моделью (input-dependent additive Gaussian noise). Мы будем использовать также обозначение $\sigma_i = \sigma(x_i)$. Распространенным примером, используемым далее в качестве основного, служит значение $q = 4$, хотя эта модель допускает обобщение на большее число входных уровней. Важной особенностью модели ячейки многоуровневой flash памяти является то, что с ростом числа циклов перезаписи $N$ и времени хранения $T$ значения $x_i$ (кроме $x_0$) уменьшаются, а значения $\sigma_i$ (кроме $\sigma_0$) увеличиваются, что соответствует ухудшению канала с ростом величин $T$ и $N$. Зависимость пара-

метров $x_i$ и $\sigma_i$, $i = 0,1,...,q-1$, от значений $T$ и $N$ выражается сложным образом и здесь не приводится. Детали описания этой зависимости могут быть найдены в [3,4]. На рис. 1 представлены примеры графиков ф.п.в. $p_{y|x}(y \mid x_i)$ для ряда значений числа циклов перезаписи $N$ и времени хранения $T$.

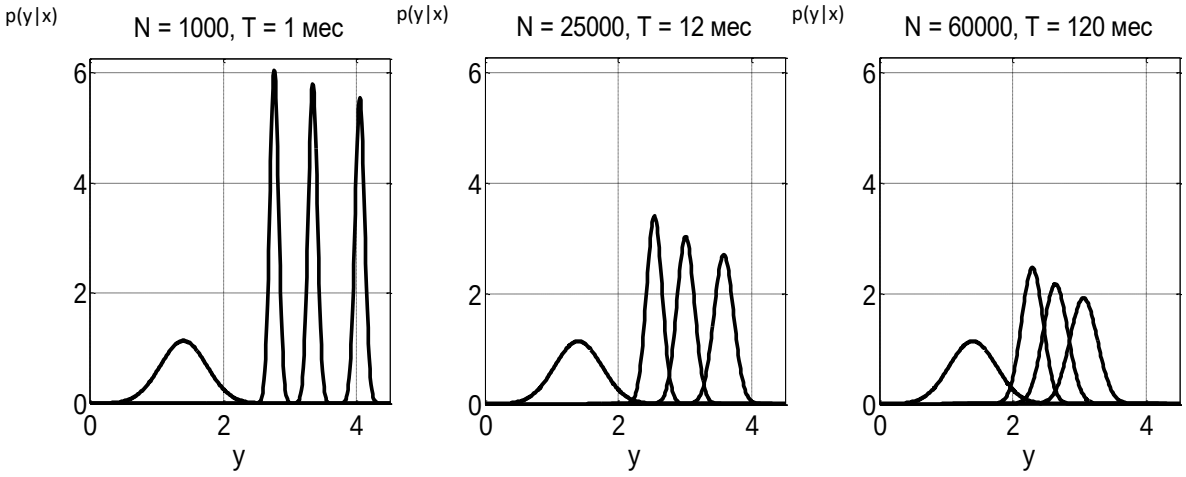



*Рис. 1. Условные ф.п.в. $p_{y|x}(y \mid x_i)$ считываемых значений*

## Анализ помехоустойчивости

Оценка помехоустойчивости предложенных каскадных кодовых конструкций включает в себя два этапа. Первый этап состоит в вычислении (оценке) вероятности ошибки декодирования по максимуму правдоподобия (МП) слова внутреннего кода. На втором этапе вычисляется (оценивается) вероятность ошибки декодирования слова внешнего кода (кода Рида-Соломона) с использованием результатов, полученных на первом этапе. Стандартная оценка вероятности ошибки на бит при декодировании недвоичного внешнего кода в канале с независимыми ошибками может быть записана как [5]

$$P_b \le \frac{1}{2} \sum_{i=t+1}^{N_1} \frac{i+t}{N_1} C_{N_1}^i p_e^i (1-p_e)^{N_1-i}, \qquad (1)$$

где $p_e$ – вероятность ошибки декодирования символа внутреннего кода по МП, $N_1$ – длина внешнего кода, $t$ – максимальное число ошибок, исправляемых кодом.

Рассмотрим кратко вычисление аддитивной границы ошибки декодирования внутреннего кода, по МП, следуя подходу, изложенному в [2,6]. Пусть $\mathbf{x} = (x^{(1)}, x^{(2)}, ..., x^{(n)})$ – переданное (записанное в память) слово внутреннего кода, $\mathbf{x}' = (x'^{(1)}, x'^{(2)}, ..., x'^{(n)})$ – некоторое другое слово внутреннего кода, $\mathbf{x} \ne \mathbf{x}'$, $n-$ длина внутреннего кода, а $\mathbf{y} = (y^{(1)}, y^{(2)}, ..., y^{(n)})$ выход канала (вектор считанных значений). Определим случайную величину (с.в.)

$Z(\mathbf{y}\,|\,\mathbf{x},\mathbf{x}') = \sum_{l=1}^{n} z(y^{(l)}\,|\,x^{(l)},x'^{(l)})$, где $z(y\,|\,x,x') = \ln\left(p_{y|x}(y\,|\,x') / p_{y|x}(y\,|\,x)\right)$, где $p_{y|x}(\cdot\,|\,\cdot)$ – условные ф.п.в., определяющие канал. Пусть $C_{Z(\mathbf{y}|\mathbf{x},\mathbf{x}')}(\omega) = \overline{e^{j\omega Z(\mathbf{y}|\mathbf{x},\mathbf{x}')}}$ – характеристическая функция (х.ф.) с.в. $Z(\mathbf{y}\,|\,\mathbf{x},\mathbf{x}')$; здесь усреднение выполняется по значениям вектора $\mathbf{y} = (y^{(1)}, y^{(2)},..., y^{(n)})$ при фиксированных векторах $\mathbf{x}$ и $\mathbf{x}'$. Для канала без памяти $C_{Z(\mathbf{y}|\mathbf{x},\mathbf{x}')}(\omega) = \prod_{l=1}^{n} c_{z(y^{(l)}|x^{(l)},x'^{(l)})}(\omega)$, где $c_{z(y|x,x')}(\omega) = \overline{e^{j\omega z(y|x,x')}}$ – х.ф. с.в. $z(y\,|\,x,x')$. Тогда общая граница вероятности ошибки декодирования по МП слова внутреннего кода задается выражением:

$$p_e \le \frac{1}{\pi M}\int_0^{\infty} \mathrm{Re}\frac{D(\alpha - j/2) - M}{1/2 + j\alpha}\,d\alpha, \qquad (2)$$

где

$$D(\omega) = \sum_{\mathbf{x}}\sum_{\mathbf{x}'}\prod_{l=1}^{n} c_{z(x^{(l)},x'^{(l)})}(\omega). \qquad (3)$$

$M$ – количество слов внутреннего кода. Суммирование в правой части равенства (3) в обеих суммах выполняется по всем парам слов внутреннего кода $\mathbf{x}$ и $\mathbf{x}'$. Выражения для х.ф. $c_{z(x,x')}(\omega)$ вычисляются аналитически [2,6], но здесь они не приводятся для экономии места. Все рассмотренные варианты построения внутреннего кода задаются с использованием решетчатой диаграммы, которая может быть разделена на $L$ менее сложных решетчатых структур, или малых решеток. Эти решетчатые структуры получаются как подмножества решетки, соответствующие множеству путей, которые проходят от начальных узлов к конечным, имеющих одинаковые номера. В частности, для рассмотренного в [1] примера $L = 4$. Эта свойство используется для уменьшения сложности вычисления верхней границы вероятности $p_e$. С учетом такого строения решетчатой диаграммы выражение (2) можно записать как:

$$D(\omega) = \sum_{i=1}^{L}\sum_{k=1}^{L}\sum_{\mathbf{x}\in X_i}\sum_{\mathbf{x}'\in X_k} C_{Z(\mathbf{y}|\mathbf{x},\mathbf{x}')}(\omega) = \sum_{i=1}^{L}\sum_{k=1}^{L} D_{ik}(\omega), \qquad (4)$$

где $X_i$ – множество слов внутреннего кода, соответствующих $i$-й малой решетке, $i = 1,2,...,L$, и

$$D_{ik}(\omega) = \sum_{\mathbf{x}\in X_i}\sum_{\mathbf{x}'\in X_k} C_{Z(\mathbf{y}|\mathbf{x},\mathbf{x}')}(\omega). \qquad (5)$$

Вычисление величин (5) выполняется по алгоритму, разработанному в [2,6]. Он состоит в построении матриц, описывающих структуру пар путей в кодовой решетке, элементами которых будут значения соответствующих

х.ф., и последующим перемножением этих матриц. Опуская промежуточные выкладки, приведем окончательное выражение для вероятности ошибки декодирования по МП слова внутреннего кода, в котором используются функции (5):

$$p_e \le \frac{1}{\pi M}\int_0^{\infty} \mathrm{Re}\,\frac{\sum_{i=1}^{L} D_{ii}(\alpha - j/2) + 2\sum_{i=1}^{L}\sum_{k=i+1}^{L} D_{ik}(\alpha - j/2) - M}{1/2 + j\alpha}\, d\alpha. \qquad (6)$$

Отметим, что для вычисления правой части (6) нужно вычислить $L(L+1)/2$ функций $D_{ik}(\cdot)$, а не $L^2$, как это следует из формулы (3). Вычисление сумм х.ф. (5) выполняется по алгоритму, разработанному в [3]. Далее они используются в выражении (1), которое дает окончательную оценку для вероятности ошибки декодирования внутреннего кода.

В качестве примера приведем зависимость вероятности ошибки на бит от числа циклов перезаписи для кодовой конструкции TB/SPC во внутренней ступени и кода Рида-Соломона (512,502) во внешней ступени. Это код обеспечивает плотность записи 1.261 бит/ячейка. В работе [6] мы представили и дали анализ для каскадного кода, построенного с использованием подмножества решетки $\Lambda_{16}$ на внутренней ступени и кода Рида-Соломона (1024,1018), обеспечивающего примерно такое же значение плотности записи. Данные для этих примеров приведены на рис. 2 и в табл. 1.

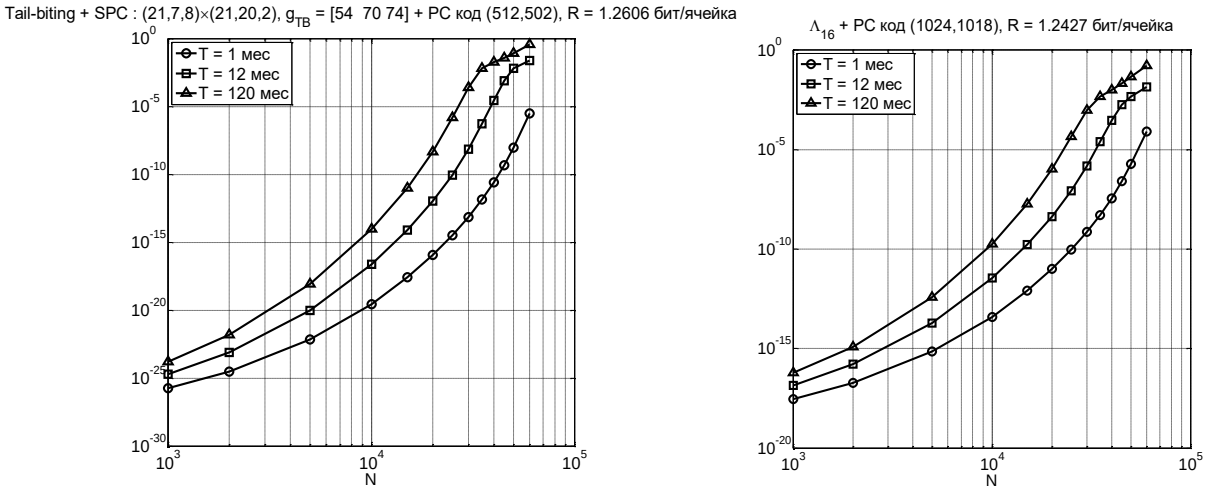



*Рис.2. Вероятность ошибки на бит для каскадных кодов с использованием TB/SPC* (*слева*) *и кода с аналогичной плотностью записи из [6]* (*справа*) *в зависимости от числа циклов перезаписи* $N$

Эти и другие результаты, полученные для кодов, построенных с использованием конструкции TB/SPC, но не представленные здесь, показывают, что эта схема может обеспечить внушительный выигрыш (до 3 раз и более) по числу циклов перезаписи при равной плотности записи и надежности хранения данных.

*Таблица 1*

**Количество циклов перезаписи (по сравнению с результатами [6])**

| Параметры внутреннего и внешнего кода | Плотность записи | $P_b=10^{-10}$ | | | $P_b=10^{-15}$ | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | $T$=1 мес | $T$=12 мес | $T$=120 мес | $T$=1мес | $T$=12 мес | $T$=120 мес |
| $\Lambda_{16}$, (1024,1018), $t$=3, [6] | 1.243 | $2.4\cdot10^4$ | $1.4\cdot10^4$ | $10^4$ | $5\cdot10^3$ | $3\cdot10^3$ | $2\cdot10^3$ |
| TB(21,7,8)/ SPC(21,20,2), (512,502), $t$=5 | 1.261 | $4\cdot10^4$ | $2.4\cdot10^4$ | $1.6\cdot10^4$ | $2.1\cdot10^4$ | $1.3\cdot10^4$ | $8\cdot10^3$ |
| Увеличение на | 1.4% | 67% | 71% | 60% | 320% | 333% | 300% |

## Библиографический список

1. Таубин Ф.А., Трофимов А.Н. Каскадное кодирование с внутренним двухуровневым TB/SPC кодом для многоуровневой flash памяти / XXIII международная научная конференция «Волновая электроника и инфокоммуникационные системы» // Сб. ст. Ч. 1. 2020.

2. Таубин Ф.А., Трофимов А.Н. Каскадное кодирование на основе многомерных решеток и кодов Рида-Соломона для многоуровневой флэш памяти. Труды СПИИРАН. 2018. №2 (57). С. 75–103.

3. Wang X., Dong G., Pan L. and Zhou R. Error correction codes and signalprocessing in flash memory. *Flash Memories*. Igor Stievano (Ed.). URL: http://www.intechopen.com/books/flash-memories/error-correction-codes-and-signal-processing-in-flash-memory (accessed: 26.10.2014).

4. Dong G., Pan Y., Xie N., Varanasi C., and Zhang T. Estimating information- theoretical NAND flash memory storage capacity and its implication to memory system design space exploration. *IEEE Trans. Very Large Scale Integration* (*VLSI*) *Systems.* 2012. V. 20. No. 9. Pp. 1705–1714.

5. Кларк Дж., Кейн Дж. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи. М.: Радио и связь. 1987.

6. Таубин Ф.А., Трофимов А.Н. Каскадное кодирование для многоуровневой флэш-памяти с исправлением ошибок малой кратности во внешней ступени // Труды СПИИРАН 2019. №5. Вып. 18. С. 1149–1181.

**УДК 629.735.33**

***С.Г. Фомичева****
кандидат технических наук, профессор
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

# МОДЕЛИРОВАНИЕ МОБИЛЬНЫХ АГЕНТОВ В КИБЕРФИЗИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

Представлены диаграммы состояний мобильных агентов, функционирующих в подсистемах защиты информации киберфизических систем. Проведена оценка производительности серверов безопасности при миграции и обмене данными мобильными агентами.
***Ключевые слова*:** киберфизические системы, мобильный агент, диаграмма состояний, сервер безопасности, имитационное моделирование.

*Работа опубликована при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований: грант № 20-07-20026.*

***S.G. Fomicheva****
PhD, Professor
* St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

# SIMULATION OF MOBILE AGENT AT CYBER-PHYSICAL SYSTEMS

The state diagrams of the mobile agents functioning in the information security subsystems for cyber-physical systems are presented. The performance of security servers during migration and data exchange by mobile agents are evaluated.
***Keywords***: cyber-physical systems, mobile agent, state diagram, security server, simulation.

## Введение

Децентрализованная и распределенная архитектура киберфизических систем продуктивно реализуется на базе мультиагентных технологий [1]. В таких системах функционируют агенты (специализированные программные объекты) различных типов. Как правило это автономные, управляющие и мобильные агенты. Мобильные агенты мигрируют между узлами киберфизической системы, обеспечивая транспортировку производственной и сервисной информации. Разнообразие каналов связи, по которым мигрируют мобильные агенты, накладывает ряд требований к обеспечению безопасности как передаваемой мобильным агентом информации, так и самого агента.

Агентный подход к моделированию функционирования специализированных агентов является естественным по своей природе и позволяет эмулировать их поведение при различных параметрах настройки серверов безопасности. В данной статье рассматривается диаграмма состояний мобильных агентов, функционирующих в SIEM-подсистемах киберфизической системы, а также приведена оценка производительности серверов безопасности при миграции и обмене данными мобильными агентами.

**Диаграмма состояний мобильного агента**

В качестве одного из эффективных решений задачи обеспечения информационной безопасности в киберфизических системах, имеющих мультиагентную архитектуру, авторами статьи [2] предлагается метод формирования комплексной самоорганизующейся системы децентрализованного управления безопасностью мобильных агентов, реализующей механизмы аутентификации агентов с помощью открытых ключей посредством удостоверяющих центров. Схема управления защитой мобильных агентов в данной системе реализует принципы информационной безопасности на основе сертификатов PKI (Public Key Infrastructure), отличаясь от традиционной [3,4] в том смысле, что удостоверяющие центры, ответственные за формирование сертификатов и процедуры выдачи сертификатов агентам (вместо обычных пользователей), появляются автоматически на основе механизмов самоорганизации агентов в киберфизической системе, а функции управления процедурой выдачи сертификатов возложены не на пользователей-администраторов удостоверяющих центров, а на их виртуальных представителей в киберфизической системе – программных управляющих агентов.

Управляющие агенты, взаимодействуя с себе подобными и остальными агентами киберфизической системы, помимо реализации функций управления информационной безопасностью, контролируют информационный обмен (переговоры) между агентами внутри контролируемых ими сегментов сети. В частности, наиболее важной составляющей в структуре управляющего агента является специальный реестр, называемый «Доской объявлений (BlackDesk)» (рис. 1) и содержащий информацию обо всех группах агентов, зарегистрированных в системе, и входящих в их состав самих агентов [5]. Отметим, что мониторинг информации на «Доске объявлений», позволяет серверу оценить нагрузку на узлах системы и определить интенсивности межагентных и межгрупповых коммуникаций, что, в свою очередь, позволяет динамически перераспределять агентов как внутри агентных групп, так и между узлами системы.

Жизненный цикл мобильного агента может быть представлен четырьмя укрупненными фазами:

1) загрузка данных для транспортировки;
2) миграция;
3) межагентная коммуникация (включая загрузку/выгрузку дополнительных данных);
4) ожидание плановой задачи транспортировки данных.

Каждой фазе можно сопоставить соответствующее состояние мобильного агента. Отметим, если у агента можно выделить несколько состояний, выполняющих различные действия при происхождении каких-то событий, или если у агента есть несколько качественно различных поведений, последовательно сменяющих друг друга при происхождении определенных событий, то поведение такого объекта может быть описано в терминах диаграммы состояний [3].

На рис.1 представлена диаграмма состояний мобильного агента рассматриваемой системы. Диаграмма состояний позволяет графически задать пространство состояний алгоритма поведения объекта, а также события, которые являются причинами срабатывания переходов из одних состояний в другие, и действия, происходящие при смене состояний.

Выполняя фазу загрузки данных для транспортировки после создания мобильный агент переходит в состояние **SetDataToMigrate** (рис.1), которое является сложным состоянием и включает в себя простые состояния: **SetData** – непосредственная загрузка транспортируемых данных, получаемых от автономного агента; **SetPathToMigrate** – получение маршрута миграции и адресов получателей передаваемых данных; **WaitTask** – состояние ожидания дополнительных данных и/или маршрута миграции; history – состояние сбора статистики о своих состояниях и параметрах.

Переход из состояния **SetData** в состояние **SetPathToMigrate** производится в момент подтверждения окончания загрузки данных, в противном случае агент переходит в состояние **WaitTask**. Из состояния **WaitTask** агент может быть возвращен в состояние **SetPathToMigrate** при подтверждении автономным агентом окончания загрузки транспортируемых данных. Автономный агент вправе приостановить деятельность мобильного агента по разным причинам, посылая ему сообщение «suspend» и переводя в состояние **Suspend**, что мобильный агент фиксирует в состоянии **history**.

Маршрут миграции автономный агент согласует с управляющим агентом, мобильный агент при этом находится в состоянии **SetPathToMigrate**, и при получении маршрута переходит в состояние **Migrate**. В рамках имитационного эксперимента временем миграции и интенсивностями поступления агентов можно управлять, наблюдая динамику производительности серверов безопасности.

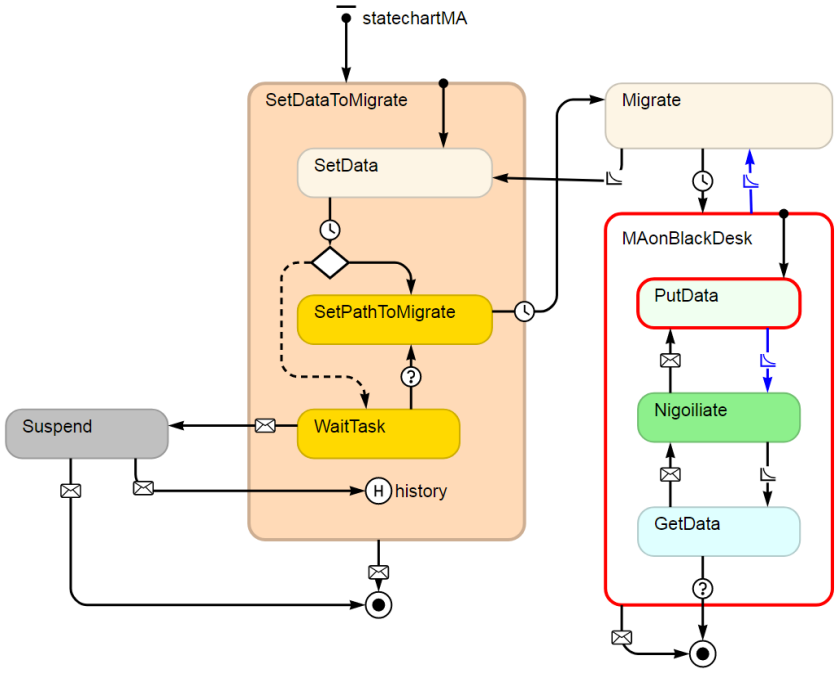



*Рис. 1. Диаграмма состояний мобильного агента*

Как было указано выше, в задачи управляющих агентов серверов безопасности входит мониторинг «Досок объявлений (BlackDesk)», предназначенных для осуществления межагентных коммуникаций и обмена, при необходимости. информацией для решения целевых задач. Мобильный агент при этом переходит в состояние **MAonBlackDesk** и может взаимодействовать с другими агентами, выгружаяя в состоянии **PutData** необдимые для них данные на «Доску объявлений», вести переговоры о поиске «соратников» решения своей задачи, находясь в состоянии **Nigoliate**, а также загружть себе данные с «Доски объявлений», находясь в состоянии **GetData**. При этом переходы внутри сложного состояния **MAonBlackDesk** активируются при получении соответствующих сообщений мобильных агентов. Для предотвращения бесконечного цикла обмена данными предуспотрены переходы в конечное состояние, один из которых срабатывает при превышении граничного числа итераций «переговоров» сежду мобильными агентами, а другой осуществляется при получении сообщения «kill» от управляющего агента.

После «успешных переговоров» мобильный агент переходит в состояние **Migrate** для перемещения либо к иному узлу киберфизической системы (что определяется полученным ранее маршрутом миграции), либо мигрирует к «домашнему» автономному агенту, вновь переходя в состояние **SetDataToMigrate** (SetData).

## Моделирование функционирования серверов безопасности при миграции и обмене данными мобильными агентами

Для моделирования функционирования серверов безопасности была разработана модель процессов, диаграмма последовательности которых представлена на рис.2. В ходе имитационного эксперимента автономный агент с помощью объекта **sourceAA** генерирует множество мобильных агентов, диаграммы состояния которых отражены на рис.1, а переходы между состояниями активизируются с различными законами распределения их интенсивностей.

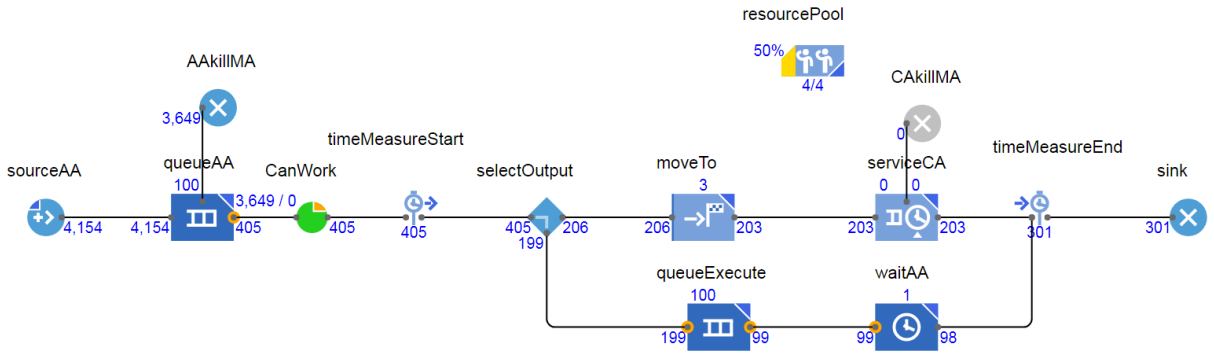



*Рис. 2*

Объект **queueAA** имитирует буфер автономного агента, в который поступают идентификаторы мобильных агентов, ожидающих выполнения производственных задач. Оптимизация параметров агентной модели предполага-

ет, что количество вытесненных из буфера мобильных агентов и не получивших производственную задачу должно минимизироваться (численное значение сверху объекта **queueAA**).

Объект **CanWork** реализует булевскую функцию и имитирует окончание загрузки автономным агентом транспортируемых данных в текущий мобильный агент. Объекты **timeMeasureStat** и **timeMesaureEnd** используются для контроля соответственно начала и конца обслуживания сервером безопасности (объект **serviceCA**) размещенных на «Доске объявлений» мобильных агентов. Объект **moveTo** имитирует процесс миграции мобильных агентов в соответствии с маршрутом миграции. Сервер безопасности в своем составе имеет несколько управляющих агентов, которые на рис.3 использованы как ресурс в виде объекта **resoursePool**. В зависимости от целевой задачи данные на «Доске объявлений» могут контролироваться разными управляющими агентами сервера безопасности.

При перегрузке сервера безопасности формируется очередь мобильных агентов (объект **queueExecute**), которая переправляет их со статусом «необслуженные» к «домашнему» автономному агенту (объект **waitAA**). Оптимизация агентной модели предполагает минимизацию количества возвращенных «необслуженных» мобильных агентов. Объект **Sink** уничтожает мобильных агентов, штатно обслуженных сервером безопасности.

В ходе оптимизационного эксперимента максимизируется целевая функция **F=root.sink.count()**, регистрирующая количество мобильных агентов, штатно обслуженных сервером безопасности. Описание параметров оптимизации приведено в табл.1.

*Таблица 1*

**Параметры оптимизационного эксперимента**

| Параметр | Назначение параметра | Тип | Значение | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | Мин. | Макс. | Шаг | Начальное |
| serviceTime | Время обслуживания мобильных агентов сервером безопасности, мсек | Непрерывный | 0,001 | 1000 | - | - |
| NumberOfMA | Количество мобильных агентов, сгенерированных автономным агентом | Целый | 10 | 1000 | 1 | 10 |
| NumberOfCA | Количество управляющих агентов | Целый | 1 | 10 | 1 | 4 |
| SizeQueueAA | Количество мобильных агентов, вытесненных автономным агентом | Дискретный | 10 | 100 | 1 | 50 |

Результаты оптимизационного эксперимента отражают полученные значения целевой функции, являющейся оценкой производительности сервера безопасности (рис. 3).

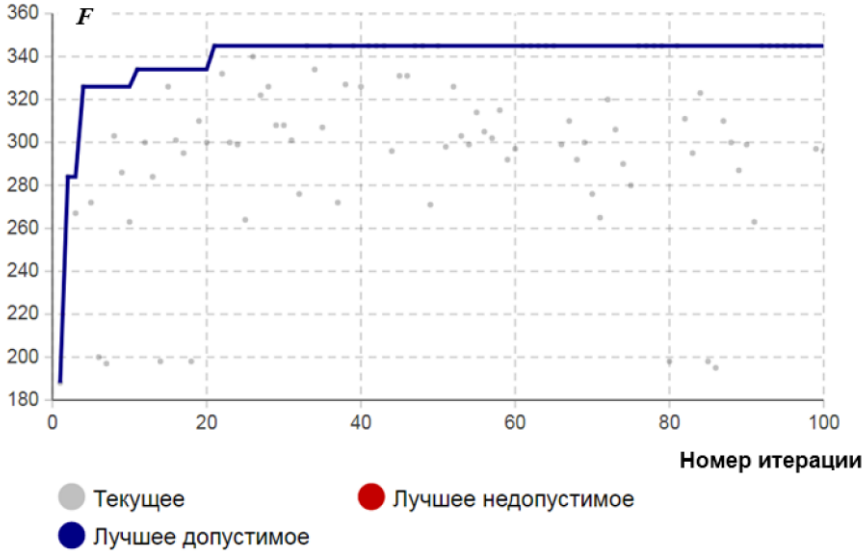



*Рис.3. Результаты оптимизационного эксперимента*

Количество итераций оптимизации равно 100, количество репликаций равно 10. Максимум целевой функции F=345 агентов – достигнут на 19-ой итерации, при этом параметры оптимизации имеют значения serviceTime=966.59, NumberOfMA=271, NumberOfCA=10, SizeQueueAA=83.

## Заключение

В результате моделирования получено, что максимальной производительности сервера безопасности можно достичь, если при агентной реализации киберфизической системы в его архитектуре предусмотрено 10 управляющих агентов, которые штатно обрабатывают 345 агентов. Следует отметить, что часть из 271 мобильных агентов, которые были сгенерированы автономным агентом для решения производственных задач были обслужены сервером безопасности неоднократно в силу особенностей их диаграммы состояний.

## Библиографический список

1. Filipe Dinis. Cyber Security Strategy 2019–2021 | Reducing Risk, Promoting Resilience. URL: https://www.bankofcanada.ca/wp-content/uploads/2019/06/cyber-security-strategy-2019-2021.pdf (дата обращения: 07.04.2020).

2. Маслобоев А.В., Путилов В.А. Разработка и реализация механизмов управления информационной безопасностью мобильных агентов в распределенных мультиагентных информационных системах // Вестник МГТУ. Т. 13. № 4/2. 2010. С. 1015-1032.

3. Zegzhda D.P., Vasil’ev Yu. S. & Poltavtseva M. A. Approaches to Modeling the Security of Cyberphysical Systems// Automatic Control and Computer Sciences, 2018. V. 52. Pp.1000–1009.

4. Adegbite G., Alaba A.F., Emuoyibofarhe J. Development of a Multi-level Mobile Agent Security Model for Online Shopping Systems // International Journal of Wireless and Mobile Computing. January 2019.

5.Фомичева С.Г. Теоретические аспекты квантования баз знаний в мультиагентных системах // Информационно-управляющие системы. 2017. Т. 88. № 3. С. 2-10.

## СОДЕРЖАНИЕ

### АКУСТООПТИКА

*Балакший В. И., Купрейчик М. И., Манцевич С. Н.* НЕОБЫЧНЫЕ ВАРИАНТЫ АНИЗОТРОПНОЙ ДИФРАКЦИИ СВЕТА В ДВУОСНОМ КРИСТАЛЛЕ TL3ASS4 ..... 6

*Батшев В. И., Шарикова М. О., Козлов А. Б., Пожар В. Э., Боритко С. В.* РАЗРАБОТКА АКУСТООПТИЧЕСКОГО ВИДЕОСПЕКТРОМЕТРА БЕЗ ПОЛЯРИЗАТОРОВ ..... 12

*Белый В. Н., Хило П. А., Казак Н. С., Хило Н. А.* ИЗОТРОПНАЯ АКУСТООПТИЧЕСКАЯ ДИФРАКЦИЯ БЕССЕЛЕВЫХ СВЕТОВЫХ ПУЧКОВ В АНИЗОТРОПНЫХ КРИСТАЛЛАХ ..... 16

*Боритко С. В., Боритко Я. С.* ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КОМБИНАЦИОННОГО РАССЕЯНИЯ ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ ДРАГОЦЕННЫХ КАМНЕЙ В СЛОЖНЫХ ЮВЕЛИРНЫХ ИЗДЕЛИЯХ ..... 22

*Казаков В. И., Москалец О. Д., Хомутов А. С.* СПЕКТРОМЕТР НА БАЗЕ АКУСТООПТИЧЕСКОГО ПЕРЕСТРАИВАЕМОГО ФИЛЬТРА ДЛЯ БЕСКОНТАКТНОГО СПЕКТРАЛЬНОГО КОНТРОЛЯ В ЭКСТРЕМАЛЬНЫХ УСЛОВИЯХ ..... 27

*Кулак Г. В., Белый В. Н., Ропот П. И., Крох Г. В., Шакин О. В.* АКУСТООПТИЧЕСКАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ БЕССЕЛЕВЫХ СВЕТОВЫХ ПУЧКОВ ИНФРАКРАСНОГО ДИАПАЗОНА В ОДНООСНЫХ КРИСТАЛЛАХ ..... 37

*Кулак Г. В., Казак Н. С., Николаенко Т. В., Шакин О. В.* ДИФРАКЦИЯ БЕССЕЛЕВЫХ СВЕТОВЫХ ПУЧКОВ НА УЛЬТРАЗВУКОВЫХ ВОЛНАХ ЛЯВА ..... 42

*Купрейчик М. И., Балакший В. И.* ИЗОТРОПНАЯ ДИФРАКЦИЯ НЕПОЛЯРИЗОВАННОГО ИЗЛУЧЕНИЯ В ПЕРИОДИЧЕСКИ НЕОДНОРОДНОМ АКУСТИЧЕСКОМ ПОЛЕ В ДВУОСНОМ КРИСТАЛЛЕ TL3ASS4 ..... 47

*Курилкина С. Н., Белый В. Н.* ДИФРАКЦИОННЫЕ КАТАСТРОФЫ В ОПТИКЕ И АКУСТИКЕ КРИСТАЛЛОВ ..... 53

*Манцевич С. Н., Купрейчик М. И., Балакший В. И.* АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК ШИРОКОУГОЛЬНЫХ АКУСТООПТИЧЕСКИХ ФИЛЬТРОВ НА ОСНОВЕ КРИСТАЛЛА ПАРАТЕЛЛУРИТА ..... 58

*Марунин М. В., Поликарпова Н. В.* ИССЛЕДОВАНИЯ КРИСТАЛЛОВ БОРАТОВ БАРИЯ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В АКУСТООПТИЧЕСКИХ ПРИБОРАХ УЛЬТРАФИОЛЕТОВОГО ДИАПАЗОНА ..... 65

*Поликарпова Н. В.* ПРИМЕНЕНИЕ АНИЗОТРОПНОГО ПРЕЛОМЛЕНИЯ В АКУСТООПТИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВАХ ..... 71

*Слиньков Г. Д., Манцевич С. Н., Балакший В. И., Магдич Л. Н.* АНАЛИЗ ЭФФЕКТА ПЕРЕСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ АКУСТИЧЕСКОГО РЕЗОНАНСА В АКУСТООПТИЧЕСКОМ МОДУЛЯТОРЕ НА СТОЯЧЕЙ ВОЛНЕ ..... 75

*Фарафонов В. Г., Устимов В. И., Вешев Н. А., Тулегенов А. Р.* РАСЧЕТ ПОЛЯРИЗУЕМОСТИ МНОГОСЛОЙНОЙ СФЕРОИДАЛЬНОЙ ЧАСТИЦЫ ПРИ ПЕРПЕНДИКУЛЯРНОЙ ОРИЕНТАЦИИ ВНЕШНЕГО ПОЛЯ ..... 82

*Хоркин В. С., Поликарпова Н. В., Волошинов В. Б.* АКУСТИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА МОНОКРИСТАЛЛА ТЕЛЛУРА ..... 90

**АКУСТОЭЛЕКТРОНИКА**

*Абрамов А. П.* АКУСТОЭЛЕКТРОННЫЙ БАЛАНСНЫЙ ДИФФЕРЕНЦИАТОР ..... 96

*Абрамов А. П.* ВЕСОВАЯ ФУНКЦИЯ АКУСТОЭЛЕКТРОННОГО ФАЗОВОГО ДЕМОДУЛЯТОРА ..... 101

*Балышева О. Л.* ПРОБЛЕМЫ РАЗРАБОТКИ ПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ ФИЛЬТРОВ НА ПАВ ДЛЯ СИСТЕМ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ ..... 106

*Жежерин А. Р., Федоров И. Д.* ПРИМЕНЕНИЕ ЛИНЕЙНО-ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ В РАДИО-ЧАСТОТНЫХ СИСТЕМАХ ИДЕНТИФИКАЦИИ ОБЪЕКТОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОК НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ ..... 111

*Торгаш Т. Н., Козлов А. Г.* ВЛИЯНИЕ СПЕЙСЕРА В АКУСТИЧЕ-СКОМ ОТРАЖАТЕЛЕ НА ПАРАМЕТРЫ МИКРОЭЛЕКТРОН-НОГО ОАВ-РЕЗОНАТОРА ..... 120

**ОБРАБОТКА И ПЕРЕДАЧА ИНФОРМАЦИИ В ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ**

*Афанасьев М. М., Овчинников А. А.* К ВОПРОСУ О ДЕКОДИРОВА-НИИ ПОЧТИ ПО МАКСИМУМУ ПРАВДОПОДОБИЯ ..... 128

*Балдин М. И., Горшунов Я. А., Козырев Н. А., Коломойцев В. С.* РАЗРАБОТКА И АНАЛИЗ МЕТОДОВ УЛУЧШЕНИЯ ВИЗУАЛЬ-НОГО КАЧЕСТВА ИЗОБРАЖЕНИЙ С НАРУШЕНИЕМ КОНТРАСТНОСТИ ..... 135

*Балонин Н. А., Востриков А. А., Сергеев М. Б., Синицына О. И.* АЛЬТЕРНАНСЫ ЧЕБЫШЕВА КАК КРИТЕРИЙ ДЛЯ ПОИСКА МАТРИЦ БОЛЬШОГО ДЕТЕРМИНАНТА ..... 143

*Богатырев А. В., Богатырев В. А., Богатырев С. В.* ВЕРОЯТНОСТЬ СВОЕВРЕМЕННОСТИ ПОЛНОСВЯЗАННОГО ОБМЕНА В РЕЗЕРВИРОВАННОЙ КОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ ..... 150

*Богатырев С. В., Богатырев В. А., Богатырев А. В.* НАДЕЖНОСТЬ И ВЕРОЯТНОСТЬ СВОЕВРЕМЕННОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ В КЛАСТЕРЕ НЕОДНОРОДНОГО ПОТОКА ПО ФУНКЦИОНАЛЬНОСТИ ЗАПРОСОВ ..... 159

*Богатырев В. А., Богатырев С. В., Богатырев А. В.* РЕЗЕРВИРОВАННОЕ ОБСЛУЖИВАНИЕ НЕОДНОРОДНОГО ПОТОКА ЗАПРОСОВ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЬЮ УЗЛОВ, ОБЪЕДИНЯЕМЫХ В ГРУППЫ ..... 168

*Вересова А. М., Овчинников А. А.* ОБ ИСПОЛЬЗОВАНИИ СОГЛАСОВАННЫХ МЕТРИК В КАНАЛАХ С ПАМЯТЬЮ ДЛЯ КОДОВ ГИЛБЕРТА ..... 176

*Волк А. О., Иванова В. А., Сыщиков А. Ю., Седов Б. Н.* РАЗРАБОТКА ИНДИКАТОРНОГО ФРЕЙМВОРКА ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ДИСПЛЕЙНЫХ СИСТЕМ ..... 183

*Галанина В. А., Решетов Л. А., Соколовская М. В.* РЕКУРРЕНТНАЯ ФОРМА ИНФОРМАЦИОННОГО БАЙЕСОВСКОГО РЕШЕНИЯ ДЛЯ ПЛОХО ОБУСЛОВЛЕННЫХ СИСТЕМ ..... 188

*Гатчин Ю. А., Артемьев В. В., Сухостат В. В.* ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫЕ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ С ИНВАРИАНТНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ..... 194

*Горбачев В. Н., Макаров А. А., Савельева М. Ю., Яковлева Е. С.* ДУБЛИРОВАНИЕ ЭЛЕМЕНТОВ, СОСТАВЛЯЮЩИХ ИЗОБРАЖЕНИЕ ..... 199

*Гуков С. Ю., Афанасьева А. В., Тюрликов А. М.* АНАЛИЗ ПОДХОДОВ К ПЕРЕДАЧЕ ПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКОГО ИНТЕРФЕЙСА МЕЖДУ УДАЛЕННЫМИ УСТРОЙСТВАМИ ..... 206

*Елисеев С. Н., Степанова Н. В., Трифонова Л. Н.* КООПЕРАТИВНОЕ ЗОНДИРОВАНИЕ СПЕКТРА В КОГНИТИВНЫХ РАДИОСЕТЯХ С РЕЛЕЕВСКИМИ ЗАМИРАНИЯМИ ..... 224

*Ерышов В. Г., Ильина Д. В.* МОДЕЛЬ ПРОЦЕССА МОНИТОРИНГА ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ В ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ НА ОСНОВЕ ПРИМЕНЕНИЯ АППАРАТА ТЕОРИИ МАРКОВСКИХ СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ ..... 236

*Иванин А. Н., Канаев А. К.* О ПОДХОДАХ К МОДЕЛИРОВАНИЮ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ТРАНСПОРТНЫХ СЕТЕЙ СВЯЗИ В УСЛОВИЯХ РЕАЛИЗАЦИИ СЕТЕВЫХ И КОМПЬЮТЕРНЫХ АТАК НА ОСНОВЕ ТЕОРИИ МАРКОВСКИХ ПРОЦЕССОВ ..... 243

*Кляус Т. К., Гатчин Ю. А.* МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМЫ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ ОТ АТАК ТИПА ADVANCED PERSISTENT THREAT ..... 250

*Козлов С. В., Шабанов А. П., Кубанков А. Н.* КОГНИТИВНО-СЕМАНТИЧЕСКИЙ МЕТОД ПОДДЕРЖКИ ОРГАНИЗАЦИОННЫХ ПРОЦЕССОВ ПЕРЕДАЧИ И ОБРАБОТКИ ДАННЫХ ..... 261

*Коломойцев В. С.* ЭФФЕКТИВНОСТЬ ВАРИАНТОВ ПОСТРОЕНИЯ СХЕМЫ БЕЗОПАСНОГО ДОСТУПА «СВЯЗУЮЩИЙ УЗЕЛ» ..... 268

*Кретюк Д. С., Веселов А. И.* ОБЗОР МЕТОДОВ АВТОМАТИЧЕСКОГО ФОРМИРОВАНИЯ ОТВЕТОВ НА ВОПРОСЫ О СОДЕРЖИМОМ СЦЕН ..... 276

*Логинов С. С., Зуев М. Ю., Агачева Я. Г.* ГЕНЕРАТОР ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ СИСТЕМЫ ЛОРЕНЦА, ПОДВЕРЖЕННОЙ КВАЗИРЕЗОНАНСНЫМ ВОЗДЕЙСТВИЯМ ..... 284

*Оводенко А. А., Семенова Е. Г., Балашов В. М., Ивакин Я. А., Фролова Е. А.* ОПТИМИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ПРИЕМНЫХ АНТЕНН СТАЦИОНАРНЫХ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ НА ОСНОВЕ ГЕОХРОНОТРЕКИНГА ..... 291

*Овчинников А. А., Фоминых А. А.* ДЕКОДИРОВАНИЕ НИЗКОПЛОТНОСТНЫХ КОДОВ СТАНДАРТА 5G С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СТАТИСТИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ИСТОЧНИКА ..... 301

*Пастушок И. А., Бойков Н. А., Янковский Н. А.* МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕ БИТОВЫХ ПОТОКОВ В СИСТЕМАХ 5G ..... 308

*Пойманова Е. Д., Татарникова Т. М.* МОДЕЛЬ ПРОГНОЗА ДИФФЕРЕНЦИРОВАННОГО НАРАЩИВАНИЯ ЕМКОСТИ СИСТЕМ ХРАНЕНИЯ ДАННЫХ ..... 314

*Сергиенко А. Б., Баранов М. А.* ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МОДИФИЦИРОВАННОГО МЕТОДА ЛУИСА–РЕДЖИАНИНИ ДЛЯ СЛЕПОЙ ОЦЕНКИ ЧАСТОТНОГО СДВИГА КАМ-СИГНАЛОВ ..... 319

*Сивинцева О. А., Зуев М. Ю., Логинов С. С.* ГЕНЕРАТОР ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ СИСТЕМЫ РЕССЛЕРА, РЕАЛИЗОВАННОЙ НАД КОНЕЧНЫМ ПОЛЕМ ГАЛУА ..... 326

*Суворова Е. А., Шейнин Ю. Е.* О ПОСТАНОВКЕ ЗАДАЧИ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СИСТЕМ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ ..... 334

*Татарникова Т. М., Иванова А. В.* СИСТЕМА КОНТРОЛЯ ДОСТУПА В ПОМЕЩЕНИЯ С ПРИМЕНЕНИЕМ ТЕХНОЛОГИИ ИНТЕРНЕТА ВЕЩЕЙ ..... 344

*Татарникова Т. М., Михайлова А. В.* О ПОСТРОЕНИИ ПСИХОЛОГИЧЕСКОГО ПОРТРЕТА ПО ТЕХНОЛОГИИ TEXT MINING ..... 349

*Таубин Ф. А., Трофимов А. Н.* КАСКАДНОЕ КОДИРОВАНИЕ С ВНУТРЕННИМ ДВУХУРОВНЕВЫМ TB/SPC КОДОМ ДЛЯ МНОГОУРОВНЕВОЙ FLASH ПАМЯТИ ..... 354

*Трофимов А. Н., Таубин Ф. А.* АНАЛИЗ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ КАСКАДНОГО КОДИРОВАНИЯ С ВНУТРЕННИМ ДВУХУРОВНЕВЫМ TB/SPC КОДОМ ДЛЯ МНОГОУРОВНЕВОЙ FLASH ПАМЯТИ ..... 362

*Фомичева С. Г.* МОДЕЛИРОВАНИЕ МОБИЛЬНЫХ АГЕНТОВ В КИБЕРФИЗИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ ..... 368

Научное издание

XXIII международная научная конференция

# ВОЛНОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА И ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Сборник статей

Часть 1

Ответственный за выпуск
*В. И. Казаков*

Редакторская подготовка *Л.И. Корнеева*
Компьютерная верстка *А. Н. Колешко*

Подписано к печати 29.05.2020. Формат 60×84 1/16.
Уч.-изд. л. 27,5. Усл.-печ. л. 26,5. Тираж 150 экз. Заказ № 148.

Редакционно-издательский центр ГУАП
190000, Санкт-Петербург, Б. Морская ул., 67