Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

XXII международная научная конференция

Волновая электроника и инфокоммуникационные системы

Сборник статей
Часть 1

3-7 июня 2019
Санкт-Петербург

Санкт-Петербург, Россия
2019

ББК 32.85
УДК 621.38
В67

В67 Волновая электроника и инфокоммуникационные системы: Двадцать вторая международная научная конференция ГУАП: сб. статей: в 2 ч. Ч. 1. СПб.: ГУАП, 2019. 294 с.

ISBN 978-5-8088-1364-9
ISBN 978-5-8088-1365-6 (Ч. 1)

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

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

ISBN 978-5-8088-1364-9
ISBN 978-5-8088-1365-6 (Ч. 1)

© Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, 2019

ОРГАНИЗАТОРЫ И СПОНСОРЫ КОНФЕРЕНЦИИ

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения (ГУАП)

Российский фонд фундаментальных исследований

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) в течение многих лет активно участвует в так называемой конгрессной деятельности, проводя практически ежегодно научные конференции, симпозиумы и семинары по тематике своих научных исследований.

Важное место в этой работе 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 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
XXII международной конференции «Волновая электроника
и инфокоммуникационные системы»
Академик РАН А.С. Бугаев

Dear friends! St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation (SUAI) is actively involving in congress activities for many years, providing almost every year scientific conferences, symposia, and seminars on the topics of its scientific research.

The topics of «Acoustooptics», «Acoustoelectronics», «Infocommunications», «Methods and devices for information processing», «Electromechanics» and «Integrated Microelectronic Systems» are an important part of this work.

Leading scientists of the world and experts without age limit are invited to give lectures on the recent achievements in their corresponding scientific and technological fields.

The organizers believe communication and building relationships between generations and amongst the young scientists from many countries will encourage and support future joint scientific research throughout the world. Many funds, international unions and Russian enterprises have always supported the conference. In particular, the organizers would like to express the sincerest gratitude to V.A. Volkov, the General Director of the «Morion» Inc. for providing ongoing financial help. In addition, we would like to note the continuous support from the Russian Foundation for Basic Research (RFBR), the international scientific societies SP1E and OSA, and a number of other scientific organizations. We hope the tradition of holding conferences «Wave electronics and telecommunication systems » continues to thrive and expand.

A.S. Bugayev, Academician of Russian Academy of Science,
the Chairman of the Organizing Committee
of the 22-th International Conference «Wave electronics
and telecommunication systems»

АКУСТООПТИКА

УДК 534.8, 535.4

В.И. Балакший*, доктор физико-математических наук, профессор
Л.Н. Магдич**, доктор технических наук, начальник лаборатории
С.Н. Манцевич*, кандидат физико-математических наук,
Г.Д. Слиньков*, студент
*Московский государственный университет имени М.В. Ломоносова
**Научно-исследовательский институт «Полюс» имени М.Ф. Стельмаха

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОННОЙ ПЕРЕСТРОЙКИ АКУСТООПТИЧЕСКОГО СИНХРОНИЗАТОРА МОД ЛАЗЕРА[1]

Представлены результаты экспериментального исследования эффекта электронной перестройки акустических резонансов в акустооптическом синхронизаторе мод лазера. В приближении плоских акустических волн решена задача возбуждения акустического резонатора Фабри-Перо пластинчатым пьезопреобразователем с учетом реальных параметров ВЧ-генератора и элементов согласования преобразователя с генератором. Перестройка резонансов осуществлялась путем изменения реактивных согласующих элементов (индуктивности и емкости), подключенных к преобразователю акустооптической ячейки. В эксперименте использовалась ячейка, изготовленная из кристаллического кварца с двухсекционным преобразователем из ниобата лития.

Ключевые слова: акустооптическое взаимодействие, синхронизация мод лазера, акустооптический модулятор, акустический резонатор Фабри-Перо, пьезопреобразователь.

V.I. Balakshy*, Doctor of Science, Professor
L.N. Magdich**, Doctor of Science, Head of Acousto-Optic Laboratory
S.N. Mantsevich*, PhD, Assistant Professor
G.D. Slin'kov*, Student
*****Lomonosov Moscow State University, Faculty of Physics
******Stel'makh Research and Development Institute «Polyus»

EXPERIMENTAL STUDY OF ELECTRONIC RETUNING OF ACOUSTO-OPTIC LASER MODE LOCKER

The effect of electronic retuning of acoustic resonances in an acousto-optic laser mode locker is investigated experimentally. In the approximation of plane acoustic waves, the problem of excitation of the Fabry–Perot acoustic resonator by a plate piezoelectric transducer is solved with taking into account real parameters of a RF generator and matching elements. The resonances were retuned by changing reactive matching elements (inductance coil and capacitor) connected between the generator

[1] Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (РФФИ), грант № 17-07-00369.

and the transducer. In the experiment, an acousto-optic cell made of a crystalline quartz with a two-sectional lithium niobate transducer was used.

Keywords: acousto-optic interaction, laser mode locking, acousto-optic modulator, acoustic Fabry-Perot resonator, piezoelectric transducer.

Дифракция света на ультразвуке является одним из основных эффектов, используемых для управления оптическим излучением в различных областях науки и техники [1-3]. Важным применением акустооптического (АО) эффекта является синхронизация продольных мод лазеров путем модуляции внутренних потерь лазера на частоте межмодового интервала. Для этого используется, как правило, АО модулятор, располагаемый внутри резонатора лазера [4-7]. При возбуждении в ячейке модулятора стоячей акустической волны с частотой f интенсивность светового пучка, проходящего через ячейку, меняется с частотой $2f$. Наиболее сильный эффект синхронизации мод возникает, когда частота $2f$ становится равной частоте межмодового интервала лазера $\Delta\nu = c/2L$, где c – скорость света, а L – длина резонатора лазера. В этом случае лазер начинает генерировать излучение в виде последовательности импульсов с частотой повторения $c/2L$ и длительностью $\tau \approx 2L/cN$, где N – число засинхронизованных мод.

Важным условием для получения режима синхронизации мод лазера является хорошая температурная стабилизация лазера и ячейки синхронизатора мод. Если в процессе работы лазера температура изменится хотя бы на несколько градусов (что соответствует реальной ситуации), то это приведет к изменению длины ячейки модулятора и скорости ультразвука. В результате нарушится условие $\Delta\nu = 2f$ и синхронизация мод исчезнет.

При экспериментальном исследовании АО синхронизаторов мод было установлено, что можно перестраивать акустические резонансные частоты АО модулятора с помощью реактивных электрических элементов, включаемых между модулятором и ВЧ генератором для электрического согласования их импедансов [8]. Обнаруженный эффект открывает возможности для создания оптоэлектронной цепи обратной связи, обеспечивающей стабилизацию акустических резонансов. В статьях [9,10] дано объяснение этого эффекта и представлены предварительные экспериментальные результаты с АО ячейкой из плавленого кварца. Данная работа является продолжением этих исследований. Здесь рассмотрен другой вариант схемы согласования ВЧ генератора с преобразователем и представлены результаты экспериментального исследования синхронизатора мод из кристаллического кварца с продольной акустической волной, возбуждаемой вдоль оси X кристалла.

На рис. 1 изображена эквивалентная электрическая схема АО синхронизатора мод. Блоками *1* и *3* представлены ВЧ генератор с э.д.с. $E_0 \exp(\mathrm{j}\Omega t)$ и внутренним сопротивлением R_i и пьезопреобразователь в виде параллельно включенных эффективных параметров $R(\Omega)$ и $C(\Omega)$ [11]. Сопротивление R описывает преобразование подводимой к пьезопластине электрической мощности в акустическую и носит название «сопротивления излучения». Блок согласования генератора с преобразователем *2* представлен двумя элементами с импедансами Z_{1m} и Z_{2m}.

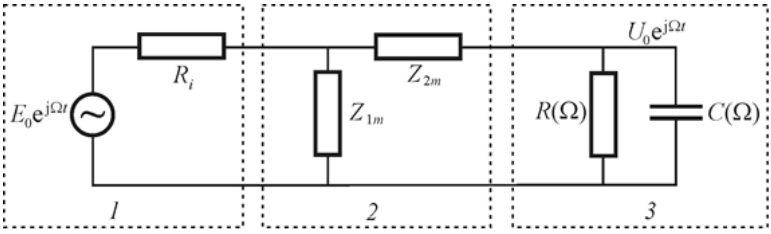


Рис. 1. Электрическая схема согласования пьезопреобразователя с ВЧ генератором: *1* – генератор, *2* – блок согласования, *3* – преобразователь

Из рис. 1 следует, что амплитуда напряжения на преобразователе определяется соотношением:

$$U_0 = \frac{E_0 Z_{1m} Z_e}{\left(Z_{1m} + Z_{2m} + Z_e\right) R_i + \left(Z_{2m} + Z_e\right) Z_{1m}}, \qquad (1)$$

где Z_e – электрический импеданс преобразователя. Решение задачи электроакустического возбуждения ячейки АО модулятора дает следующее выражение для импеданса Z_e [8]:

$$Z_e^{-1} = \frac{j\Omega C_0 F \cos F}{F\cos F - k^2 \sin F} \times \left\{1 - \frac{k^2 (1-\cos F)^2 (E+1)}{\cos F (Z_a/F)(\beta + jF)(E-1)\left(F\cos F - k^2 \sin F\right) + (E+1)\left[F\sin F - 2k^2(1-\cos F)\right]}\right\}. \qquad (2)$$

Здесь введены обозначения: $E = \exp\left[-2\gamma(\beta + jF)\right]$, $\gamma = V_1 l / V_2 h$, $\beta = \alpha V_2 h / V_1$, $F = \Omega_1 h / V_1$ – нормированная акустическая частота, h – толщина преобразователя, C_0 – его статическая емкость, l – длина АО ячейки в направлении распространения ультразвука, k – коэффициент электромеханической связи, $Z_a = \rho_2 V_2 / \rho_1 V_1$ – относительный акустический импеданс, ρ_1, ρ_2 и V_1, V_2 – плотность и скорость звука для преобразователя и АО ячейки соответственно, α – коэффициент затухания ультразвука в материале ячейки.

Из формул (1) и (2) следует, что напряжение на преобразователе находится в сложной зависимости как от частоты генератора $\Omega = 2\pi f$, так и от величин согласующих элементов. Разумеется, согласующие элементы не меняют импеданса преобразователя. Но поскольку изменяется напряжение на преобразователе, то, как следствие, должна меняться частотная характеристика возбуждения ультразвука. Полученные выражения позволяют рассчитать электрические и акустические характеристики АО синхронизатора мод.

В нашем устройстве АО ячейка была выполнена из кристаллического кварца ($\alpha - SiO_2$) в виде прямоугольного параллелепипеда размером $8 \times 6 \times 45$ мм

($l = 8$ мм в направлении распространения ультразвука и $a =$ 45 мм по свету) с параметрами $V_2 = 5.75 \cdot 10^5$ см/с, $\rho_2 = 2.65$ г/см^3 (рис. 2). Преобразователь представлял собой две одинаковые пластинки из кристалла ниобата лития ($LiNbO_3$), электрически включенные последовательно с суммарной емкостью $C_0 = 330$ пФ. Пластинки площадью 4.5×19 мм^2 и толщиной $h = 0.045$ мм были изготовлены из $Y + 36°$-го среза кристалла. Этот срез является оптимальным для возбуждения продольных акустических волн и характеризуется высоким значением коэффициента электромеханической связи: $k = 0.49$ [12]. Относительный акустический импеданс был равен $Z_a = 0.44$. АО модулятор был изготовлен для работы на частоте $f \approx 80$ МГц, которая соответствует безразмерной частоте $F \approx 3.08$. Расстояние между акустическими модами модулятора было равно $\Delta f = 360$ кГц ($\Delta F = 0.014$). В расчетах коэффициент затухания ультразвука в АО ячейке был взят равным $\alpha = 2.2 \cdot 10^{-3}$ см$^{-1}$. В качестве согласующих элементов были использованы конденсатор C_m и катушка индуктивности L_m, показанные на рис. 2.

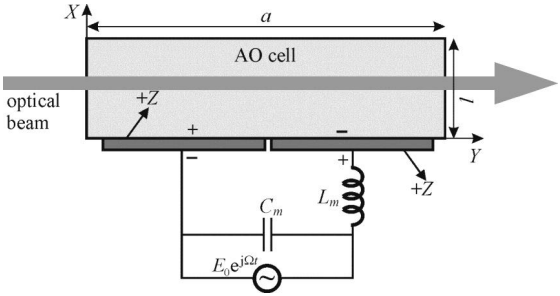


Рис. 2. Схема АО синхронизатор мод на основе кристалла кварца

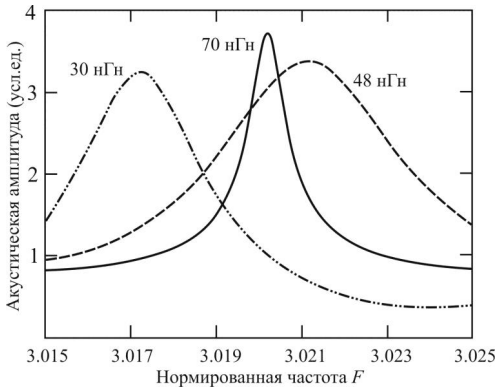
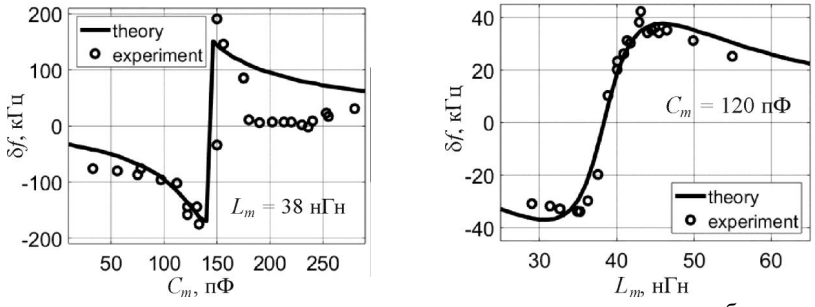


Рис. 3. Перестройка резонансной частоты АО ячейки с помощью согласующей индуктивности (расчет)

Для синхронизации мод лазера используется одна из мод АО ячейки, удвоенная частота которой совпадает с межмодовой частотой лазера. Рис. 3 демонстрирует эффект перестройки частоты акустической моды путем изменения согласующей индуктивности L_m. Представлено три резонансные кривые ячейки, соответствующие разным значениям индуктивности. Изменение индуктивности приводит не только к сдвигу резонансной частоты, но также к изменению ширины резонансной кривой (изменению добротности моды). При этом наиболее сильно влияние индуктивности сказывается в области относительно низкой добротности. Это связано со спецификой возбуждения АО модулятора, работающего в режиме стоячих акустических волн: чем лучше ВЧ генератор согласован с АО ячейкой, тем эффективнее преобразуется электрическая мощность в акустическую, но тем лучше уходит акустическая энергия из ячейки обратно в генератор.

На рис. 4 представлены результаты эксперимента. По оси ординат отложена величина сдвига резонансной частоты акустической моды δf. В случае (а) перестройка осуществлялась изменением согласующей индуктивности L_m. Эта зависимость имеет сложный, немонотонный характер. По своей форме она напоминает частотную зависимость эффективной емкости преобразователя $C(\Omega)$. Это говорит о том, что эффект сдвига акустической резонансной частоты определяется фазовыми соотношениями на границе преобразователь – АО ячейка [10]. Аналогичный вид имеет перестроечная кривая в случае (б), когда менялась согласующая емкость C_m. Для каждого варианта фиксированные значения C_m и L_m указаны на графиках.



а б

Рис. 4. Результаты эксперимента по перестройке резонансной частоты акустической моды с помощью согласующей индуктивности (а) и емкости (б)

Полученные результаты позволяют сделать вывод, что на основе изученного эффекта можно создать систему автоматической подстройки частоты в АО модуляторе, работающем в режиме синхронизации мод лазера.

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, Изд-во ТГУ, 2004.

4. Hargrove L.E., Fork R.L., Pollack M.A. Locking of He-Ne laser modes induced by synchronous intracavity modulation // Appl. Phys. Lett. 1964. V. 5. No. 1. Pp. 4–5.

5. DiDomenico Jr. M., Geusic J.E., Marcos H.M., Smith R.G. Generation of ultrashort optical pulses by mode locking the YAlG:Nd laser // Appl. Phys. Lett. 1966. V. 8. No. 7. Pp. 180−183.

6. Keller U., Li K.D., Khuri-Yakub B.T., Bloom D.M. Highfrequency acousto-optic mode locker for picosecond pulse generation // Opt. Lett. 1990. V. 15. No. 1. Pp. 45–47.

7. Eichler H.J., Barocsi A., Jakab L., Liu B. Acousto-optic mode-locker for Nd:lasers using paratellurite // Appl. Phys. B. 1991. V. 53. No. 3. Pp. 194–197.

8. Magdich L.N., Balakshy V.I., Mantsevich S.N. Electronic tuning of acoustic resonances in acousto-optic mode lockers // Appl. Acoust. 2016. V. 112. Pp. 217–220.

9. Magdich L.N., Balakshy V.I., Mantsevich S.N. Electronic frequency tuning of the acousto-optic mode-locking device of a laser // Acoust. Phys. 2017. V. 63. No. 6. No. 645–651.

10. Balakshy V.I., Magdich L.N., Mantsevich S.N. Electrical control of the frequencies of a Fabry–Perot acoustic resonator // Bull. Russian Acad. Sci.: Physics. 2018. V. 82. No. 5. Pp. 459–464.

11. Balakshy V.I., Linde B.B.J., Vostrikova A.N. Acousto-optic interaction in a non-homogeneous acoustic field excited by a wedge-shaped transducer // Ultrasonics. 2008. V. 48. No. 5. Pp. 351–356.

12. Дьелесан Э., Руайе Д. Упругие волны в твердых телах. М.: Наука, 1982.

УДК 535.4

В. Н. Белый*, доктор физико-математических наук, профессор
Н. С. Казак*, академик
Н. А. Хило, кандидат физико-математических наук
П. И. Попот**, кандидат физико-математических наук
*НАН Беларуси
**Институт физики НАН Беларуси

АКУСТООПТИЧЕСКАЯ ГЕНЕРАЦИЯ СВЕТОВЫХ ПУЧКОВ С ПЕРЕСТРАИВАЕМОЙ КРИВОЛИНЕЙНОЙ ТРАЕКТОРИЕЙ РАСПРОСТРАНЕНИЯ

Исследованы особенности формирования динамических световых пучков Эйри на основе акустических фазовых косинус-линз при освещении одним и двумя гауссовыми пучками с совпадающими или ортогональными состояниями поляризации. Такие световые поля перспективны в лазерных технологиях, микроскопии на основе световых листов, дистанционного зондирования.

Ключевые слова: пучки Эйри, акустооптика, синус и косинус-линзы.

V. N. Belyi, Corresponding Member of BAS Belarus
N. S. Kazak, Academician of NAS Belarus
N. A. Khilo, PhD
P. I. Ropot, PhD
Institute of Physics of NAS Belarus

ACOUSTOOPTIC GENERATION OF LIGHT BEAMS WITH TUNABLE CURVILINEAR PROPAGATION TRAJECTORY

The peculiarities have been investigated of formation of dynamic light Airy beams on the basis of acoustic phase cosine-lenses at illumination by one or two Gaussian beams with coinciding or orthogonal polarization states. Such light fields are perspective in laser technologies, microscopy on the basis of sun leaves, remote sensing.

Keywords: Airy beams, acustooptoc, sin- and cos-lenses.

Ранее в [1] предложено формировать перестраиваемые пучки Эйри (ЭП) при рефракции света на стоячей акустической волне. Механизм формирования перестраиваемых ЭП состоит в том, что звуковое поле изменяет показатель преломления среды $\Delta n(x,t) = \Delta n_0 \sin(2\pi x/\lambda_a)\cos(\omega_a t)$, где λ_a и $\omega_a = 2\pi f_a$ длина волны и частота звука. В результате в среде формируется фазовая решетка с функцией пропускания $\tau_s(x) = \exp\left(i\varphi_s(x)\cos(\omega_a t)\right)$, где $\varphi_s(x) = \Delta\varphi_0 \sin\left(2\pi x/\lambda_a\right)$, $\Delta\varphi_0 = k_0 \Delta n_0 h$, Δn_0 – амплитуда модуляции показателя преломления, h – ширина акустического столба. В отличие от схемы дифракции Рамана-Ната на фазовой решетке, здесь падающий пучок является узким, так что его ширина меньше половины длины акустической волны. Поэтому вместо фазовой решетки удобно ввести в рас-

смотрение фазовый элемент, который можно назвать акустической синус-линзой (sin-линзой). Диаметр этой линзы равен $L = \lambda_a/2$, а фазовый профиль, т.е. функция $\varphi_s(x)/\Delta\varphi_0$ показан на рис. 1а. Действие sin-линзы эквивалентно действию последовательно расположенных призмы и кубической линзы. Призма в этом случае будет ответственна за угловое сканирование падающего пучка, а кубическая линза – за формирование ЭП [1].

В настоящей работе проводится исследование системы из двух sin-линз. Соответствующий фазовый профиль показан на рис. 1. Очевидно, что здесь реализуется конфигурация косинус-линзы (cos-линзы), функция пропускания которой имеет вид $\tau_c(x) = \exp\left(i\varphi_c(x)\cos(\omega_a t)\right)$ $\varphi_c(x) = \Delta\varphi_0 \cos\left(\pi x/L\right)$ в пределах изменения аргумента (- π ÷ π).

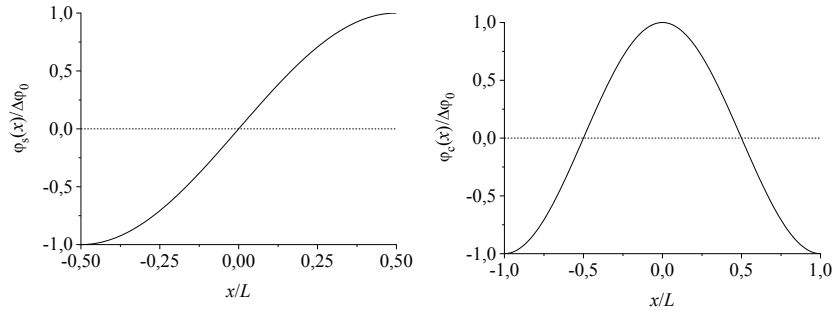


Рис. 1. Фазовая функция sin-линзы (а) и cos-линзы (б)

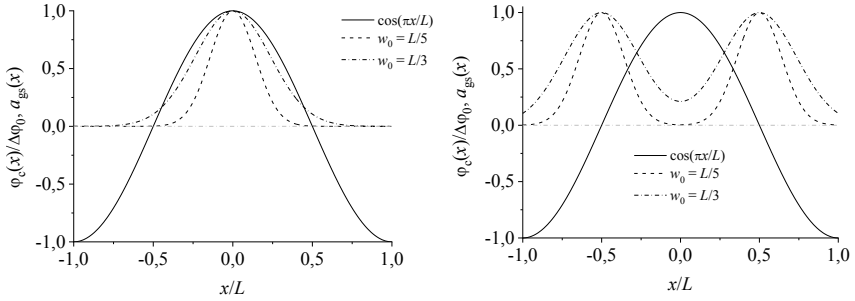
Принципиальным отличием линз типа показанных на рис. 1 от обычных сферических линз является наличие точек или линий перегиба фазовых функций. В линзе на рис. 1 имеются две точки перегиба x_c = ± L/2. Для изучения свойств cos-линзы будет рассматриваться оптическая схема, включающая непосредственно линзу, т.е. реально АО ячейку, в которой возбуждена стоячая волна с функцией пропускания $\tau_C(x)$ и Фурье-преобразующую линзу. Падающий пучок будем считать гауссовым (ГП) с амплитудой $a_{in}(x) = \exp\left(-x^2/w^2\right)$. Представляют интерес две схемы освещения cos- линзы: 1) падающий ГП имеет центр на оптической оси, т.е. при x = 0 (см. рис. 2а); 2) линза освещается двумя ГП с центрами в точках перегиба x_c = ± L/2 (рис. 2б).

В параксиальном приближении поле в области задней фокальной плоскости цилиндрической линзы рассчитывалось по формуле

$$a(x,z) = \sqrt{\frac{-i}{\lambda f}} \int_a^b a_{in}(x_1)\tau(x_1)\exp\left(-i\frac{k_0 x x_1}{f} - i\frac{k_0 x_1^2 \Delta z}{2f^2}\right)dx_1. \qquad (1)$$

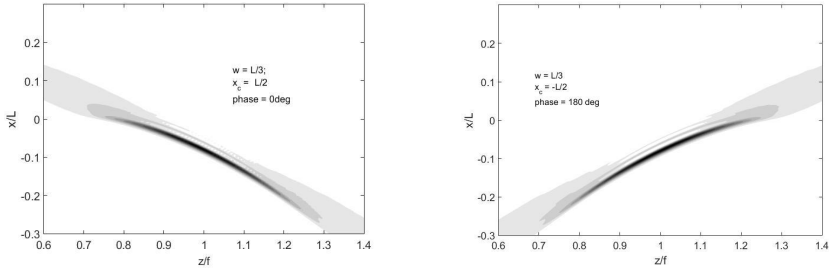
Здесь $\Delta z = (z - f)$ – отстройка приемной плоскости от фокуса *f*.

Рассматривается геометрия освещения, соответствующая рис. 2б. Результаты расчетов по формуле (1) для случая одного падающего ГП показаны на рис. 3 и 4.



а б

Рис. 2. Две конфигурации относительного расположения падающих ГП и cos-линзы



а б

Рис. 3. Криволинейное распросранение интенсивной части светового пучка, формируемого cos-линзой. Центр падающего ГП расположен в правой точке перегиба x_c = L/2 (а) и в левой x_c = –L/2 (б). Полуширина w = L/3, временная фаза $\varphi_t = \omega_a t$ = 0 град (а) и 180 град (б).

Как и следовало ожидать, формируемые cos-линзой световые пучки в целом распространяются наклонно к оптической оси схемы, а наиболее интенсивные максимумы пучков искривлены. Если $\varphi_t = \omega_a t$ = 180 град, то знак кривизны траектории пучка изменяется. При значениях фазы π/2 и 3π/2 в пределах одного периода криволинейные траектории трансформируются в прямые линии.

На рис. 4 показаны три поперечных сечения пучка, соответствующего рис. 3а, плоскостями z = 0.86f, 1f и 1.13f. Приведенные графики имеют хорошо известные профили, характерные для ЭП конечной энергии, что может быть доказано и строгим расчетом.

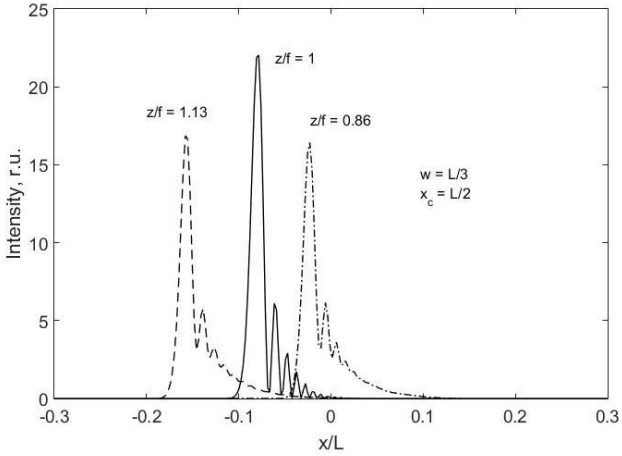
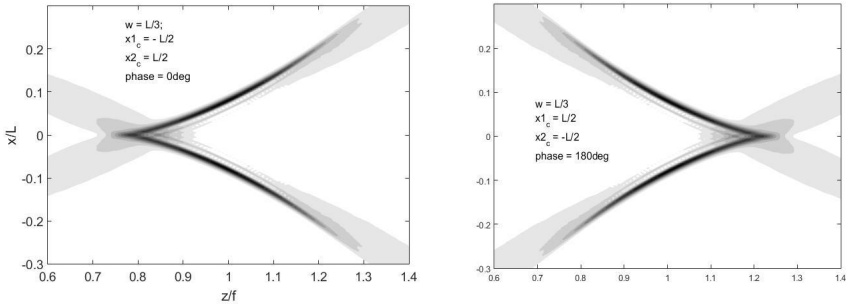


Рис. 4. Распределение интенсивности светового поля, соответствующего рис. 3а, вдоль поперечной оси x при z = 0.86f, 1f и 1.13f. При расчетах использовался следующий набор параметров: длина волны λ = 633 нм, $\Delta n_0 = 5 \cdot 10^{-4}$, h = 5mm, L = 3mm, f = 0.1m, $w = L/3$



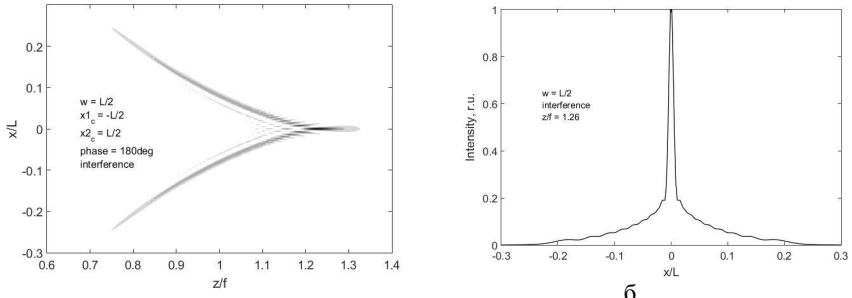
а б

Рис. 5. Криволинейное распространение энергии двух ЭП с ортогональной поляризацией, формируемых cos-линзой. φ_t = 0 град (а) и 180 град (б)

Важной особенностью cos-линзы является возможность освещать ее двумя ГП одновременно. На рис. 5 показано поле, формируемое cos-линзой при освещении ее двумя ГП с ортогональными состояниями поляризации. Видно, что криволинейные траектории двух ЭП пространственно согласованы так, что в результате формируется световой клин. При освещение cos-линзы пучками с совпадающей поляризацией появляется интерференция парциальных ЭП (рис. 6). Поперечное распределение интенсивности в области верхушки клина показано

на рис. 6б. Видно наличие узкого интенсивного максимума с FWHM ≈ 30 мкм. Световые структуры, показанные на рис. 5 и 6 представляют собой в пространстве два световых листа, сходящиеся или расходящиеся из некоторого фокуса.

Угол схождения (расхождения) в параксиальном случае имеет величину ~ 1 град. При изменения φ_t на 180 град верхушка клина на рис. 5б перемещается в другое крайнее положение, показанное на рис. 5а. Для промежуточных значений фазы линзы между нулем и 180 град светосила cos-линзы убывает и достигает минимума при φ_t = 90 град. В этом случае ЭП трансформируется в ГП. Формируемые cos-линзами световые поля могут представить интерес в лазерной технологии, микроскопии на основе световых листов, дистанционного зондирования.



а б

Рис. 6. Световой клин, формирующийся при когерентной суперпозиции двух ЭП, генерируемых cos-линзой (а). Поперечное распределение интенсивности в области верхушки клина (б)

Отметим в заключение, что световые поля с профилями, близкими к исследованным в настоящей работе, изучались и ранее в рамках концепций двойного ЭП [2] и симметричных ЭП [3, 4]. Отличия пучков Эйри-типа, формируемых cos-линзами, следующие: кроме искривления траектории имеет место и поперечное смещение энергетических центров парциальных ЭП; возможна манипуляция поляризацией парциальных ЭП, что позволяет устранить при необходимости интерференционный эффект; легко реализуема схема с более чем двумя парциальными ЭП; использование акустооптики позволяет управлять параметрами ЭП с высокой скоростью.

Библиографический список

1. Khilo N. A., Belyi V. N., Kazak N. S., Ropot P. I. Acoustooptic refraction-influenced generation of tunable incomplete Airy beams // J. Opt. 2014. Vol. 16. P. 85-702.

2. Hwang C. Y., Choi D., Kim K. Y., Lee B. Dual Airy beam // Opt. Express. 2010. Vol. 18. Pp. 23504-23516.

3. Vaveliuk P., Lencina A., Rodrigo J. A., Matos O. M. Symmetric Airy beams // Opt. Lett. 2014. Vol. 39. Pp. 2370-2373.

4. Jáuregui R., Quinto-Su P. A. On the general properties of symmetric incomplete Airy beams // J. Opt. Soc. Am. A. 2014. Vol. 31. Pp. 2484-2488.

УДК 534.535

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

ДВУКРАТНАЯ БРЭГГОВСКАЯ ДИФРАКЦИЯ БЕССЕЛЕВЫХ СВЕТОВЫХ ПУЧКОВ ВЫСШИХ ПОРЯДКОВ НА УЛЬТРАЗВУКЕ В ОДНООСНЫХ ГИРОТРОПНЫХ КРИСТАЛЛАХ

Теоретически и экспериментально исследована неколлинеарная двукратная брэгговская дифракция бесселевых световых пучков на ультразвуке в одноосных гиротропных кристаллах. Установлено, что при распространении бесселевого светового пучка вдоль оптической оси кристалла, дифрагированные световые пучки ±1-го порядка располагаются симметрично относительно падающего и имеют примерно одинаковую интенсивность.

Ключевые слова: акустооптическое взаимодействие, одноосный гиротропный кристалл, бесселев световой пучок, двукратная брэгговская дифракция.

V.N. Belyi*,* doctor of physical and mathematical sciences, professor
G.V. Kulak**,* doctor of physical and mathematical sciences, professor
G.V. Krokh**,* investigator
P.I. Ropot*,* kandidat of physics and mathematical sciences, associated professor
O.V. Shakin****,* doctor of engineering, professor
*B.I. Stepanov Insitute of Physics of NASB Minsk, Belarus
**I.P. Shamiakin in Mozur State Pedagogical University, Belarus.
***State University of Aerospace Instrumentation, Saint-Petersburg, Russia

TWO-STAGE BRAGG DIFFRACTION OF HIGHER ORDER BESSEL LIGHT BEAMS BY ULTRASOUND IN UNIAXIAL GYROTROPIC CRYSTALS

Non-collinear two-stage Bragg diffraction of Bessel light beams on ultrasound in uniaxial gyrotropic crystals was theoretically and experimentally investigated. It is stated that when Bessel light beams propagate along the optical axis of crystal the diffracted light beams of ±1-th orders arrange symmetrically to the incident beam and have practically the same intensity.

Key words: acousto-optical interaction, uniaxial gyrotropic crystal, Bessel light beam, two-stage Bragg diffraction.

Введение. Акустооптическая (АО) дифракция световых волн в плосковолновом приближении или гауссовых световых пучков хорошо изучена [1]. В работе [2] рассмотрены особенности двукратной брэгговской АО дифракции многоцветного оптического излучения в гиротропных кристаллах. В последнее время значительное внимание уделяется изучению особенностей АО преобразования бесселевых световых пучков (БСП) в гиротропных средах [3].

Теоретические результаты и обсуждение. Рассмотрим геометрию АО взаимодействия, при которой УЗ волна распространяется в кристалле TeO_2 в направлении оси X и занимает пространство между плоскостями $z = 0$ и $z = l$. Ось падающего БСП расположена в плоскости XZ. При двукратной брэгговской дифракции падающий БСП распространяется вдоль оптической оси кристалла и дифрагированные световые пучки распространяются под примерно одинаковыми углами φ_1 и φ_2 к падающему. Частота ультразвука f, при которой происходит двукратная АО дифракция находится из соотношения [1]: $f = \upsilon\sqrt{n\Delta n} / \lambda_0$, где υ – фазовая скорость УЗ волны, n – средний показатель преломления дифрагированных волн, Δn – разность показателей преломления дифрагированных волн, обусловленная линейной анизотропией и гиротропией [2], λ_0 – длина световой волны в вакууме.

Из уравнений Максвелла и материальных уравнений следует волновое уравнение для напряженности $\vec{E}$ светового поля в области, занятой ультразвуком. Решение волнового уравнения будем искать в виде суммы трех связанных эллиптически поляризованных волн с медленно изменяющимися амплитудами:

$$\vec{\mathrm{E}} = \vec{\mathrm{e}}_{\pm} A_{\mathrm{i}}(\mathrm{z}) e^{i[\mathrm{k_i r}-\omega t]} + \vec{\mathrm{e}}_{\mp} \mathrm{A}_{\mathrm{d1m}}(\mathrm{z}) \mathrm{e}^{\mathrm{i}[\mathrm{k_{d1} r}-\omega_{\mathrm{d1}} \mathrm{t}]} + \vec{\mathrm{e}}_{\mp} \mathrm{A}_{\mathrm{d2m}}(\mathrm{z}) \mathrm{e}^{\mathrm{i}[\mathrm{k_{d2} r}-\omega_{\mathrm{d2}} \mathrm{t}]}, \qquad (1)$$

где A_i – комплексная амплитуда преломленной волны, A_{d1m}, A_{d2m} – комплексные амплитуды дифрагированных волн; $\vec{e}_+ = e_{\rho+}\vec{e}_\rho + e_{\phi+}\vec{e}_\phi$, $\vec{e}_- = e_{\rho-}\vec{e}_\rho + e_{\phi-}\vec{e}_\phi$, причем

$$e_{\rho+} = i\left[\frac{m}{q\rho} J_m(q\rho)(1+\cos\gamma_+) - J_{m+1}(q\rho)\cos\gamma_+\right],$$

$$e_{\phi+} = \left[J_{m+1}(q\rho) - \frac{m}{q\rho} J_m(q\rho)(1+\cos\gamma_+)\right],$$

$$e_{\rho-} = -i\left[\frac{m}{q\rho} J_m(q\rho)(1-\cos\gamma_-) + J_{m+1}(q\rho)\cos\gamma_-\right],$$

$$e_{\phi-} = \left[-J_{m+1}(q\rho) + \frac{m}{q\rho} J_m(q\rho)(1-\cos\gamma_-)\right].$$

Здесь введены следующие обозначения: $\vec{e}_\rho, \vec{e}_\phi, \vec{e}_z$ – единичные векторы в цилиндрической системе координат ρ, ϕ, z; $k_\pm = k \pm \beta$, причем $\beta = \alpha k_0 / \cos(\gamma)$ – удельное вращение кристалла, γ – параметр конусности преломленного светового пучка без учета гиротропии и линейной анизотропии, $\alpha = \alpha_{ij} n_i^0 n_j^0$ – параметр гиротропии в направлении распространения дифрагиро-

ванной волны (α_{ij} – тензор гирации, n_i^0 – компоненты единичного вектора волновой нормали дифрагированной волны), m – целое число; параметры $\gamma_\pm$ находятся из соотношений: $cos(\gamma_\pm) = \cos(\gamma_0)\left[1 \pm (\alpha / \sqrt{\varepsilon}) tg(\gamma_0)\right]$, где $\varepsilon = \varepsilon_{ij} n_i^0 n_j^0$ (ε_{ij} – компоненты тензора диэлектрической проницаемости одноосного кристалла); $\Delta\hat{\varepsilon}$ – изменение тензора диэлектрической проницаемости, индуцированное ультразвуковой волной.

Из решения волнового уравнения с учетом (1) следует, что амплитуды падающей A_i и дифрагированных A_{d1m} и A_{d2m}, волн удовлетворяют следующей системе уравнений:

$$\begin{aligned}
\frac{dA_{d1m}}{dz} &= \chi_{e,o} g_{\pm,\mp} A_i \exp(-ik_1 z),\\
\frac{dA_i}{dz} &= \chi_{o,e}[g_{\pm,\mp} A_{d1m} \exp(i\Delta k_1 z) - g_{\pm,\mp} A_{d2m} \exp(-i\Delta k_0 z)],\\
\frac{dA_{d2m}}{dz} &= \chi_{o,e} g_{\pm,\mp} A_i \exp(i\Delta k_0 z),
\end{aligned} \qquad (2)$$

где $\Delta k_0 = k_{d2z} - k_{iz} - K_z$, $\Delta k_1 = k_{d1z} - k_{iz} - K_z$ – отстройки фазового синхронизма (K_z – проекция волнового вектора УЗ волны на ось Z). Входящие в (3) интегралы перекрытия $g_{\pm,\mp}$ имеют следующий вид:

$$g_{\pm,\mp} = \frac{\int_0^{R_B} \left[\left(\hat{e}^*_{\rho\pm} e_{\rho\mp}\right) + \left(\hat{e}^*_{\phi\pm} e_{\phi\mp}\right)\right] \rho d\rho}{\sqrt{\int_0^{R_B} \left(|\hat{e}_{\rho\pm}|^2 + |\hat{e}_{\phi\pm}|^2\right) \rho d\rho} \sqrt{\int_0^{R_B} \left(|e_{\rho\mp}|^2 + |e_{\phi\mp}|^2\right) \rho d\rho}}.$$

В приведенных выше формулах символ «$\hat{e}$-бар» означает, что символ q, соответствующий поперечному волновому числу дифрагированного БСП, следует заменить на символ q_0 для падающего; R_B – радиус БСП.

В результате выполнения сверток тензора $\Delta\hat{\varepsilon}$ с векторами поляризации падающего $\vec{u}_o$ и дифрагированного $\vec{u}_e$ БСП получаем следующее выражение для коэффициента АО модуляции $\chi_{oe} = \chi_{eo} = (\vec{u}_e^* \Delta\hat{\varepsilon}\, \vec{u}_o)$ световой волны: $\chi_{oe} = \Delta\left[\Delta_1(\tau_o\tau_e\cos\phi_2 + 1) + \Delta_2\tau_o\tau_e\sin\phi_2\right]$, $\Delta_1 = [n_e^4(p_{11} - p_{12})]/\tau_{oe}$, $\Delta_2 = (n_o^2 n_e^2 p_{44})/2\tau_{oe}$, $\Delta = \pi U_{12}/\left[2\lambda_0 (n_o n_e)^{1/2}\right]$, $\tau_{oe} = \left[(1+\tau_o^2)(1+\tau_e^2)\right]^{1/2}$, причем компонента тензора деформаций $U_{12} = \left|\nabla_2 U\right| = \left|2I_a / \sigma\upsilon^3\right|^{1/2}$ (U – компонента вектора смещений, I_a – интенсивность УЗ волны, σ – плотность кристалла, λ_0 – длина световой волны в вакууме; p_{11}, p_{12}, p_{44} – фотоупругие постоянные; n_o и n_e – обыкновенный и необыкновенный показатели преломления кристалла TeO_2; τ_o и τ_e – эллиптичности обыкновенной и необыкновенной световых волн).

Решение систем уравнений (2) следует искать с учетом граничных условий: $A_i(z=0) = A$, $A_{d1m}(z=0) = A_{d2m}(z=0) = 0$, где A – амплитуда падающего светового пучка.

Численные расчеты проводились с использованием систем уравнений (2) для симметричной геометрии двукратной брэгговской дифракции БСП [1], распространяющихся вблизи оптической оси гиротропного кристалла параттеллурита (TeO_2). Исследование систем дифференциальных уравнений осуществлялось численными методами для области $z \in [0;\ l]$, где l – длина АО взаимодействия. Дифракция падающего БСП происходила на медленной сдвиговой УЗ волне, распространяющейся с фазовой скоростью $\upsilon = 617$ м/с вдоль оси [110] и поляризованной вдоль оси $[\bar{1}10]$ кристалла TeO_2. Относительные интенсивности дифрагированных волн: $\eta_i = I_i / I$ $\eta_{d1,d2} = I_{d1,d2} / I$, где $I_i = A_i A_i^*$, $\mathrm{I_{d1,d2}} = \mathrm{A_{dm1,dm2}} \mathrm{A^*_{dm1,dm2}}$ – соответственно интенсивности преломленного и дифрагированного БСП при *o-e* АО преобразовании, причем I – интенсивность падающего света. На рис. 1 представлены зависимости относительных интенсивностей преломленной (η_i) и дифрагированных $\eta_{d1,d2}$ световых волн от интенсивности УЗ волны при наличии брэгговского синхронизма (а) и его отсутствии (б). При этом: $\Delta k_0 \approx -(8\pi f \Delta n / nV)\Delta\theta - (28\pi\Delta n^2 / n\lambda_0)\Delta\theta^2$, $\Delta k_1 \approx -(4\pi\Delta n^2 / n\lambda_0)\Delta\theta^2$, где $\Delta\theta$ – угловая расстройка от угла Брэгга.

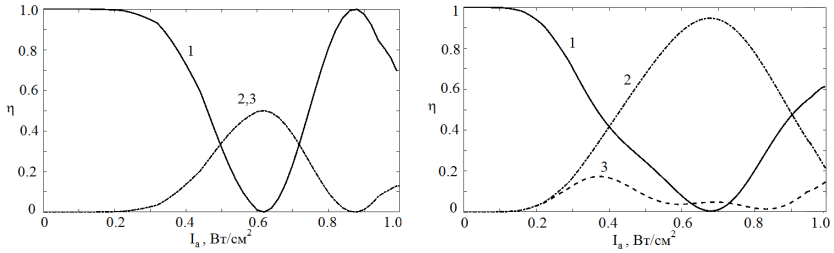


Рис. 1. Зависимость относительной интенсивности преломленного (η_I, кривая 1) и дифрагированных БСП (η_{d2}, η_{d1} – кривые 2 и 3 соответственно) от интенсивности I_a ультразвука для симметричной геометрии АО дифракции (рис. 1а): а) $\Delta\theta = 0$, б) $\Delta\theta = 2^0$ (кристалл TeO_2; γ = 2,4^0, частота ультразвука f = 75 МГц, R_B = 1 мм, λ_0 = 633 нм, l = 0,5 см, m = 0)

Из рис. 1а следует, что для симметричной схемы двукратной АО дифракции характерно наличие одинаковых интенсивностей света в дифракционных порядках ($\eta_{d2} = \eta_{d1}$) при любых интенсивностях ультразвука. При наличии угловой отстройки от точного брэгговского синхронизма ($\Delta\theta = 2^0$, рис. 1б) имеет место асимметрия распределения интенсивности света в боковых дифракционных порядках ($\eta_{d2} \neq \eta_{d1}$) при изменении интенсивности ультразвука I_a. Например, при интенсивности ультразвука I_a = 0,3 Вт/см^2 относительные интенсивности света соответственно равны: η_i = 0,6, η_{d2} = 0,2, η_{d1} = 0,15, то есть отношение интенсивностей света в боковых БСП составляет $\eta_{d2}/\eta_{d1} \approx 1{,}3$. При интенсивно-

сти УЗ волны 0,67 Вт/см^2 ($\Delta\theta = 2^0$) происходит полная перекачка световой энергии в боковые БСП; при этом $\eta_{d2} = 0{,}93$, $\eta_{d1} = 0{,}07$. Для излучения He-Ne лазера длина волны $\lambda_0 = 633$ нм.

Экспериментальные результаты. Экспериментальное исследование двукратной АО дифракции БСП проводилось на установке, оптическая схема которой включала: лазер, коллиматор, пластинку $\lambda/4$, пленочный поляризатор, кольцевую диафрагму, аксикон, АО модулятор, юстировочный столик с лимбом для отсчета угла, фотодиод PD300SH$, измеритель мощности лазерного излучения Ophir. В дальнем поле как падающий БСП, так и дифрагированные имеют кольцевое распределение интенсивности. Два боковых дифрагированных БСП располагаются симметрично относительно центрального падающего и имеют примерно одинаковую интенсивность. Угол дифракции для БСП с длиной волны 633 нм составил $\varphi_1 = \varphi_2 = 4{,}45^0$. Эффективность дифракции $\eta_{d1} \approx \eta_{d2} \approx 0{,}5\%$. На рис. 1а данная особенность дифракции соответствует интенсивности ультразвука $I_a = 0{,}34$ Вт/см^2.

Библиографический список

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

2. Котов В.М. Акустооптика. Брэгговская дифракция многоцветного излучения. М.: Янус-К, 2016. 285 с.

3. Белый В.Н., Кулак Г.В., Крох Г.В., Ропот П.И., Шакин О.В. Дифракция бесселевых световых пучков на ультразвуке в одноосных гиротропных кристаллах // Опт. и спектр. 2016. Т. 121. № 3. С. 458-465.

УДК 534.8

С.В. Боритко*, доктор физико-математических наук, профессор
А.В. Карандин*, аспирант
*Научно-технологический центр уникального приборостроения РАН, Россия

РЕГИСТРАЦИЯ ПРОИЗВОДНОЙ ОПТИЧЕСКОГО СПЕКТРА МЕТОДОМ АКУСТООПТИЧЕСКОЙ СПЕКТРОСКОПИИ

В работе обоснована необходимость более точного определения положения спектральных составляющих в сложных перекрывающихся спектрах. Рассмотрена возможность использования акустооптической дифракции при использовании резкого периодического переключения фазы управляющего напряжения для регистрации не только спектра оптического излучения, но и его производной. Предлагаемая методика позволяет регистрировать производную в реальном масштабе времени, что резко сокращает время обработки спектральной информации по сравнению с альтернативными методами, предполагающими измерение протяженного участка спектра, сглаживание и последующее вычисление производных спектра.

Ключевые слова: акустооптическое взаимодействие, спектроскопия, производная оптического спектра.

S.V. Boritko*, doctor of physico-mathematical sciences, professor
A.V. Karandin*, post-graduate student
*Scientific and Technological Centre of Unique Instrumentation of the RAS, Moscow, Russia

OPTICAL SPECTRUM DERIVATIVE REGISTRATION BY ACOUSTOPTIC SPECTROSCOPY METHOD

The necessity of a more accurate determination of spectral components position in complex overlapping spectra is substantiated in the paper. The possibility of using acousto-optic diffraction formed by sharp periodic control voltage phase switching for registration not only the optical radiation spectrum, but also its derivative, is considered. The proposed method allows the derivative registration in real time. Which dramatically reduces the spectral information processing time in comparison with the alternative methods based on the spectrum extended portion measurement, smoothing and following derivatives calculation.

Keywords: acousto-optic interaction, spectroscopy, differential of optical spectra.

Основной задачей спектрометрии является точное определение положения спектральных составляющих спектра. Часто встречаемая ситуация состоит в том, что в спектре на фоне мощного широкого пика расположен более узкий и менее мощный пик. В этом случае, как показано ни рис.1, измерение спектрального положения меньшего максимума происходит с существенной ошибкой.

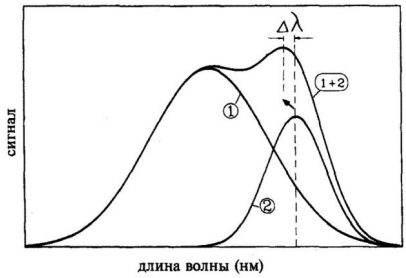
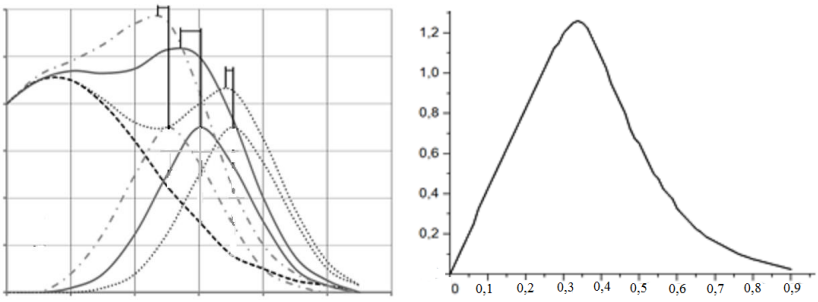


Рис.1. Один пик на фоне другого

Оценим величину возможной ошибки Δλ при измерении положения меньшего пика в разных ситуациях. Очевидно, что если положения максимумов пиков совпадают, то ошибки в измерении нет. Если максимум меньшего пика расположен на краю большого пика, то влияние последнего незначительно и ошибка в измерении меньшего максимума также отсутствует. Однако, между этими ситуациями, как это показано на рис.1, ошибка в измерении положения меньшего максимума существует. На рис.2(а) для примера приведены три ситуации и показаны ошибки в измерении положения меньшего пика. На рис. 2(б) представлен график зависимости ошибки измерения положения меньшего пика Δλ (в относительных единицах) в зависимости от отстройки положения меньшего максимума относительно большего максимума (0 – максимумы совпадают, 1 – меньший максимум «вышел» за ширину большего).



а б

Рис. 2. Зависимости ошибки измерения положения меньшего пика Δλ (в относительных единицах) в зависимости от отстройки положения меньшего максимума относительно большего максимума

Определенный интерес представляет зависимость ошибки Δλ от ширины меньшего пика. Ведь если меньший пик представляет собой дельта функцию, то ошибки в измерении его положения быть не может. Если ширина меньшего

пика совпадает с шириной большего, то он просто не выделяется как второй максимум и говорить об ошибке его измерения бессмысленно. На рис.3 представлены картинки трех ситуаций, когда меньший пик имеет разную ширину (полуширины пиков различаются на 30%) и график зависимости ошибки $\Delta\lambda$ от отношения полуширины меньшего пика к полуширине большего в точке положения меньшего пика, соответствующей максимальной ошибке (рис. 2[б]).

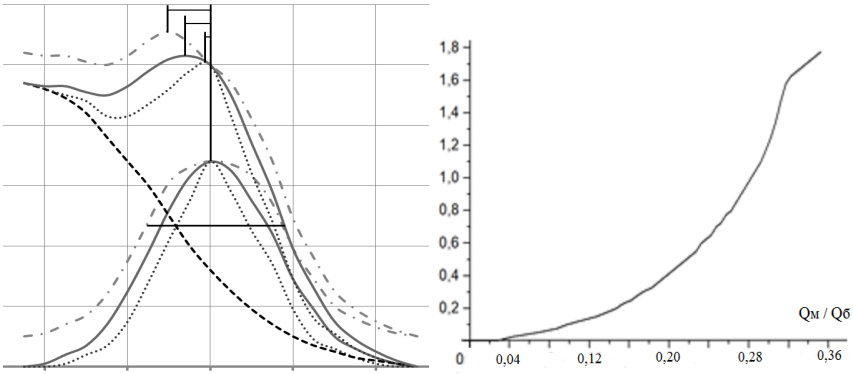


Рис. 3. Зависимость ошибки измерений положения меньшего пика в зависимости от его ширины

Оценим величину максимальной ошибки $\Delta\lambda$ для видимого диапазона длин волн в районе зеленого света (532 нм) и полуширины большего пика порядка 20 нм. В этом случае ошибка достигает 2-х нм. Много это или мало. На рис.4. приведена аппаратная функция двойного акустооптического монохроматора, разработанного и выпускаемого в НТЦ Уникального приборостроения РАН. Видно, что при подавлении вне полосы пропускания монохроматора в 50 дБ полуширина главного максимума составляет 2 ангстрема, т.е. 0,2 нм. Можно положить, что для достоверного различения двух близко расположенных пиков необходимо, чтобы они последовательно попадали в соседние главные максимумы функции пропускания монохроматора при сканировании по спектру, когда они перекрываются на уровне $\sqrt{2}$ высоты. Это как раз и будет соответствовать разрешению 0,2 нм, что в 10 раз меньше возможной ошибке $\Delta\lambda$. Таким образом, исследование возможности повышения точности определения действительного положения спектральных линий в перекрывающихся спектрах является достаточно актуальной.

Одним из способов выявления тонкой структуры оптических спектров является метод дифференциальной спектроскопии. Этот способ широко используется в молекулярной спектроскопии и аналитической химии при исследовании мутных жидкостей и сложных растворов [1−3]. Процедура заключается в измерении частотной зависимости спектральной плотности образца, затем сглаживание (удаление шумовой составляющей) и последующее

дифференцирование результата. Однако, на современном этапе возникает все больше задач, которые требуют получения результата в процессе исследования, чтобы иметь возможность влиять на его ход. Математика этого не позволяет, для сглаживания надо иметь всю характеристику. В работах [4, 5] теоретически была показана возможность непосредственной регистрации спектра оптического излучения и его производных в процессе проведения измерений. В основе этой возможности лежит акустооптическая (АО) дифракция на фазовой решетке, созданной акустической волной с резким периодическим переключением фазы.

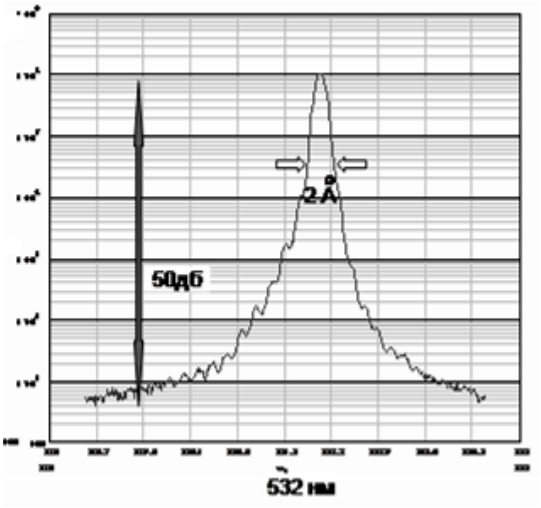


Рис.4. Аппаратная функция двойного акустооптического монохроматора, разработанного в НТЦ Уникального приборостроения РАН

В НТЦ Уникального приборостроения РАН на базе коллинеарной АО ячейки был создан макет спектрометра, позволяющего регистрировать производные оптических спектров. Макет состоит из АО спектрометра с резким переключением фазы и компьютера, который с помощью специализированной программы, обеспечивает управление параметрами и режимом работы спектрометра, контроль его состояния, а так же графическое отображение, обработку и сохранение данных. В качестве тестового эксперимента была произведена регистрация излучения неоновой лампы, имеющей линейчатый спектр. На рис. 5 показан участок зарегистрированного спектра, а так же его первой и второй производной. Из графика видно, что созданный макет довольно эффективно регистрирует как спектр оптического сигнала, так и его производные.

Осталось выяснить насколько «физическая» производная, т.е. производная зафиксированная дифференциальным АО спектрометром, совпадает с математической, рассчитанной из частотной зависимости спектральной плотности. Были выбраны два пика излучения неоновой лампы, зарегистрированы их спек-

тры и производные дифференциальным АО спектрометром. Спектры были сглажены математически, а затем продифференцированы. Результаты «физического» и математического дифференцирования приведены на рис.6. Видно, что различия, а именно заужение «физической» производной и появление дополнительных экстремумов, связаны с аппаратной функцией АО монохроматора. Однако на вершинах спектральных пиков, т.е. в районах пересечения производных нулевой линии результаты совпадают, что позволяет использовать АО дифференцирование для выявления тонкой структуры оптических спектров.

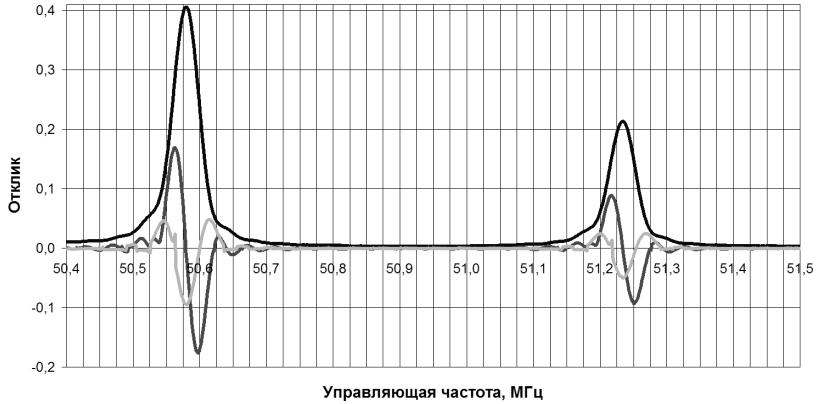


Рис. 5. Часть спектра неоновой лампы,
зарегистрированная дифференциальным АО спектрометром

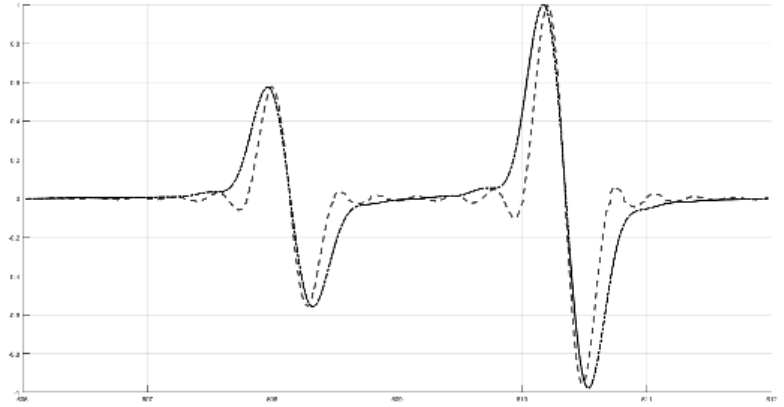


Рис.6. Результаты «физического» и «математического» дифференцирования части зарегистрированного спектра неоновой лампы

В качестве заключения можно сказать, что в связи с развитием цифровой высокочастотной техники расширяются возможности синтеза электрических сигналов сложной формы и, следовательно, возможности возбуждения акустических волн «неординарной» структуры, что открывает перспективы создания новых акустооптических устройств с расширенными характеристиками и новыми, подчас неожиданными свойствами.

Библиографический список

1. Сааков В., Драпкин В., Кривченко А., Сердюк А., Розенгарт Е., Богачев Ю., Князев М. Производная спектрофотометрия и спектроскопия ЭПР при решении эколого-биологических проблем. М.: Технолит, 2010.

2. Берштейн И.Я., Каминский Ю.Л. Спектрометрический анализ в органической химии. Л., 1986, 200 с.

3. Цокова Т.Н., Котлова Т.И., Осипова А.В. Метод производной УФ-спектрометрии определения концентрации лекарственного препарата в смесях. Международный журнал прикладных и фундаментальных исследований. 2015. № 11-5. С. 694-698.

4. Пустовойт В.И., Пожар В.Э. Управление характеристиками коллинеарного акустооптического фильтра путем модуляции ультразвука // Радиотехника и электроника, 1998. Т. 43. вып. 1. С.121-127.

5. Пожар В.Э., Пустовойт В.И. Дифракция света на акустической кусочно-однородной волне со скачкообразным изменением фазы // Успехи современной радиоэлектроники. 2006. Вып. 9. С.47-61.

УДК 361.296

С.В. Кулаков, доктор технических наук, профессор
Л.Н. Пресленев, кандидат технических наук, доцент
Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ОСОБЕННОСТИ КВАЗИКОЛЛИНЕАРНОЙ ДИФРАКЦИИ В КРИСТАЛЛЕ НИОБАТА ЛИТИЯ

Рассмотрены вопросы квазиколлинеарной дифракции в кристалле ниобата лития. Описана низкочастотная форма квазиколлинеарного взаимодействия, использующая «вырожденную» акустическую моду. Показано, что при этом возможно появление эффектов интерференционного сложения многократных акустических отражений в среде взаимодействия. Представлены результаты эксперимента.

Ключевые слова: кристалл ниобата лития, квазиколлинеарная дифракция, «вырожденная» акустическая мода, среда взаимодействия/

S.V. Kulakov*, doctor of technical sciences, Professor
L.N. Preslenev*, PhD, Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

FEATURES QUASI-COLLINEAR DIFFRACTION IN A LITHIUM NIOBATE CRYSTAL

The problems of quasi-collinear diffraction in a lithium niobate crystal are considered. Described low-frequency form quasi-collinear interaction using «degenerate» acoustic mode. It is shown that interference effects of multiple acoustic reflections can appear in the interaction medium. The results of the experiment are presented.

Keywords: lithium niobate crystal, quasilinearly diffraction, «degenerate» acoustic mode, environment interaction.

В кристаллах ниобата лития возможна реализации акустооптических фильтров на основе использования коллинеарного и квазиколлинеарного акустооптического взаимодействия, что осуществляется на практике и описано в литературе, например, [1, 3].

Известно также, что в тригональных кристаллах, к которым относится ниобат лития, оптическая ось Z кристалла одновременно является и осью акустической. Это означает, что при распространении двух поперечных акустических волн в этом направлении их скорости оказываются равными, что не позволяет отличить одну моду от другой [2, 3]. В этом случае говорят о вырожденной акустической моде. Свойства этой моды значительно отличаются от свойств типичных акустических волн в кристаллах. Во-первых, эта мода не обладает собственным значением направления вектора смещения (поляризации), а сохраняет поляризацию, задаваемую внешним источником колебаний. В этом от-

ношении направление поляризации вырожденной моды проявляет свойства изотропной среды. Кроме того, вырожденная мода распространяется с отклонением направления переноса энергии от волновой нормали, причем это направление зависит от задаваемой внешним источником ориентации вектора смещения, образуя коническую рефракцию, представленную на рисунке 1. Обозначения на рисунке: **S** – вектор акустического смещения (поляризации), задаваемый углом φ, **P** – вектор лучевой скорости, задающий направление переноса энергии акустической волны и совпадающий с образующей конуса, причем угол конуса определяется значением угла ψ:

$$\operatorname{tg}\psi = \frac{c_{14}}{c_{44}}, \qquad (1)$$

где c_{14} и c_{44} – упругие модули кристалла.

Для коммерческих кристаллов ниобата лития угол ψ примерно составляет 7,6°. Если ориентировать вектор смещения акустической волны вдоль оси X [100] (φ = 0), то в зависимости от геометрии возможна дифракция оптического излучения с помощью фотоупругих постоянных $p_{55} = p_{44}$ и $p_{65} = p_{14}$. В этом случае реализуется квазиколлинеарная форма акустооптического взаимодействия, а акустический луч будет отклоняться на угол ψ в плоскости YZ (001).

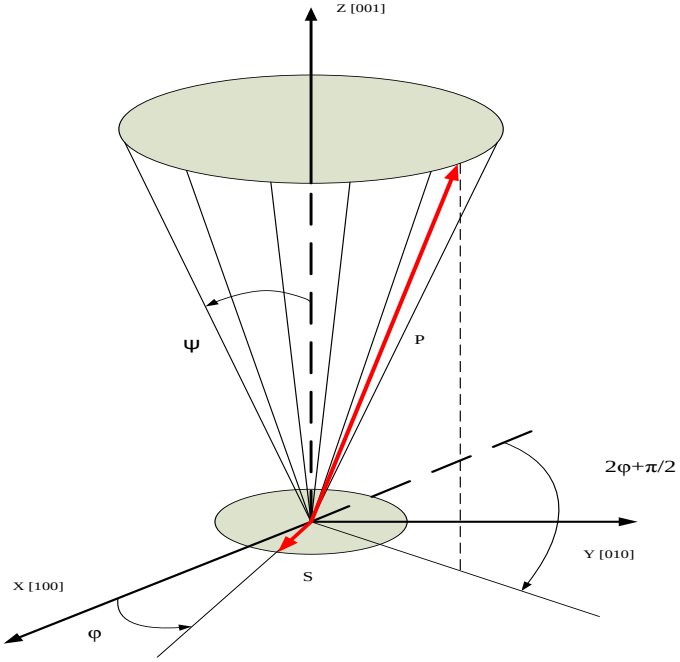


Рис. 1. Конус рефракции для вырожденной моды в кристалле ниобата лития

При выборе ориентации акустической поляризации по оси Y[010] отклонение акустического луча будет в той же плоскости, но в противоположном направлении к оси (-Y). В этом случае в зависимости от выбранной геометрии могут быть использованы фотоупругие константы p_{14}, $p_{24} = p_{14}$ и p_{44}, но ни одна из них не может обеспечить квазиколлинеарное взаимодействие.

Самой необычной низкочастотной формой квазиколлинеарного взаимодействия оказывается вариант «вырожденной» акустической моды, которая возникает при соблюдении условий: угол распространения акустической волны $\theta_a = 0$, а угол падающей на кристалл оптической волны $\theta_i = \psi$. В этом случае уравнение настройки (условие синхронизма) приобретает вид

$$\frac{\lambda f}{V} = \left|n_0 - n_e\right| \sin^2 \psi , \qquad (2)$$

а разрешающая способность $\delta\lambda$ описывается соотношением

$$\delta\lambda = \frac{\lambda^2}{\left|n_0 - n_e\right| L \sin^2 \psi} . \qquad (3)$$

Здесь λ – длина оптической волны, f – частота акустического сигнала, V – скорость акустического сигнала, *L* – длина кристалла по оси Z[001].

При этих условиях для длины волны $\lambda = 0{,}63$ мкм акустооптическое взаимодействие будет происходить при акустической частоте $f \approx 9$ Мгц, а разрешение при длине кристалла L = 40 мм составит $\delta\lambda = 6{,}3$ нм.

Учитывая высокую акустическую добротность кристаллов $LiNbO_3$, в этом варианте можно ожидать проявление эффектов интерференционного сложения многократных акустических отражений в среде взаимодействия. Коэффициент передачи K(ω,m) акустического интерферометра определяется соотношением (4), причем под коэффициентом передачи следует понимать отклик системы на гармонический управляющий сигнал [2,3]:

$$K(\omega, m) = \frac{1}{1 - r \exp(2 j k_a L)} , \qquad (4)$$

здесь $k_a = 2\pi/\lambda_a = \omega/V$ –волновое число акустической гармоники, *r* – погонный коэффициент отражения, характеризующий потери на пути 2L интерферометра, m- число эффективных отражений акустической волны.

Коэффициент отражения *r* зависит от ряда причин и определяется как

$$R = \exp(-(\gamma_1 + 2\alpha L + \gamma_2)). \qquad (5)$$

Здесь γ_1- коэффициент, характеризующий вывод энергии акустической волны из среды интерферометра, в основном, через пьезопреобразователь, $2\alpha L$- составляющая, учитывающая естественное затухание акустической волны (α) в среде на двойной длине (2L) интерферометра , γ_2 – составляющая, учитывающая потери за счет дифракционной расходимости и изменения кривизны волнового фронта в разных по номеру m отражений. Очевидно, что коэффициент отражения *r*

не может быть константой и соответственно меняется для разных по номеру отражений m. Наибольшее значение здесь имеет рассеяние энергии акустической волны вследствие дифракционной расходимости, т.к. за пределами ближней зоны Z излучателя с апертурой D ($Z \leq D^2/\lambda_a$), амплитуда волны убывает пропорционально преодоленному расстоянию. При малой частоте управляющего сигнала (f = 9Мгц) и размере преобразователя (излучающей апертуре) D = 5мм граница ближней зоны излучения составляет Z = 70мм, т.е. при длине кристалла 40 мм уже второе отражение акустической волны (m = 2) подвержено дифракционному рассеянию.

На рис. 2 представлена частотная характеристика $|K(\omega)|^2$ акустического интерферометра для двух значений коэффициента отражения (r = 0,8 и 0,3), ось ординат – логарифмическая.

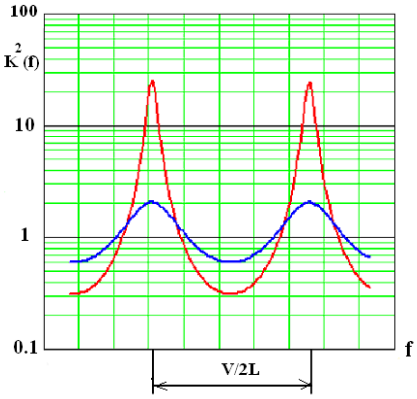


Рис. 2. Энергетический коэффициент передачи акустического интерферометра

Чем меньше потери в интерферометре, тем ближе коэффициент отражения к единице, тем меньше ширина резонансных пиков, тем больше коэффициент передачи системы в максимумах. В акустооптических применениях акустический интерферометр может использоваться не только для реализации высокой частотной селективности, но и для получения энергетического выигрыша за счет значений $|K(\omega,m)|^2>1$.

Экспериментальная проверка представленных положений проводилась на образце квазиколлинеарного акустооптического фильтра с использованием кристалла ниобата лития. На рисунке 3 приведена фотография экспериментально полученной зависимости энергетического коэффициента передачи $|K(\omega,m)|^2$ фильтра от частоты акустического сигнала.

Этот отклик формируется как произведение частотных функций акустического интерферометра $|K(\omega,m)|^2$ и функции, характеризующей селективные свойства акустооптического взаимодействия АО(ω). Без учета затухания ширина функции АО(ω) на уровне -3дб от максимума определяется отношением V/L.

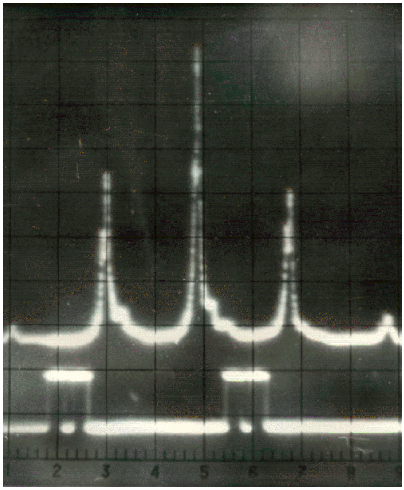


Рис. 3. Частотный отклик квазиколлинеарного акустооптического фильтра (частотные метки через 0,1 Мгц)

Заключение

Таким образом, при использовании низких частот управляющего сигнала при работе на вырожденной акустической моде в кристаллах ниобата лития возникают эффекты акустической интерференции, которые позволяют уменьшать уровни мощности управляющего сигнала за счет синфазного сложения многократных отражений, а также появляется возможность реализовать более высокую частотную селективность акустооптического фильтра.

Библиографический список

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

2. Гусев О.Б., Клудзин В.В. Акустооптические измерения. Л.: ЛГУ, 1987. 138 с.

3. Design and Fabrication of Acoustoptic Devices. Ed. by A.Goutzoulis, D. Pape. Marcel Dekker Inc., New York, 1994.

УДК 535.421

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

ФОРМИРОВАНИЕ УПРАВЛЯЕМЫХ ПУЧКОВ ЭЙРИ В ЛОКАЛЬНО-НЕОДНОРОДНЫХ СРЕДАХ

Предложен метод формирования квазибездифракционных пучков Эйри, основанный на использовании фотонных кристаллов (ФК) с градиентом показателя преломления. Установлено, что посредством варьирования параметрами ФК оказывается возможным управлять свойствами пучков. Показано, что использование в качестве матрицы ФК жидкого кристалла, к которому приложено внешнее электрическое поле, позволяет создавать электроуправляемые пучки Эйри.

Ключевые слова: фотонный кристалл, квазибездифракционные световые пучки, показатель преломления, электрооптический эффект, жидкий кристалл.

S.N.Kurilkina, Dr in Physics and Mathematics, Professor
V.N. Belyi, Dr in Physics and Mathematics, Professor
N.S.Kazak, Dr in Physics and Mathematics, Academician
B.I. Stepanov Institute of Physics of NAS of Belarus

FORMATION OF TUNED AIRY BEAMS IN LOCALLY INHOMOGENEOUS MEDIA

In this report, a method for the formation of Airy quasi-nondiffractional beams based on the use of graded photonic crystals (PC) is proposed. It is established that by varying the parameters of the PC it is possible to control the properties of the beams. It is shown that the use of a liquid crystal as a PC matrix, to which an external electric field is applied, allows one to create electrically controlled Airy beams.

Keywords: photonic crystal, quasi-nondiffractional light beams, refractive index, electro-optical effect, liquid crystal.

Введение

В настоящее время пристальное внимание многих исследователей привлекают оптические пучки Эйри (ЭП), что обусловлено необычным характером их распространения (параболическим видом каустики излучения) и квазибездифракционностью [1]. Возможность использования ЭП для манипуляции наночастицами [2] обусловливает необходимость их детального исследования, а также поиска новых способов формирования и управления их параметрами. Как правило, для генерации ЭП используется пространственный световой модулятор [3,4], который позволяет с малой эффективностью (<10%) осуществить только дискретную перестройку параметров пучков с крайне медленной скоростью. При этом появляется оптический шум из-за возникновения многих ди-

фракционных порядков. Предложен метод управления ЭП с помощью электрического поля, основанный на использовании жидкокристаллической (ЖК) фазовой маски, работающей в режимах «включить/выключить», что соответствует наличию/отсутствию пучков Эйри на выходе оптической системы [5]. В настоящей работе анализируется возможность генерации электроуправляемых оптических ЭП в локально-неоднородных средах – фотонных кристаллах (ФК) с градиентом показателя преломления.

Формирование оптических пучков Эйри
в фотонных кристаллах с градиентом показателя преломления

Рассмотрим двумерный фотонный кристалл, образованный диэлектрической матрицей с упорядоченно расположенными порами, заполненными диэлектриком (рис.1). При этом радиус пор r увеличивается при удалении от оси X по закону

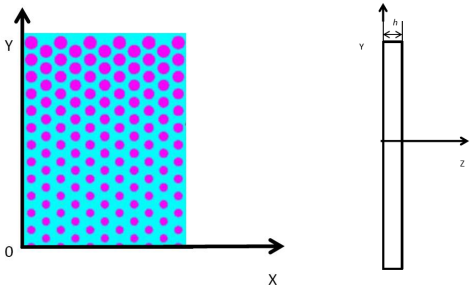
$$\frac{r^2}{a^2} = A + \alpha Y^3. \qquad (1)$$

Здесь a – постоянная решетки (размер элементарной ячейки фотонного кристалла), параметр A характеризует радиус пор на оси X, а величина α – характер изменения величины r при удалении от оси X. Из теории Максвелла – Гарнетта следует, что в случае падения на неоднородную среду ТМ поляризованных световых волн она характеризуется эффективной диэлектрической проницаемостью

$$n_{eff}^2 = f n_r^2 + (1 - f) n_b^2, \qquad (2)$$

где $f = \pi r^2 / a^2$ – фактор заполнения; n_r, n_b - соответственно показатели преломления материала, заполняющего поры, и диэлектрической матрицы. Пусть для определенности $n_r > n_b$. Тогда, как следует из (2), (1), эффективный показатель преломления

$$n_{eff}^2 = n_0^2 + n_1 Y^3, \qquad (3)$$



а б

Рис. 1. Слой фотонного кристалла с градиентом показателя преломления: вид сверху (а) и сбоку (б)

Здесь

$$n_0^2 = n_b^2 + \pi A(n_r^2 - n_b^2),\ n_1 = \pi\alpha(n_r^2 - n_b^2). \quad (4)$$

Набег фаз при распространении света через слой подобного фотонного кристалла толщины *h* определяется выражением

$$\varphi = -k_0 h(n_0 + \frac{n_1}{2n_0} Y^3). \quad (5)$$

Здесь $k_0 = 2\pi / \lambda$. Таким образом, данный фотонный кристалл, обладающий градиентом показателя преломления, будет действовать как фазовый транспарант, у которого функция пропускания пропорциональна кубу поперечной координаты.

Известно, что фурье-преобразование функции Эйри имеет вид:

$$\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-\frac{ip^3}{3} - ipY\right)dp = Ai(Y). \quad (6)$$

С другой стороны, поле в задней фокальной плоскости линзы с фокусным расстоянием *F* описывается следующим образом:

$$A(Y) = \frac{-i}{\lambda F}\int_{-\infty}^{\infty} A_0(Y_1)\exp\left(-\frac{ik_0 Y Y_1}{F}\right)dY_1, \quad (7)$$

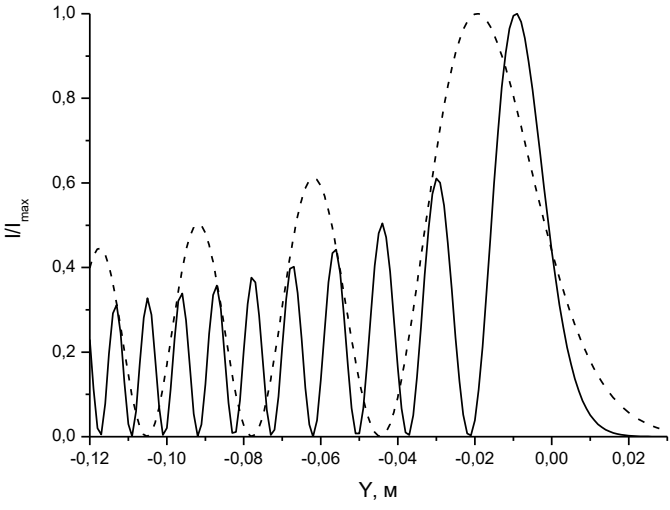
где $A_0(Y_1)$ – поле в передней фокальной плоскости. Если $A_0(Y_1) = \exp(-iY_1^3 / 3Y_0^3)$, $Y_0 = [2n_0 / (3k_0 h n_1)]^{1/3}$, из уравнений (6), (7) следует

$$A(Y) = \frac{-i}{\lambda F} Ai\left(\frac{k_0 Y_0 Y}{F}\right). \quad (8)$$

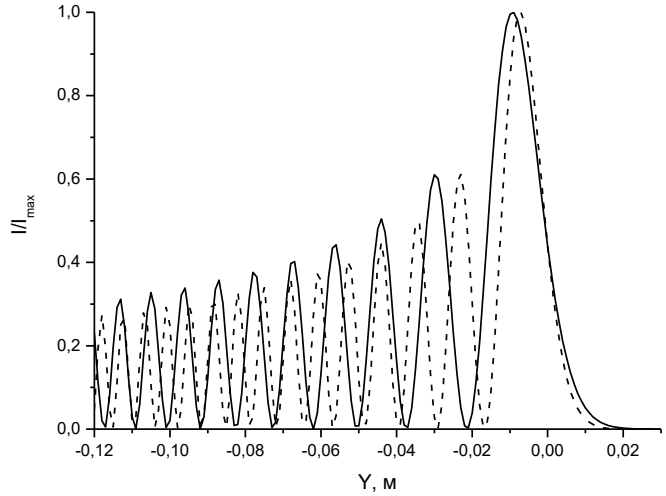
Таким образом, если выходную поверхность слоя фотонного кристалла совместить с передней фокальной плоскостью линзы, то с ее помощью будут формироваться пучки Эйри. На рис. 2 приведена зависимость интенсивности от поперечной координаты формируемого пучка. Расчет сделан для параметров ФК с градиентом показателя преломления, реализованного в работе [6]. Отметим, что варьируя параметрами фотонного кристалла (размером элементарной ячейки, радиусом нанопор, величиной и направлением их изменения, толщиной образца), можно управлять формируемыми пучками Эйри.

Отметим, что на рис. 2 представлен случай, когда ФК представляет собой полимерные наноцилиндры, упорядоченно расположенные в воздухе. Дополнительные возможности предоставляются, если заменить материал, заполняющий нанопоры, на электрооптический, или же диэлектрическую матрицу на электрочувствительный материал, например, жидкий кристалл (ЖК). В последнем случае, в частности, управлять свойствами формируемых пучков Эйри можно, прикладывая к образцу электрическое поле и, посредством варьирования подаваемого напряжения, изменяя ориентацию директора ЖК (его показатель преломления):

$$n_b^2 = \frac{n_e^2 n_o^2}{n_e^2 \cos^2\theta + n_o^2 \sin^2\theta}. \quad (9)$$



а



б

Рис. 2. Поперечное распределение интенсивности ТМ поляризованного излучения, нормированной на ее максимальное значение, в задней фокальной плоскости линзы. Параметры ФК: a = 150 нм, A = 0.04, $\alpha = 0.21 \cdot a^{-3} \cdot 10^{-3}\, м^{-3}$, n_r = 1.76, n_b = 1, h = 10 мкм. λ = 632 нм. (а) $\alpha = 0.21 \cdot a^{-3} \cdot 10^{-3}\, м^{-3}$, F = 24 мм (сплошная линия), F = 50 мм (штриховая линия); (б) F = 24 мм, $\alpha = 0.21 \cdot a^{-3} \cdot 10^{-3}\, м^{-3}$ (сплошная линия), $\alpha = 0.1 \cdot a^{-3} \cdot 10^{-3}\, м^{-3}$ (штриховая линия)

Здесь θ – угол между направлением директора и нормалью световой волны, падающей на ФК, n_e, n_o – константы, характеризующие ЖК. Результаты расчетов для данного случая представлены на рисунке 3, где в качестве матрицы взят жидкий кристалл с $n_e = 2.2$, $n_o = 1.59$. Как видно из рис. 3, при уменьшении разности между показателями преломления n_r и n_b первый максимум ЭП сужается и сдвигается к области тени.

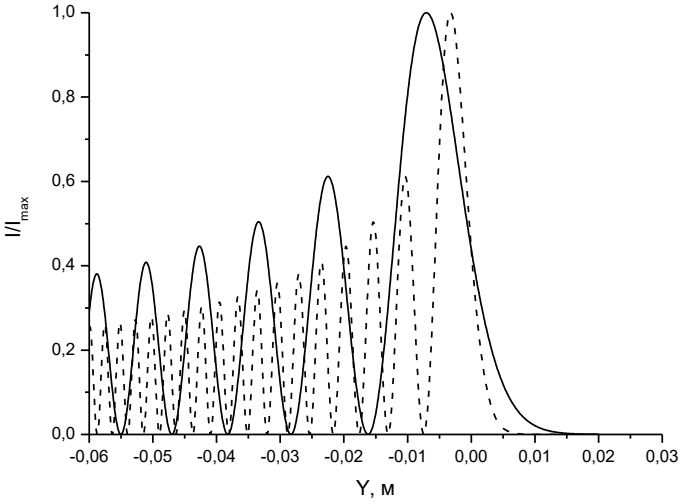


Рис. 3. Поперечное распределение интенсивности ТМ поляризованного излучения, нормированной на ее максимальное значение, в задней фокальной плоскости линзы. F = 24 мм. Параметры ФК: a = 150 нм, A = 0.04, $\alpha = -0.21 \cdot a^{-3} \cdot 10^{-3}\, м^{-3}$, h = 10 мкм, $n_e = 2.2$, $n_o = 1.59$, $n_r = 1.76$, $\theta = 90^o$ (сплошная линия), $\theta = 40^o$ (штриховая линия). λ = 632 нм

Заключение

Итак, предложен метод формирования квазибездифракционных пучков Эйри, основанный на использовании фотонных кристаллов с градиентом показателя преломления. Установлено, что посредством варьирования параметрами ФК оказывается возможным управлять свойствами ЭП. Показано, что использование в качестве матрицы ФК жидкого кристалла, к которому приложено внешнее электрическое поле, позволяет создавать электроуправляемые пучки Эйри.

Библиографический список

1. Berry M.V., Balazs N.L. Nonspreading wave packets// Am.J.Phys. 1979.V.47. P.264-267.

2. Baumgartl J. Opticall ymediated particle clearing using Airy wavepackets // Nature Photonics. 2008. V. 2. Pp. 675-678.

3. Fau Y., Wei J., Ma J., Wang Y., Wu Y. Tunable twin Airy beams induced by binary phase patterns // Optics Lettes. 2013. V. 38. No. 8. Pp.1286-1288.

4. Wang X.-Z., Li Q., Wang Q. Arbitrary scanning of the Aity beams using additional phase grating with cubic phase mask// Applied Optics. 2012. V. 51. No. 28. Pp. 6726-6731.

5. Luo D., Dai H.T., San X.W. Polarization-independent electrically tunable/switchable Airy beam based on polymer-stabilized blue phase liquid crystal//Optics Express. 2013. V. 21. No. 25. Pp. 31318-31323.

6. Yongle Qi, XiaoHong Sun, Shuai Wang, Wen Yang Li, Ahong Yong Wang. Design of an electrically tunable micro-lens based on graded photonic crystal // Crystals. 2018. V. 8. P. 303.

УДК 629.735.33

С.Н. Манцевич, кандидат физико-математических наук
Московский государственный университет им. М.В. Ломоносова

ЭФФЕКТ ЗАХВАТЫВАНИЯ ЧАСТОТЫ В АКУСТООПТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ И ЕГО ПРАКТИЧЕСКОЕ ПРИМЕНЕНИЕ

В работе представлены результаты исследования акустооптической системы с оптоэлектронной обратной связью. Впервые обнаружен эффект захватывания частоты собственных колебаний акустооптической системы, возникающих при величине коэффициента усиления больше пороговой. Изучены зависимости ширины полосы захватывания от основных параметров, определяющих функционирование системы. Показано, что с помощью эффекта захватывания, можно управлять спектральной полосой пропускания устройства, а также реализовать временное демультиплексирование.

Ключевые слова: акустооптическое взаимодействие, обратная связь, эффект захватывания частоты, спектр оптического излучения.

S.N. Mantsevich*, PhD, Assistant Professor
* M.V. Lomonosov Moscow State University, Physics Department

FREQUENCY LOCKING IN ACOUSTO-OPTIC SYSTEMS AND ITS PRACTICAL APPLICATIONS

The paper presents the results of acousto-optic system with optoelectronic feedback operation examination. The effect of acousto-optic system self-oscillations frequency locking was first observed. The self-oscillations arise at feedback gain values greater than the self-excitation threshold. The frequency locking band dependences on the main parameters determining the functioning of the system were studied. It was shown that using the locking effect, one can realize the adjustment of the spectral bandwidth of the device, as well as carry out time-domain demultiplexing.

Keywords: acousto-optic interaction, feedback circuit, frequency locking, optical radiation spectrum.

Введение

Оптоэлектронные устройства, функционирование которых основано на использовании акустооптического (АО) эффекта, позволяют контролировать все основные параметры оптического излучения – амплитуду, частоту, фазу, направление распространения и его спектральный состав [1]. Среди множества разнообразных акустооптических приборов существует особый класс, использующий в своей работе цепь оптоэлектронной обратной связи [2]. В таких устройствах часть интенсивности светового излучения с оптического выхода акустооптической ячейки подается на отдельный фотоприемник. Сигнал с этого фотоприемника попадает на вход цепи электрической обратной связи, связывающей его выход с пьезоэлектрическим преобразователем акустооптической

ячейки. Акустооптические системы с обратной связью являются относительно новым и малоизученным классом оптоэлектронных систем, а введение обратной связи позволяет существенно расширить круг проблем оптической обработки информации, которые можно решить АО методами.

Схема изучаемой акустооптической системы представлена на рис. 1. Основным ее элементом является коллинеарный АО фильтр. Ранее было показано [3-5], что, в общем случае, при коллинеарной геометрии АО дифракции интенсивность светового пучка, прошедшего через поляризатор, установленный после АО ячейки, можно представить в виде суммы трех компонент (1). Их амплитуды зависят от ориентации плоскости поляризации входного поляризатора относительно оптической оси кристалла АО ячейки и от взаимной ориентации плоскостей поляризации поляризатора и анализатора.

$$I_d = I_0 + I_1 \cos\left(\Omega t + \phi_1 + \Phi\right) + I_2 \cos\left(\Omega t + \phi_2 + 2\Phi\right) \qquad (1)$$

здесь I_0 – компонента, которая обычно используется в коллинеарных АО фильтрах, приобретающая максимальное значение при ориентации поляризатора вдоль или ортогонально оптической оси кристалла и анализатора ортогонально поляризатору. I_1 – компонента модулированная по интенсивности с частотой $\Omega = 2\pi f$ ультразвука, возбуждаемого в АО ячейке. Данная компонента достигает максимальной величины при ориентации поляризатора вдоль или ортогонально оптической оси кристалла и анализатора под углом 45° к поляризатору. Эта составляющая может быть использована в цепи обратной связи, поскольку частота ее амплитудной модуляции совпадает с частотой ультразвука в АО ячейке. I_2 – компонента, имеющая модуляцию по интенсивности с удвоенной частотой ультразвука, Ф – фаза акустической волны на входе в АО ячейку, ϕ_1 и ϕ_2 – дополнительные сдвиги фазы, возникающие при АО взаимодействии.

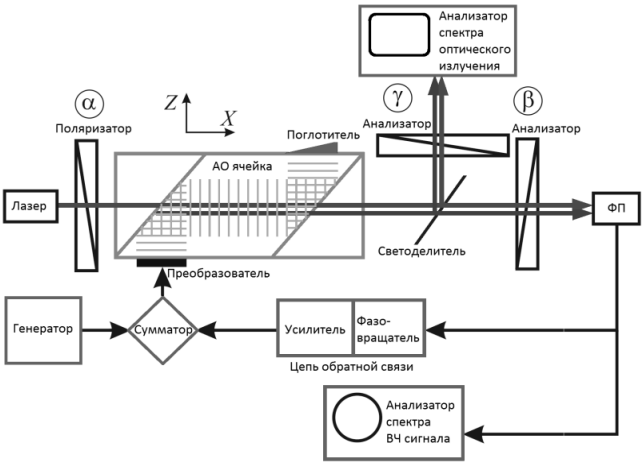


Рис. 1. Схема экспериментальной установки

Свет от источника излучения проходит через входной поляризатор, дифрагирует в АО ячейке, и разделяется на две части светоделителем. Далее световые пучки проходят через поляризаторы. Один пучок (рабочий) проходит через анализатор с плоскостью поляризации, ориентированной перпендикулярно к плоскости поляризации входного поляризатора (компонента I_0 максимальна), а второй – через анализатор с плоскостью поляризации, ориентированной под углом 45° к плоскости поляризации входного поляризатора (компонента I_1 максимальна). Второй пучок регистрируется фотоприемником и используется для формирования сигнала в цепи обратной связи. Сигнал с фотоприемника через цепь обратной связи подается на сумматор, где он складывается с сигналом ВЧ генератора и поступает на пьезоэлектрический преобразователь АО ячейки.

Существует три основных параметра, определяющих режим работы оптоэлектронной системы с обратной связью – амплитуда сигнала ВЧ генератора, коэффициент усиления цепи обратной связи и интенсивность падающего светового излучения. В зависимости от величин указанных параметров можно выделить два основных режима работы системы.

Первый – режим регенерации (ранее изучен в работах [6-10]). В этом режиме система ведет себя подобно перестраиваемому АО фильтру, характеристиками которого (ширина полосы пропускания и эффективность АО дифракции) можно управлять, меняя коэффициент усиления цепи обратной связи и амплитуду сигнала генератора. В работе [10] было показано, что таким образом можно добиться существенного (более 70 раз) сужения полосы пропускания системы по сравнению с обычным коллинеарным АО фильтром такой же длины и увеличения спектрального контраста системы в сотни раз.

Второй – режим генерации [11, 12]. В данном случае система ведет себя как АО генератор [13]. Коэффициент усиления цепи обратной связи достаточно велик для поддержания постоянной амплитуды собственных колебаний в системе. При этом частотный спектр собственных колебаний определяется спектром светового излучения, подаваемого на оптический вход системы. Эта связь определяется условием АО синхронизма для коллинеарного АО взаимодействия (2).

$$f_c = \frac{V}{\lambda}\left(n_e - n_o\right), \tag{2}$$

где V – скорость ультразвуковой волны, λ – длина волны светового излучения, а n_o и n_e – показатели преломления материала АО ячейки.

Граница между режимами регенерации и генерации определяется следующим выражением:

$$\kappa = \frac{2}{\sigma\mu\vartheta I_{i\lambda}}, \tag{3}$$

где κ – коэффициент усиления цепи обратной связи, σ – чувствительность фотоприемника, μ – коэффициент преобразования пьезопреобразователя, ϑ – коэффициент деления светоделителя, а $I_{i\lambda}$ – интенсивность входного оптического излучения на длине волны λ.

В режиме генерации можно наблюдать явление захватывания частоты АО генератора подключенным к цепи обратной связи внешним ВЧ генератором [11].

Пусть на оптический вход АО системы поступает монохроматическое оптическое излучение с интенсивностью $I_{i\lambda}$, тогда, при коэффициенте усиления цепи обратной связи больше порогового, в системе будут возбуждаться колебания с частотой АО синхронизма f_c. Подключим к цепи обратной связи внешний ВЧ генератор, работающий на частоте f. Тогда в АО ячейке будут существовать две акустические волны с разными частотами, на которых световое излучение будет дифрагировать. При дифракции на волне с частотой f_c расстройка R = 0, поскольку эта частота соответствует частоте АО синхронизма коллинеарного взаимодействия, а дифракции на волне с частотой f соответствует некоторая расстройка $R=(2\pi l/V)(f-f_c)$, где l – длина АО взаимодействия. При этом эффективность дифракции на частоте собственных колебаний зависит от величины коэффициента усиления цепи обратной связи, а эффективность дифракции на частоте внешнего генератора зависит от величины расстройки и амплитуды сигнала генератора. Чем больше излучения дифрагирует на волне с частотой f, тем меньше света дифрагирует на частоте собственных колебаний.

При постоянном значении κ это приводи к ситуации, когда интенсивность становится на столько мала, что условие генерации (3) перестает выполняться и частота АО генератора захватывается внешним ВЧ сигналом. Из представленного рассмотрения следует, что ширина полосы захватывания определяется амплитудой сигнала внешнего генератора и коэффициентом κ. Чем больше амплитуда – тем шире полоса.

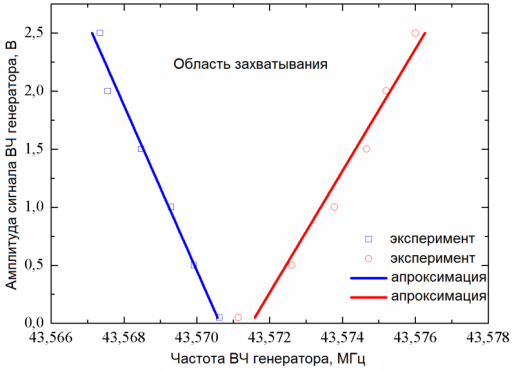


Рис. 2. Изменение ширины полосы захватывания с увеличением амплитуды сигнала внешнего генератора

На рис. 2 представлены результаты экспериментального исследования ширины полосы захватывания от амплитуды внешнего ВЧ генератора. Исследования проводились с использованием коллинеарного АО фильтра, сделанного на основе кристалла молибдата кальция при длине волны светового излучения 632.8нм. Частота синхронизма в данном случае равна 43.57МГц, коэффициент усиления был выбран равными 35 по амплитуде. Измерения показали, что при изменении амплитуды сигнала генератора от 0.05В до 2.5В, ширина

полосы захватывания увеличивается от 0.5кГц до 8.7кГц (увеличение ширины превышает 17 раз).

Обнаруженный эффект захватывания можно применить практически, например, для создания оптического демультиплексора. Предположим, что на оптический вход системы подается оптическое излучение с дискретным спектром, содержащим несколько компонент. Интенсивности этих компонент таковы, что для них выполняется условие генерации. Тогда в цепи обратной связи будет существовать несколько сигналов с частотами, соответствующими длинам волн падающего светового излучения. Подключая внешний генератор и выбирая его частоту равной одной из существующих в системе, можно осуществить захватывание данной частоты. При этом все остальные частоты будут подавляться, таким образом, в АО ячейке останется акустичекая волна только с одной частотой, а на оптическом выходе системы будет наблюдаться только одна спектральная компонента оптического излучения. Переключая частоту внешнего генератора, можно выбирать различные спектральные составляющие входного оптического излучения.

Представленная работа выполнена при поддержке гранта РНФ, проект 18-72-00036.

Библиографический список

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

2. Chrostowski J. “Noisy bifurcations in acousto-optic bistability”. Phys. Rev. A. 26. 1982. Pp. 3023-3025 ().

3. Балакший В.И., Манцевич С.Н. Влияние поляризации света на характеристики коллинеарной акустооптической дифракции // Оптика и спектроскопия. 2009. Т. 106. № 3. С. 499-503.

4. Балакший В.И., Манцевич С.Н. Акустооптическая коллинеарная дифракция произвольно поляризованного света // Журнал технической физики. 2011. Т. 81. № 11. С. 106-111.

5. Balakshy V.I., Mantsevich S.N. Polarization effects at collinear acousto-optic interaction // Optics and Laser Technology. 2012. V. 44. No. 4. P. 893-898.

6. Balakshy V.I., Kuznetsov Yu I., Mantsevich S.N. Effect of optoelectronic feedback on the characteristics of acousto-optical collinear filtering // Quantum Electronics. 2016. V.46. No 2, Pp. 181-184.

7. Mantsevich S.N., Balakshy V.I., Kuznetsov Yu I. Effect of feedback loop on the resolution of acousto-optic spectrometer // Physics of Wave Phenomena. 2016, V.24, No. 2, P.135-141.

8. Mantsevich S.N., Balakshy V.I., Kuznetsov Y.I. Acousto-optic collinear filter with optoelectronic feedback // Applied Physics B: Lasers and Optics. 2017. V. 123, article No 101.

9. Mantsevich S.N., Balakshy V.I. Examination of optoelectronic feedback effect on collinear acousto-optic filtration // JOSA B. 2018. V. 35, Pp. 1030-1039.

10. Mantsevich S.N., Balakshy V.I. Collinear acousto-optic filtration with electronically adjustable transmission function // IEEE Photonics Journal. 2019, V. 11, No 2, article number 7800315, pp.1-15.

11. Mantsevich S.N., Balakshy V.I. Experimental examination of frequency locking effect in acousto-optic system // Applied Physics B: Lasers and Optics. 2018, V. 124, article № 54.

12. Mantsevich S.N., Balakshy V.I. Applications of the frequency locking effect in acousto-optic systems for control of optical radiation composition // JOSA B. 2019, V.36, P. 728-735

13. V.I. Balakshy, I.M. Sinev Competition of modes in an optically heterodyned acoustooptic generator // Quantum Electronics. 2004, V. 34, No 3, P.277-282.

УДК 621.382

К. В. Мурасов, кандидат технических наук, научный сотрудник
С. А. Завьялов, кандидат технических наук, доцент
А.В. Косых, доктор технических наук, профессор
Омский государственный технический университет

ОСОБЕННОСТИ РАЗРАБОТКИ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СВЧ МИКРОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ В ТЕХНОЛОГИЧЕСКОМ БАЗИСЕ БИКМОП КРЕМНИЙ-ГЕРМАНИЙ 130 НМ[1]

В статье рассматриваются вопросы проектирования сверхширокополосных систем СВЧ микроэлектроники диапазона частот 0,8...20 ГГц. Рассмотрены особенности схемотехники для обеспечения коррекции АЧХ в верхней части диапазона рабочих частот. Рассматриваются особенности проектирования контактных площадок для минимизации паразитных емкостей и улучшения КСВ. Описываются результаты разработки и исследования специализированных высокочастотных подключающих устройств для проведения испытаний СВЧ микросхем. Рассматриваются вопросы микромонтажа СВЧ систем микроэлектроники и комплексное влияние разварочных проводников и контактных площадок на частотные свойства систем СВЧ микроэлектроники.

Ключевые слова: сверхширокополосная СВЧ СнК, высокочастотное подключающее устройство, кремний-германиевая технология, микромонтаж.

K. V. Murasov, PhD,Scientist Researcher
S. A. Zavyalov, PhD, Associate Professor
A. V. Kosykh, PhD, Professor
Omsk state technical university

THE FEATURES OF THE DEVELOPMENT AND EXPERIMENTAL RESEARCHES OF WIDEBAND MICROWAVE MICROELECTRONICS SYSTEMS IN THE SI-GE 130 NM TECHNOLOGY

The article considers the issues of designing ultra-wideband microwave microelectronics systems in the frequency range 0.8 ... 20 GHz. The features of circuitry to ensure the correction of the frequency response in the upper part of the operating frequency range are considered. The features of the design of contact pads to minimize parasitic capacitances and improve the VSWR are considered. Describes the results of the development and research of specialized high-frequency connecting devices for testing microwave circuits. The issues of micromontage of microwave microelec-

[1] Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации. Уникальный идентификатор исследования RFMEFI57417X0164.

tronics systems and the complex effect of welding wires and contact pads on the frequency properties of microwave microelectronics systems are considered.

Keywords: ulta-wideband microwave SoC, high-frequency connecting devices, Si-Ge technology, micromontage.

Развитие систем автоматизированного управления подвижными объектами неразрывно связано с внедрением современных систем машинного зрения, основанных на сверхширокополосных радарах, связано с развитием полупроводниковых технологий, позволяющих разрабатывать СВЧ системы на кристалле. Такие системы начинают находить широкое применение в новых разработках. Внедрение вспомогательных радарных систем в автомобильной промышленности способствует повышению уровня безопасности, путем предупреждения водителя о препятствиях на пути движения, вне зависимости от освещенности и погодных условий. Кроме того, радарные технологии используются в авиации для контроля над пространством и исключения столкновений летательных аппаратов, к примеру, при полетах роя дронов и т.п.

Благодаря достижениям твердотельной СВЧ электроники появилось множество компаний, осуществляющих контрактное производство заказных ИМС. Разработчику предоставляется достаточно широкий выбор доступных технологических процессов на основе кремния, кремний – германия, арсенида галлия, нитрида галлия и фосфата индия. В настоящее время большинство СВЧ электроники разрабатывается и производится на основе арсенид галлиевых технологий, на которые приходится порядка 70 – 80 % изделий. Однако арсенид галлиевой технологии присущ серьезный недостаток, обусловленный достаточно низкой степенью интеграции элементов. Эта особенность GaAs технологического процесса зачастую является непреодолимым препятствием для создания сверхбыстродействующих систем на кристалле с интегрированными цифровыми СФ – блоками. При разработке сверхширокополосных систем, в которых предъявляются требования к равномерности АЧХ во всем диапазоне рабочих частот, необходимо использовать технологические процессы с высокими граничными частотами транзисторов. В последнее время активное развитие получили кремний-германиевые технологии, позволяющие существенным образом улучшить частотные свойства традиционной кремниевой технологии, используемой для создания сложных цифровых и аналоговых блоков с высокой степенью интеграции. Граничные частоты современных гетероструктурных биполярных транзисторов превышают несколько сотен ГГц, это открывает широчайшие возможности для разработки на одной подложке аналоговых блоков, работающих в частотном диапазоне от единиц до десятков ГГц и высокоинтегрированной цифровой части.

Структурная схема сверхширокополосной СВЧ системы на кристалле (СнК) представлена на рис. 1.

В состав системы на кристалле входят следующие СФ-блоки:

1. Малошумящий усилитель;
2. Активный двубалансный смеситель;
3. Удвоитель частоты;

4. Активный перестраиваемый фильтр;
5. Усилитель промежуточной частоты;
6. Источник опорных токов и напряжений.

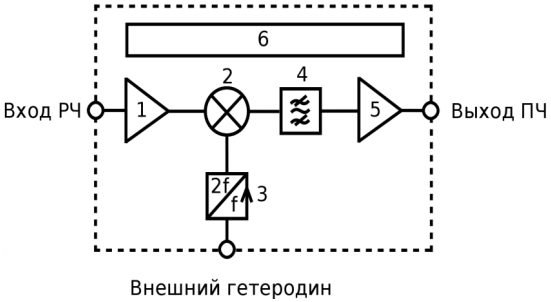


Рис. 1. Структурная схема сверхширокополосной системы на кристалле

Каждый из СФ – блоков, входящих в состав СнК разрабатывался в технологическом процессе кремний-германий 130 нм и верифицировался в кремнии. Частотный диапазон входного радиочастотного сигнала 0,8…20 ГГц. Частотный диапазон для сигнала гетеродина, подаваемого на вход удвоителя частоты – 0,4…10,5 ГГц. Диапазон частот для сигнала на выходе ПЧ 0,1…3ГГц. Напряжение питания 2,5 В. Мощность подаваемого сигнала гетеродина − не более минус 20 дБм.

Учитывая сверхширокополосность разрабатываемой СнК, особенно актуальной становится проблема равномерности АЧХ. В связи с чем остро встает вопрос разработки соответствующих контактных площадок, обладающих минимальными паразитными емкостями. Для улучшения частотных свойств контактных площадок необходимо использовать только верхние слои металлизации, что увеличивает расстояние до подложки и, как следствие, снижает паразитную емкость. Так же по возможности необходимо отказаться от использования структур ESD защиты, существенно ухудшающих частотные свойства контактной площадки. На рис. 2 представлены АЧХ для контактных площадок.

Как видно на графике, минимальное ослабление сигнала вносится контактной площадкой без ESD защиты, содержащий только верхний слой металлизации.

Малошумящий усилитель, входящий в состав СнК, может быть реализован как в виде структуры с распределенным усилением, обладающей достаточно хорошими динамическими характеристиками и коэффициентом шума в полосе рабочих частот не более 4…5 дБ, так и в виде схемотехнического решения с сосредоточенным усилением. Существенным преимуществом схемы с сосредоточенным усилением, описанной в [1], является встроенное симметрирующее устройство, преобразующее входной сигнал в дифференциальный, необходимый для работы двойного балансного смесителя. Величина фазовой ошибки между дифференциальными выходами малошумящего усилителя не превы-

шает 10°, что оказывает несущественное воздействие на работу двойного балансного смесителя. Удвоитель частоты основан на серии последовательно включенных дифференциальных каскадов и ячейке Гилберта [2], удваивающей сигнал гетеродина. Технические особенности используемого двойного балансного смесителя рассмотрены в [3,4]. В ходе разработки схемотехнических решений и проведения их коррекции, после экстракции списка цепей с паразитными элементами из топологического представления, широко использовались цепи коррекции, обеспечивающие выравнивание и небольшой подъем АЧХ на частотах более 10 ГГц. Программно конфигурируемый фильтр основан на дифференциальных каскадах с местной обратной связью по напряжению, нагруженных емкостями с программно-управляемой коммутацией. Полоса фильтра перестраивается в пределах от 0,1…0,5 ГГц до 0,1…3 ГГц путем программирований пяти разрядного регистра управления. Микрофотография экспериментальных образцов СФ-блоков представлена на рис. 3.

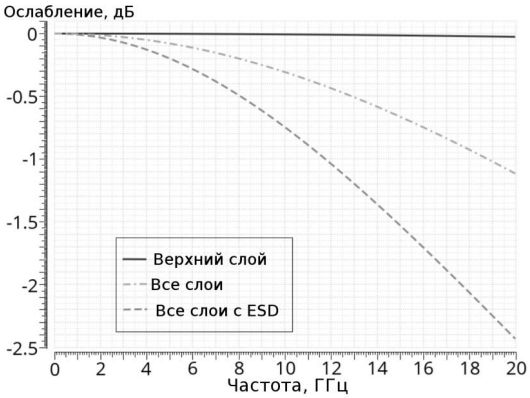


Рис. 2. АЧХ для различных контактных площадок

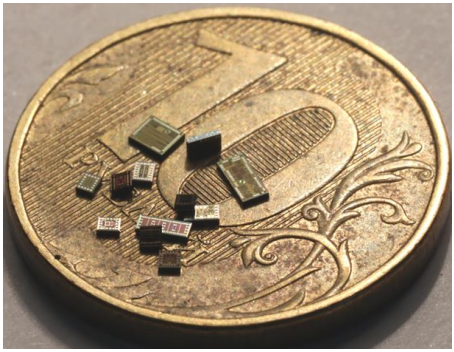


Рис. 3. Микрофотография изготовленных СФ-блоков

Для проведения экспериментальных исследований СФ-блоков необходима разработка и изготовление измерительной оснастки. Оснастка представляет собой ВЧ материал на котором изготавливается высокочастотные линии передачи для подведения сигналов гетеродина и радиочастотного от разъемов к исследуемой микросхеме. Монтаж микросхемы осуществляется либо при помощи метода flip chip либо при помощи разварки золотой проволокой. В последнем случае необходима минимизация длин разварочных полупроводников, поскольку 1мм термокомпрессионного или ультрозвукового соединения диаметром 25 мкм представляет собой индуктивность 1нГн. Одним из способов минимизации длины разварочного проводника является монтаж кристалла в отверстие СВЧ платы на алюминиевую основу при помощи токопроводящего клея (рис. 4).

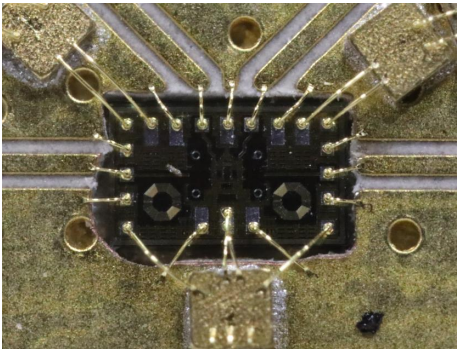


Рис. 4. Микромонтаж микросхемы в отверстие

Для микромонтажа методом flip chip необходимо использование СВЧ материалов обладающих достаточной твердостью, поскольку в противном случае при проведении операции монтажа наблюдается деформирование диэлектрика и слоя металлизации золотым шариками, сформированными на контактных площадках микросхемы, что в конечном счете приводит к формированию ненадежного соединения.

После анализа результатов измерений экспериментальных образцов СФ-блоков вносятся необходимые корректировки схемотехнических и топологических решений и осуществляется разработка сверхширокополосной СВЧ СнК.

В статье описаны особенности проектирования СВЧ систем на кристалле, рассмотрено влияние контактных площадок на подаваемые сигналы, приведены возможные варианты изготовления измерительной оснастки и метод минимизации длины разварочных проводников.

Библиографический список

1. Murasov, K.V. The Wideband Balun-LNA in 130 nm SiGe Technology/ K. V. Murasov, S.A. Zavyalov, A.V. Kosykh, Zh. B. Sadykov//2018 International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies, FarEastCon 2018. Pp. 1-3.

2. Мурасов К.В. Удвоитель частоты 0.4-10ГГц с дифференциальным выходом основанный на ячейке Гильберта в кремний-германиевом технологическом процессе 130 нм / К.В. Мурасов, С.А. Завьялов, Р.Р. Фахрутдинов, Ж.Б. Садыков // XXI международная конференция Волновая электроника и ее применения в информационных и телекоммуникационных системах. СПб, 2018. С. 103-109.

3. Садыков, Ж.Б. Широкополосный активный смеситель на основе ячейки Гильберта со встроенным симметрирующим устройством в кремний -германиевом технологическом процессе 250 нм/ Ж.Б. Садыков, Р.А. Вольф, В.Ю. Шеин, В.В. Ерохин // XXI международная конференция Волновая электроника и ее применения в информационных и телекоммуникационных системах. СПб, 2018. С. 92-97.

4. Murasov, K.V. Wideband Double-Balanced Active Mixer Based on Gilbert Cell with Integrated Baluns in SiGe BiCMOS 130nm Technology / K.V. Murasov, S.A. Zavyalov, A.V. Kosykh, R.R. Fakhrutdinov, Zh. B. Sadykov, R.A. Wolf // 19th international conference of young specialists on micro/nanotechnologes and electron devicesEDM2018. Novosibirsk, 2018. Pp. 132-135.

5. Dzhurinskiy, K.B. Small radio-frequency connectors//ZAO “Radiant-Elkom”, 2013.

6. Tong, H-M.Advanced Flip Chip Packaging / H-M. Tong, Y-S. Lai, C.P. // Springer US, 2013.

7. C. Banda, R.W. Flip Chip Assembly of Thinned Silicon Die on Flex Substrates/C. Banda, R.W. Johnson, T. Zhang, Z. Hou, H. K. Charles // IEEE Transactions on Electronics Packaging Manufacturing: P. 1-8. 2008,

8. Harman, G. Wire Bonding in Microelectronics // Third Edition. 2010.

УДК 535.3

Н.В. Поликарпова, кандидат физико-математических наук, доцент
В.Б. Волошинов, кандидат физико-математических наук, доцент
Московский государственный университет им. М.В. Ломоносова

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ В АКУСТООПТИКЕ ЯВЛЕНИЯ МНОГОКРАТНОГО ОТРАЖЕНИЯ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН В КРИСТАЛЛЕ ПАРАТЕЛЛУРИТА

Представлены результаты исследования явления многократного отражения упругих волн в кристалле парателлурита, характеризующегося большой анизотропией упругих свойств. Теоретически и экспериментально изучено отражение медленных сдвиговых объемных акустических волн от свободной границы кристалл-вакуум. Рассмотрение проведено в плоскости (001) высокоэффективного акустооптического кристалла, в которой акустическая анизотропия максимальна. На основе проведенного анализа сделан вывод о возможности применения явления многократного отражения акустооптических волн в акустооптическом устройстве управлении параметрами световых потоков.

Ключевые слова: акустические волны, парателлурит, акустические отражения, акустооптическое взаимодействие, квазиколлинеарная дифракция.

N.V. Polikarpova, PhD, Associate Professor
V.B. Voloshinov, PhD, Associate Professor
Lomonosov Moscow State University

ACOUSTO-OPTIC APPLICATION OF MULTIPLE ACOUSTIC WAVE REFLECTION PHENOMENON IN PARATELLURITE CRYSTAL

We present results on investigation of the phenomenon of multiple acoustic wave reflection in the paratellurite crystal used due to the extremely high anisotropy of its elastic properties. The reflections of bulk slow shear acoustic waves form a free boundary separating the crystal and the vacuum is examined theoretically and experimentally. We carried out the analysis in the highly efficient acousto-optic crystal in the crystalline plane (001) in which the acoustic anisotropy is maximal. Based on the carried out research we made a conclusion about a possibility to apply the multiple acoustic reflection phenomenon in an acousto-optic device capable of optical beam parameters control.

Key words: acoustic waves, paratellurite, acoustic reflections, acousto-optic interaction, quasi-collinear diffraction.

Акустооптика исследует явление взаимодействия световых лучей с дифракционными решетками, индуцированными акустическими возмущениями [1]. Наиболее востребованным практическим приложением акустооптики является создание новых устройств, позволяющих управлять световыми потоками с помощью ультразвука в среде. Такие устройства дают возможность управлять интенсивностью, частотой, фазой, направлением распространения и поляризацией электромагнитной волны [1-3].

Практически всегда закономерности акустооптического взаимодействия зависят от параметров акустического пучка, которые в свою очередь определяются степенью анизотропии используемого материала. Следует отметить, что в акустооптике используются среды, обладающие физическими свойствами, отличными от традиционных материалов. Поэтому актуальным направлением исследований является изучение характеристик акустических волн, распространяющихся в таких средах [3-5]. Отличительной особенностью материалов, используемых в акустооптике, является сильная анизотропия упругих свойств, вследствие чего в кристаллах могут происходить необычные физические процессы и явления, не наблюдающиеся в изотропных или слабо анизотропных средах [4,5].

Акустическая анизотропия материала проявляется в сильной зависимости фазовой скорости волн от направления распространения в кристалле, а также приводит к отклонению направления распространения упругой энергии от направления распространения акустического волнового фронта. Известно, что направление групповой скорости волн в анизотропных средах в общем случае не совпадает с соответствующим направлением фазовой скорости [1-5]. Так, в плоскости (001) кристалла парателлурита (TeO_2) угол сноса между акустической групповой и фазовой скоростью достигает рекордной величины $\psi = 74^0$ [1-5]. Это значение угла акустического сноса является максимальным среди всех известных материалов, используемых в настоящее время при комнатных температурах. Оказалось, что распространение и отражение упругих волн в анизотропных средах представляет большой интерес как для академической науки, так и для практических приложений в акустооптике и акустоэлектронике. Например, анализ акустических отражений доказывает возможность существования ряда новых эффектов, которые нельзя наблюдать в изотропных материалах, т.е. жидкостях и стеклах [4, 5].

В данной работе теоретически и экспериментально исследуется явление многократного отражения объемных акустических волн в кристалле парателлурита. В частности, в эксперименте реализовано многократное акустическое отражение от двух свободных граней кристалла, разделяющих кристалл с вакуумом или воздухом. Для изучения явления многократного отражения акустических волн в кристалле и определения возможности использования данного явления в акустооптике была изготовлена акустооптическая ячейка из парателлурита специальной формы. Ячейка представляла собой четырехгранную призму с двумя параллельными боковыми гранями и двумя боковыми гранями, расположенным под углом друг к другу. На рис. 1 представлена фотография призмы, на котором видна взаимная ориентация четырех боковых граней кристалла. Оптическая ось Z кристалла парателлурита была направлена вертикально вверх, т.е. вдоль малого ребра призмы. Важно, что все грани призмы были плоскими и полированными.

К левой боковой грани призмы, расположенной под углом 82^0 к оси [110], был прикреплен пьезоэлектрический преобразователь (ПТ) из кристалла ниобата лития X-среза. Этот преобразователь генерировал объемную квазисдвиговую акустическую волну, которая распространялась вдоль направления в кристалле

с рекордно большим углом акустического сноса $\psi = 74^0$. Данная волна генерировалась в кристалле таким образом, что её волновой вектор был направлен в сторону правой боковой грани призмы, в то время как поток акустической энергии был направлен в сторону нижней боковой грани, ориентированной вдоль оси [100]. На рисунке 2 показана призма и ориентация её граней относительно кристаллографических осей парателлурита. На рисунке 3 указаны направления распространения исходной падающей волны (1), отраженных волн (2)-(5), а также всех их волновых фронтов.

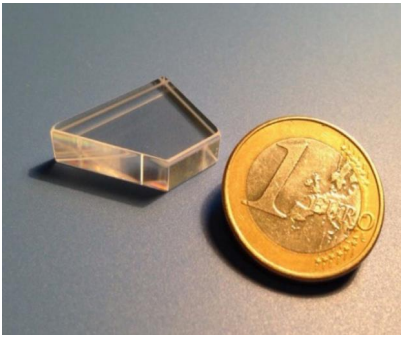


Рис. 1. Общий вид акустооптической ячейки из кристалла парателлурита

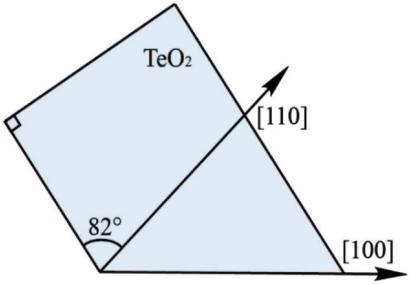


Рис. 2. Направления кристаллографических осей в призме из кристалла парателлурита

Специальный выбор конфигурации призмы обеспечил падение исходной акустической волны (1) на ее нижнюю грань, как показано на рисунке 3. Анализ показал, что после падения волны (1) происходило её отражение, в результате чего рождались волны (2) и (3).

Анализ показал, что в результате падения и многократных отражений в плоскости (001) кристалла одновременно распространялись пять квазисдвиговых акустических волн, как показано на рис. 3. Все эти волны были ориентированы вдоль различных направлений и характеризовались пятью углами акустического сноса. При проведении исследований методами акустооптики на длине

волны лазерного света $\lambda = 532$ нм и частоте звука $f = 87$ МГц были экспериментально определены направления распространения пяти звуковых волн, а также измерены их фазовые и групповые скорости. При зондировании акустических пучков лазерным лучом были также определены коэффициенты отражения акустических волн от боковых граней кристалла и коэффициенты затухания ультразвука [5].

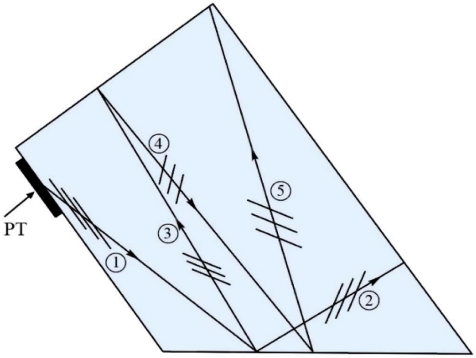


Рис. 3. Направления распространения акустических пучков в кристалле парателлурита

На основе полученных данных об особенностях многократного отражения акустических пучков в кристалле была рассмотрена возможность создания акустооптического устройства для управления характеристиками оптических пучков. В частности, оказалось, что данный кристалл может быть использован в качестве новой модификации квазиколлинеарного акустооптического фильтра [6]. Анализ показал, что в предлагаемом устройстве с помощью единственного пьезоэлектрического преобразователя в кристалле может одновременно генерироваться как минимум три протяженных акустических пучка (3), (4) и (5). Важно, что эти пучки распространяются под различными углами к кристаллографическим осям материала. При этом отраженные пучки характеризуется одной и той же акустической частотой, но имеют три разные фазовые скорости.

Если на боковые грани созданной акустооптической ячейки направить три оптических пучка немонохроматического света, причем послать свет таким образом, чтобы световые лучи распространялись коллинеарно с групповыми скоростями ультразвука вдоль потока энергии трех отраженных акустических пучков, то при выполнении условия брэгговского синхронизма может произойти явление квазиколлинеарной дифракции света на ультразвуке [1, 6]. Благодаря тому, что дифракция света происходит на протяженных решетках с большой длиной взаимодействия света и звука, селективность дифракции окажется высокой и сравнимой с селективностью дифракции в современных квазиколлинеарных фильтрах. Это означает, что созданную акустооптическую ячейку можно рекомендовать для использования в качестве квазиколлинеарного акустооптиче-

ческого фильтра. В отличие от существующих фильтров, предлагаемое устройство оказывается многоканальным, т.е. имеет три оптических входа и может одновременно фильтровать свет на трех разных длинах волн света. Очевидно, что соотношение трех оптических длин волн в отфильтрованном излучении будет определяться соотношением фазовых скоростей трех акустических пучков.

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

Библиографический список

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

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

3. Voloshinov V.B., Polikarpova N.V. Application of acousto-optic interactions in anisotropic media for control of light radiation //Acustica-Acta Acustica, 2003. V. 89. Pp. 930-935.

4. 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. 297-303.

5. Voloshinov V.B., Polikarpova N.V., Ivanova P.A., Khorkin V.S. Acousto-optic control of internal acoustic reflection in tellurium dioxide crystal in case of strong elastic energy walkoff // Applied Optics. 2018. V. 57. No. 10. Pp. 19-25.

6. Молчанов В.Я., Волошинов В.Б., Макаров О.Ю. Квазиколлинеарные перестраиваемые акустооптические фильтры на основе кристалла парателлурита для систем спектрального уплотнения и селекции каналов // Квантовая электроника. 2009. № 4. С. 353-360.

УДК 535.3

В.С. Хоркин, аспирант
В.Б. Волошинов, кандидат физико-математических наук, доцент
Московский государственный университет им. М.В. Ломоносова

ИССЛЕДОВАНИЕ АКУСТООПТИЧЕСКИХ СВОЙСТВ МОНОКРИСТАЛЛА ТЕЛЛУРА В РЕЖИМЕ АНИЗОТРОПНОЙ БРЭГГОВСКОЙ ДИФРАКЦИИ[1]

В работе представлены результаты теоретического анализа акустических и акустооптических свойств монокристалла теллура для плоскости XZ. Рассмотрены различные варианты анизотропного акустооптического взаимодействия на волнах, распространяющихся вдоль оси X. Представлены результаты расчета коэффициента акустооптического качества для каждой из трех акустических мод, а также рассмотрены варианты создания акустооптических ячеек с использованием акустических волн вдоль оси X двулучепреломляющего кристалла теллура.

Ключевые слова: акустика, акустические волны, акустооптика, монокристалл теллура, акустооптическое качество.

V.S. Khorkin, postgraduate student PhD
V.B. Voloshinov, PhD, Associate Professor*****
Lomonosov Moscow State University

INVESTIGATION OF ACOUSTO-OPTIC PROPERTIES OF SINGLE CRYSTAL TELLURIUM IN CASE OF ANISOTROPIC BRAGG DIFFRACTION

We present results on theoretical investigation of acoustic and acousto-optic properties of single crystal tellurium in the XZ plane of the material. We examined different cases of anisotropic acousto-optic interaction provided by acoustic waves propagating along X axis of the crystal. A few results obtained from calculation of the acousto-optic figure of merit coefficient for each of the three acoustic modes are summarized in the presentation. We also considered a possibility to develop acousto-optic cells using the acoustic waves propagating along the X axis of the birefringent material.

Key words: acoustic, acoustic waves, acousto-optics, single crystal of tellurium, figure of merit.

На сегодняшний день акустооптические (АО) приборы широко используются для управления параметрами электромагнитного излучения в лазерной технике, оптике, спектроскопии, а также в устройствах оптической обработки информации. Акустооптические приборы характеризуются малыми габаритами

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

и весом, высоким быстродействием, отсутствием механически движущихся частей, малыми электрическими и оптическими потерями [1]. На данный момент созданы и используются акустооптические приборы для управления излучением ультрафиолетового, видимого и ближнего инфракрасного диапазона длин волн электромагнитного спектра. Однако, вопросы создания приборов для дальней инфракрасной области электромагнитного спектра (например, на длине волны λ = 10.6 мкм) остаются нерешенными. Зачастую указанные проблемы связаны с отсутствием эффективного АО материала, являющегося прозрачным в данном диапазоне длин волн. В литературе имеется несколько работ, в которых изучаются свойства различных химических соединений, пригодных для использования в дальнем инфракрасном диапазоне. В частности, это вещества на основе ртути: каломель (Hg_2Cl_2), бромид (Hg_2Br_2) и йодид (Hg_2I_2) ртути [2]. В последнее время большой интерес вызывают соединения на основе таллия: кристаллы TAS (Tl_3AsSe_3), а также кубические кристаллы галогенидов таллия – KRS-5 и KRS-6 [3].

В данной работе рассматривается возможность применения монокристаллического теллура в качестве основы для АО приборов. При этом продолжен цикл исследований акустических, оптических и акустооптических свойств монокристалла теллура, в частности, величин фотоупругих модулей данного кристалла. В работе представлены результаты теоретического анализа акустооптического взаимодействия на акустических волнах вдоль кристаллографической оси X. На основе расчетов предложена конфигурация АО ячейки, в которой можно наблюдать различные виды АО взаимодействия.

Из теории известно, что кристалл теллура принадлежит к кристаллографическому классу 32 тригональной сингонии и является прозрачным в диапазоне длин волн λ = 4-23 мкм [4]. Данный материал обладает большими значениями показателей преломления n_o = 4.8 и n_e = 6.25.

Из общего вида и свойств симметрии матрицы фотоупругих постоянных известно, что для материала данного класса являются независимыми только 6 упругих коэффициентов [4]. В данной работе были выбраны следующие значения упругих коэффициентов теллура: $c_{11} = 3.76 \cdot 10^{10}$ *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*, $c_{14} = 1.43 \cdot 10^{11}$ *Па* и $c_{44} = 3.55 \cdot 10^{10}$ *Па* [4]. На основе представленных значений коэффициентов, описывающих упругие свойства теллура, была решена акустическая задача для кристаллографических плоскостей XY, XZ и YZ. В частности, на рисунке 1 изображена зависимость сечения поверхности акустической медленности кристаллографической плоскостью XZ теллура.

На рис. 1 видно, что вдоль оси X распространяются три акустические моды – одна продольная и две сдвиговых. Скорости указанных волн, соответственно, равны: V_L = 2450 м/с для продольной моды, V_{SS} = 1050 м/с и V_{FS} = 2600 м/с для медленной и быстрой сдвиговых акустических мод. При этом необходимо отметить, что хотя все рассматриваемые моды являются чистыми, сдвиговые моды поляризованы не по осям кристалла, а под углом к кристаллографическим направлениям. В частности, для быстрой сдвиговой моды поляризация направлена под углом $\theta = 26.6^\circ$ в плоскости YZ к кристаллографической оси Z. Поля-

ризация быстрой сдвиговой моды направлена под углом $\theta = 116.6^{\circ}$. Важно, что данные направления векторов поляризаций сдвиговых волн зависят от знака упругой постоянной c_{14}, которая в наших расчетах была выбрана положительной. Знак упругой постоянной оказывает влияние не только на направление поляризации акустических волн, но и на величины, а также и на типы безразмерных деформаций S_{ij}, которые, в свою очередь, влияют на эффективность АО взаимодействия.

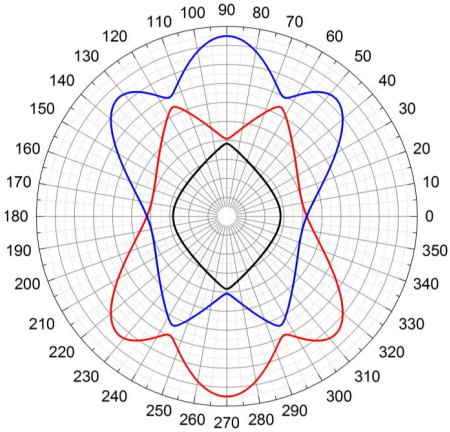


Рис. 1. Общий вид сечения поверхностей акустической медленности для кристаллографической плоскости XZ монокристаллического теллура

Нами была рассмотрена квазиортогональная геометрия взаимодействия в плоскости XZ монокристалла теллура. Исходя из законов сохранения энергии и импульса, были рассчитаны зависимости угла Брэгга от частоты ультразвука в случае дифракции на акустических волнах вдоль оси X. В расчетах учитывалось явление оптической активности, которое проявляется вблизи оптической оси монокристалла теллура [4, 5]. Данное явление приводит к тому, что оптическое излучение, распространяющееся вдоль оптической оси, распадается на две циркулярно поляризованные оптические моды, которые распространяются с различными фазовыми скоростями.

Влияние явления оптической активности на кривые брэгговского синхронизма было рассмотрено в работе [5]. На рис. 2 представлены результаты расчета зависимости угла Брэгга от частоты ультразвука при дифракции на сдвиговых акустических волнах вдоль оси X. При расчетах длина волны оптического излучения была выбрана равной $\lambda = 10.6$ мкм.

На рис. 2 сплошными кривыми представлены углочастотные зависимости при дифракции на медленной сдвиговой моде, а пунктирными линиями показаны зависимости, полученные для быстрой сдвиговой моды.

Для простоты анализа на данном рисунке представлены углочастотные зависимости только для анизотропной дифракции. Видно, что анизотропные

ветви имеют характерные точки дефлекторной геометрии АО взаимодействия. Например, для медленной акустической моды частота взаимодействия f = 12 МГц, а угол Брэгга при этом равен θ_B = 1.5°. Также из рисунка видно, что на графике существует точка, соответствующая широкоапертурному фильтру (частота f = 6 МГц, угол Брэгга θ_B = 2°) в случае медленной сдвиговой моды. Эти режимы реализуются благодаря наличию оптической активности вблизи оси Z кристалла теллура. В нашей работе планируется создание прототипа АО ячейки, в которой возможно возбуждение как быстрой, так и медленной сдвиговой акустической волны вдоль оси X. Указанные волны можно возбуждать при помощи буфера, к которому будет приклеиваться образец на основе теллура в соответствии с направлением поляризаций каждой из сдвиговых волн.

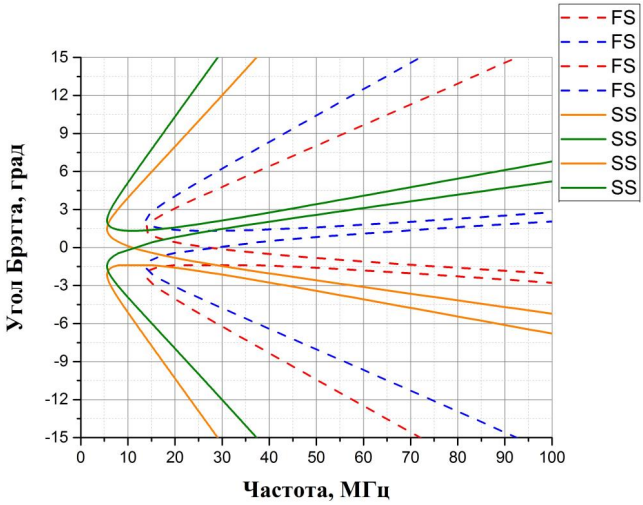


Рис. 2. Зависимость угла Брэгга от частоты ультразвука для медленной сдвиговой волны (сплошные кривые) и быстрой сдвиговой волны (пунктирные кривые)

В ходе теоретического анализа были проведены оценки величины АО качества для выбранных акустических волн. Как было показано выше, медленная и быстрая акустические волны вдоль оси X поляризованы в направлениях, не совпадающих с кристаллографическими осями Y и Z. Это означает, что обе волны одновременно создают в образце упругую деформацию и S_5, и S_6. Исходя из вида симметрии тензора упругих коэффициентов [4], можно записать эффективную фотоупругую постоянную для анизотропного взаимодействия на сдвиговых волнах в зависимости от угла Брэгга: $p_{eff} = \cos\theta_B \left(p_{14} S_5 + p_{66} S_6 \right)$. Однако прямая подстановка в полученное соотношение фотоупругих постоянных и величин деформации является некорректной, так как из литературы неизвестны знаки фотоупругих постоянных p_{14} и p_{66}.

На основе проведенного анализа планируется экспериментальное исследование акустооптических свойств монокристалла теллура при анизотропной дифракции на сдвиговых акустических волнах вдоль оси X. При этом в ходе работы будет проведена оценка величин эффективных фотоупругих констант как для быстрой, так и для медленной сдвиговых акустических волн. Это позволит сделать вывод о том, какая из этих акустических мод может при надлежащем выборе углов падения света быть использована в акустооптических модуляторах, дефлекторах и фильтрах, работающих на основе монокристаллов теллура.

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. Voloshinov V.B., Porokhovnichenko D.L., Dyakonov E.A. Design of far-infrared acousto-optic tunable filter based on backward collinear interaction // Ultrasonics. 2018. V. 88. Pp. 207-212.

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

5. 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.

УДК 534.2:535.4

К.Б. Юшков, кандидат физико-математических наук
В.Я. Молчанов, кандидат физико-математических наук
Национальный исследовательский технологический университет «МИСиС»

АДАПТИВНАЯ ГИПЕРСПЕКТРАЛЬНАЯ АКУСТООПТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ОБРАБОТКИ ИЗОБАЖЕНИЙ

Создана и экспериментально исследована акустооптическая гиперспектральная система с адаптивным управлением функцией пропускания фильтра. Показано, что интенсивность сигнала линейно зависит от ширины функции пропускания в режиме обработки изображений. Для компенсации уширения функции точечного отклика системы использована конфокальная оптическая система. Продемонстрирована адаптивная перестройка функции пропускания и компенсация неоднородности спектра источника излучения в диапазоне 460-820 нм.

Ключевые слова: акустооптика, гиперспектральный анализ изображений, функция пропускания, точечный отклик.

K.B. Yushkov, Ph.D., Leading researcher
V.Ya. Molchanov, Ph.D., Director of Acousto-Optical Research Center
National University of Science and Technology MISIS

ADAPTIVE HYPERSPECTRAL ACOUSTO-OPTICAL IMAGING SYSTEM

We created and studied experimentally an acousto-optic hyperstectral imaging system with adaptive controlling of the filter transmission. It is demonstrated that the image intensity is proportional to the transmission bandwidth. A confocal optical scheme has been used for compensation of the point spread function dispersive broadening. Adaptive tuning of the transmission bandwidth and compensation for spectral inhomogeneity of a light source in the bandwidth 460-820 nm was demonstrated.

Keywords: acousto-optics, hyperspectral imaging, transmission function, point spread function.

Гиперспектральный анализ изображений является одним из основных оптических методов в дистанционном зондировании земли, планетных исследованиях, биофотонике, экологическом мониторинге и других задачах прикладной спектроскопии. Гиперспектральные системы на основе акустооптических перестраиваемых фильтров (АОПФ) широко распространены на практике. Одной из актуальных задач является управление светочувствительностью гиперспектральных систем для повышения их динамического диапазона в условиях естественного освещения. Светочувствительность гиперспекитральной системы на АОПФ можно контролировать, управляя шириной функции пропускания, что эквивалентно изменению ширины щели обычного спектрометра.

Управление шириной функции пропускания АОПФ в широком диапазоне может быть осуществлено применением линейной частотной модуляции управляющего радиосигнала [1, 2]. Более общим является метод формирования ВЧ-сигналов, обеспечивающих произвольную функцию пропускания АОПФ, на основе переноса спектра в комплексную плоскость и преобразования Фурье [3]. При этом, управляя фазовой модуляцией в спектральной области, можно менять эффективную длительность ВЧ-сигнала и скорость частотной модуляции. При этом до сих пор вопрос влияния такой модуляции на качество изображений в гиперспектральной системе оставался неисследованным. Ухудшение пространственного разрешения обусловлено угловой дисперсией АОПФ [4] и зависит как от конструкции самого АОПФ, так и от оптической системы [5].

В настоящей работе был создан и исследован АО-спектрометр изображений, построенный по конфокальной оптической схеме [6], на широкоапертурном неколлинеарном АОПФ на парателлурите, разработанном и созданном в НИТУ «МИСиС». Оптическая схема прибора и экспериментальной установки показана на рис. 1. Оптическая схема спектрометра согласована со входной оптикой, имеющей относительное отверстие не более *F*/12.5. Система переноса изображения состоит из Фурье-линзы (100 мм, *F*/3.4) и объектива (50 мм, *F*/1.7), увеличивая эффективное относительное отверстие в 2 раза и повышая соотношение сигнал/шум в 4 раза. Источником освещения в эксперименте являлась дуговая ксеноновая лампа, излучение которой было заведено через коллиматор в одномодовое оптоволокно (тип 9/125, диаметр сердцевины 9 мкм). Свободный конец оптоволокна был расположен в фокусе коллиматора (135 мм, *F*/3.5); длиннофокусный объектив (650 мм, *F*/12) фокусировал промежуточное изображение в плоскости входной диафрагмы спектрометра. Минимальный диаметр пятна на детекторе составлял 2.8 пикселей. Система управления состояла из программируемого генератора сигналов произвольной формы и ВЧ-усилителя.

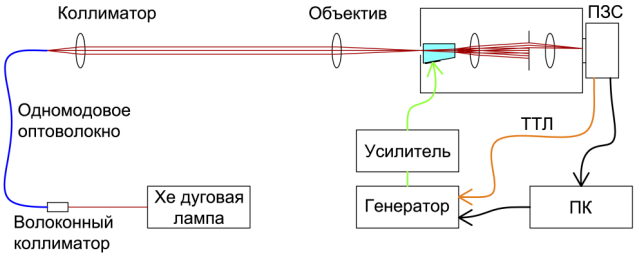


Рис. 1. Схема экспериментальной установки

Вычисление ВЧ-сигналов проводилось дисперсионным методом [3]: дискретного преобразования Фурье комплексной функции с постоянной амплитудой в окне переменно ширины и квадратичным аргументом. Средняя

мощность волнового пакета возрастает линейно с увеличением ширины функции пропускания до тех пор, пока не достигается предела динамического диапазона генератора сигналов и ВЧ-усилителя (рис 2).

В серии измерений изменялась как ширина функции пропускания АОПФ, так и экспозиция кадра, определяемая числом повторов управляющего ВЧ волнового пакета, подаваемого генератором сигналов на АОПФ. Таким образом, АОПФ использовался также в качестве управляемого электронного затвора, позволяющего контролировать выдержку с точностью 4.54 мкс. Диапазон изменения функции пропускания составлял от 1 до 25 единиц относительно собственно ширины аппаратной функции АОПФ; экспозиция менялась от 1500 до 6500 мкс. Таким образом, был максимально использован динамический диапазон ПЗС-камеры. Интенсивность изображения измерялась как сумма значений пикселей изображения после вычитания фона в круговой апертуре радиусом 10 пикселей вокруг центроида изображения.

Зависимость интенсивности от относительной ширины функции пропускания показана на рис. 2 (λ = 505 нм, f = 106.7 МГц). Зависимость интенсивности от обоих параметров, времени экспозиции и ширины функции пропускания. значение интенсивности приведено относительно интенсивности изображения при той же выдержке и одночастотном управляющем сигнале методом усреднения по различным экспозициям.

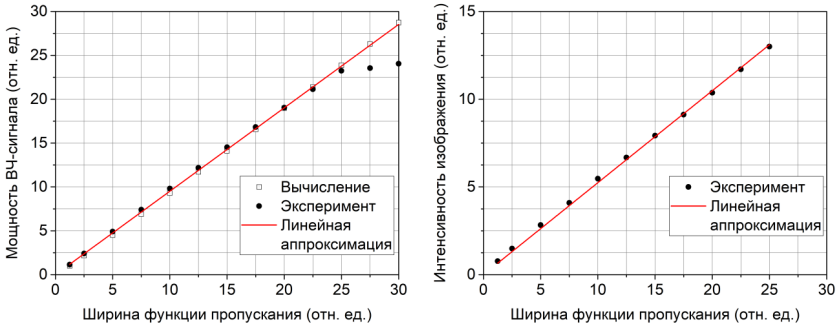


Рис. 2. Зависимость мощности управляющего ВЧ-сигнала и интенсивности спектрального изображения от заданной ширины функции пропускания АОПФ

Изображения точечного источника приведены на рис. 3. В неколлинеарном АОПФ проявляются два типа угловой дисперсии [4]: 1) дисперсия при перестройке центральной длины волны; 2) дисперсия при наличии фазовой расстройки на постоянной центральной длине волны. В случае широкополосного управления АОПФ определяющую роль играет дисперсия первого типа. Оба этих типа дисперсии не могут быть одновременно скомпенсированы выбором какого-то наклона выходной грани АОПФ, следовательно выбор оптической схемы спектрометра изображений играет ключевую роль. Применение конфокальной оптической системы спектрометра позволило

существенно скомпенсировать поперечную хроматическую аберрацию, приводящую к уширению пятна рассеяния точечного источника в плоскости дифракции (*y*-координата на рис. 3).

Рис. 3. Нормированный точечный отклик гиперспектральной системы при различной относительной ширине функции пропускания (слева направо): 1, 4, 10, 20

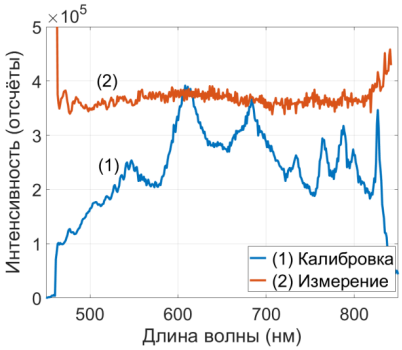


Рис. 4. Широкополосная коррекция спектра ксеноновой дуговой лампы

В рассмотренном эксперименте увеличение ширины функции пропускания за счет формирования управляющего ВЧ-сигнала с прямоугольным спектром приводит к умеренному увеличению размера изображения в направлении *y*: при увеличении ширины функции пропускания в 20 раз наблюдалось уширение изображения всего в 1.64 раз, что демонстрирует высокую эффективность применения конфокальной оптической схемы в рассматриваемой задаче [6].

На основании полученной линейной зависимости интенсивности изображения был разработан протокол измерений, позволяющий корректировать светочувствительность гиперспектральной системы путем адаптивного управления шириной аппаратной функции АОПФ [7]. На рис. 4 показан результат применения этого протокола для коррекции спектра дуговой лампы. При первом (калибровочном) измерении ширина функции пропускания оставалась постоянной. При втором измерении ширина функции пропускания для каждой

длины волны выбиралась обратно пропорциональной полученной интенсивности при первом измерении. В результате одной итерации был получен однородный спектр в окне от 460 до 820 нм со стандартным отклонением менее 3% от среднего.

Полученные результаты показывают, что применение частотной модуляции управляющих радиосигналов позволяет получать высокое качество изображений в гиперспектральных системах на основе АОПФ и осуществлять адаптивное управление светочувствительностью спектрометра для облегчения калибровок в прикладных задачах с ограниченными ресурсами цифровой обработки данных.

Работа выполнена при поддержке РФФИ, гранты 18-07-00674-а, 18-29-20019-мк.

Библиографический список

1. Магдич Л.Н., Молчанов В.Я., Пономарева И.П. Аппаратная функция акусто-оптического фильтра с неколлинеарным взаимодействием // Опт. Спектр. 1984. Т. 56. № 4. С. 736.

2. Мазур М.М., Судденок Ю.А., Шорин В.Н. Двойной акустооптический монохроматор изображений с перестраиваемой шириной аппаратной функции // Письма в ЖТФ. 2014. Т. 40. № 4. С. 56.

3. Molchanov V.Ya., Yushkov K.B. Advanced spectral processing of broadband light using acousto-optic devices with arbitrary transmission functions // Opt. Express. 2014. V. 22. No. 13. P. 15668.

4. Аникин С.П., Есипов В.Ф., Молчанов В.Я. и др. Акустооптический спектрометр изображений для астрофизических измерений // Опт. Спектр. 2016. Т. 121. № 1. С. 124.

5. Machikhin A., Batshev V., Pozhar V.E. Aberration analysis of AOTF-based spectral imaging systems // J. Opt. Soc. Am. A. 2017. V. 34. No. 7. P. 1109.

6. Yushkov K.B., Anikin S.P., Gurov V.V. et al. Acousto-optic spectrometer for speckle imaging // Proc. SPIE. 2018. V. 10702. P. 107024M.

7. K.B. Yushkov, O.Yu. Makarov, V.Ya. Molchanov. Novel protocol of hyperspectral data acquisition by means of an acousto-optical tunable filter with synthesized transmission function // Optics Letters. 2019. V. 44, № 6. P. 1500.

АКУСТОЭЛЕКТРОНИКА

УДК 541.183+548.571

В.И. Анисимкин, доктор физико-математических наук
Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН

МНОГОМОДОВЫЕ АКУСТИЧЕСКИЕ СЕНСОРЫ И СЕНСОРНЫЕ РЕШЕТКИ[1]

Описан новый подход к разработке акустических датчиков газов и жидкостей. Показано, что выбором типа, количества и сенсорных свойств акустических волн, детектирующих среду, примыкающую к звукопроводу, можно сформировать требуемую совокупность акустических откликов и селективно измерить сразу несколько физических параметров жидкостной/газовой среды и/или химического/биологического процесса. Подход демонстрируется на примерах: i) решетки акустических датчиков, интегрированных на одной подложке с единственной чувствительной пленкой для каждого из них; ii) акустическом детекторе физических свойств тонких пленок при адсорбции и десорбции газов; iii) акустическом анализаторе микрокапель летучих соединений, iv) селективном датчике температуры жидких сред; v) акусто-резистивном сенсоре, усиливающем термокондуктометрических эффект.

Ключевые слова: акустические волны, физические, химические, биологические микросенсоры, сенсорные решетки.

V.I. Anisimkin, Doctor of Science
Kotelnikov Institute of Radioengineering
and Electronics of Russian Academy of Science

MULTIMODE ACOUSTIC WAVE SENSORS AND SENSOR ARRAYS

Novel acoustic approach for sensing in gases and liquids is presented. The key idea of the approach consists in harnessing, instead of one sensor property and one type of acoustic wave (as was previously), all sensing properties and all acoustic waves which may exist in solids with different elastic, piezoelectric, dielectric properties and geometry. It is shown that by selecting the types, quantity, and properties of the waves that probe the medium adjacent to an acoustic crystal it is possible to form the proper set of responses with less amount of sorbent films allowing simultaneous measurement of several characteristics of the environment or a chemical/biological process. Examples of the application of the approach include i) arrays of acoustic wave sensors integrated on a single substrate with one and the same sorbent film for all sensors; ii) acoustic detector of the changes in physical properties of a sorbent film generated by gas phase adsorption and desorption; iii) acoustic microdroplets analyzer, iv) selective sensor for temperature measurements in liquid microprobes; v) acousto-resistive sensing enhancing thermal conductivity effect.

Keywords: acoustic waves, physical, chemical, biological microsensors, sensor arrays

[1] Работа выполнена при финансовой поддержке проекта РНФ № 15-19-20046-Р.

Введение

Используя органы чувств, человек способен видеть свет длиной волны 400-700 нм, слушать звук частотой 16-20000 Гц, чувствовать некоторые запахи, вкусы и воздействия. Стремясь расширить свои возможности, он разрабатывает специальные приборы, позволяющие «видеть» ночью, «слышать» ультразвук, «воспринимать» магнитное поле, «чувствовать» радиацию и т.д. В том же ряду стоит стремление человека к созданию приборов типа Электронный Нос и Электронный Язык, которое проводится во многих лаборатории мира по нескольким альтернативным направлениям.

Работая в этом направлении, сотрудники ИРЭ им. В.А.Котельникова РАН разработали новый чисто акустический подход. Ключевая идея подхода состоит в использовании вместо одного сенсорного свойства и одного типа волн (как это было ранее) *всех свойств и всех акустических колебаний*, которые могут существовать в твердых телах. Действительно, поскольку в пьезокристаллах может распространяться до 20 волн разного типа и каждая из них обладает своей реакцией на внешние воздействия, то, выбирая тип, количество и свойства волн, зондирующих среду, примыкающую к звукопроводу, можно сформировать требуемую совокупность откликов даже без использования газочувствительных покрытий или с их минимальным количеством. Аналогично можно решить другую прикладную задачу – измерить сразу несколько характеристик внешней среды или химико-биологического процесса. В этом случае, используют несколько зондирующих волн, измеряют их характеристики и составляют систему уравнений, связывающую характеристики волн с параметрами среды. При числе уравнений равном числу неизвестных решение системы однозначно.

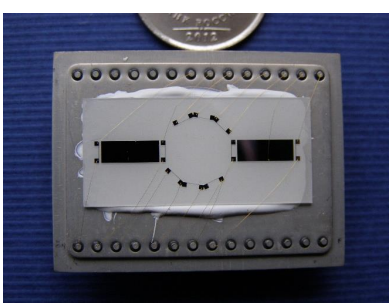
Новый подход демонстрируется на нескольких конкретных примерах.

1. Интегральная решетка ПАВ-датчиков. Анализатор адсорбции из газовой фазы [1]

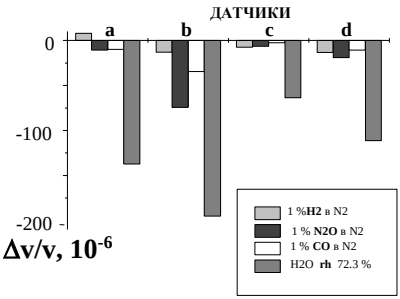
Основой устройства служит зависимость относительного изменение скорости поверхностных акустических волн (ПАВ) при адсорбции (отклика $\Delta v/v$) не только от свойств пленки-адсорбента (изменений плотности $\Delta\rho/\rho$, упругих модулей $\Delta c_{ij}/c_{ij}$, проводимости $\Delta\sigma/\sigma$ и температуры ΔT), но и от направления распространения волны на анизотропной подложке. Эта зависимость позволяет объединить в рамках одной подложки сразу несколько датчиков, а также использовать всего одну пленку-адсорбент для каждого из них (рис. 1,а). Различие между датчиками в интегральной решетке (рис. 1,б) обеспечивается анизотропией нескольких зондирующих волн, по-разному «считывающих» изменения свойств пленки при адсорбции. Решетка становится более компактной и технологичной, а дрейф ее откликов со временем («старение») корректируется с помощью экспериментально измеренных вариаций параметров $\Delta\rho/\rho$, $\Delta c_{ij}/c_{ij}$, $\Delta\sigma/\sigma$ и ΔT со временем.

Измерение характеристик пленок при адсорбции проводится теми же волнами, зондирующими пленку. Из решения системы уравнений, связывающие отклики волн $\Delta v/v$ с характеристиками пленки ($\Delta\rho/\rho$, $\Delta c_{11}/c_{11}$, $\Delta c_{44}/c_{44}$,

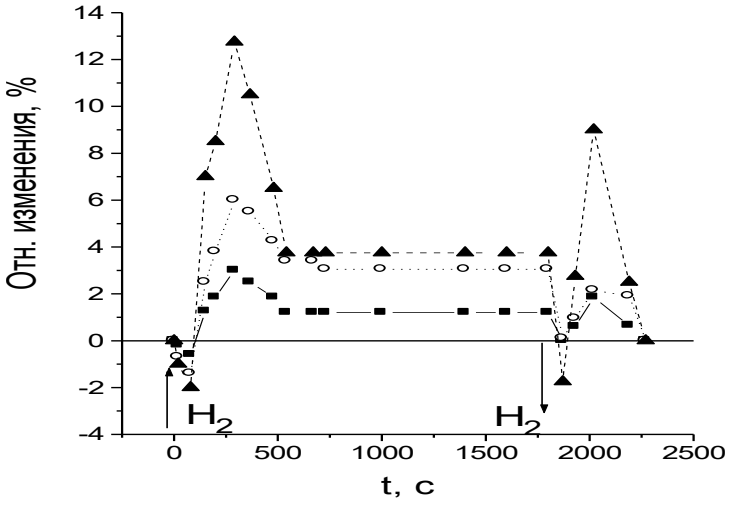
$\Delta\sigma/\sigma$, ΔT) находят: временные изменения этих характеристик после подачи и отключения газа (рис. 1,в), их равновесные значения и временные вариации равновесных значений с течением времени («старение»). Точность измерений составляет: для перепадов температуры – 0.001 °С, для остальных величин – 0.1 %. Разрешение во времени t – 1 сек.



а



б



в

Рис. 1. Многоканальная сенсорная решетка газовых датчиков:
(а) сенсорная решетка на $LiNbO_3$; (б) газовые отклики ПАВ в разных каналах;
(в) временные изменения плотности $\Delta\rho/\rho$ (■) и упругих модулей $\Delta C_{11}/C_{11}$(Δ), $\Delta C_{44}/C_{44}$ (О) пленки $Pd_{0.97}Ni_{0.03}$ при адсорбции газовой смеси 1 % H_2 + N_2
(толщина пленки 300 нм, температура 20°С)

2. Акустический анализатор жидкостей и тепловых процессов [2]

Третьим примером использования многомодового акустического принципа служит анализатор, показанный на рис. 2,а. В нем использованы поверхностные (ПАВ) и объемные (ОАВ) волны, зондирующих стержень 1 на разных глубинах от рабочей поверхности. При нанесении капли 2 на эту поверхность начинается испарение капли и охлаждение стержня. Внутри него образуется температурный профиль (рис. 2,б), который измеряется семейством ОАВ, зондирующим стержнь на разных глубинах (рис. 2,а). Из этого профиля определяются: временные изменения температуры капли ΔT, величина градиента температуры на границе капля/стержень $(\Delta T/\Delta d)_{d=0}$, количество поглощенного тепла $Q = \kappa S\tau \cdot (\Delta T/\Delta d)_{d=0}$ и удельная теплота испарения $q = Q/m$ (κ – теплопроводность

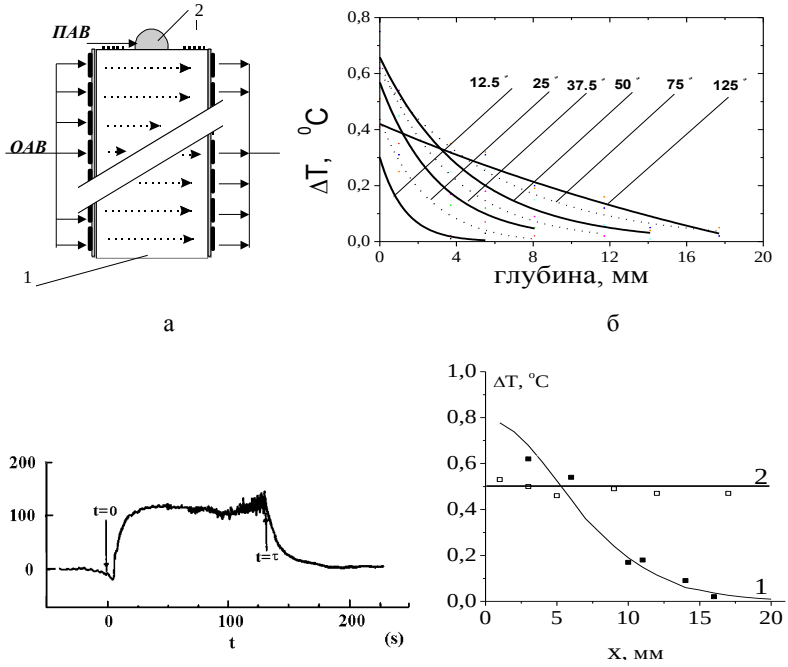


Рис. 2. Акустический анализатор жидкостей и тепловых процессов:
а) конструкция анализатора: 1 – стержень, 2 – микрокапля,
б) профили охлаждения в процессе (< 60 сек) и после (> 60 сек) испарения, (плавленый SiO_2, 5 мкл этилового спирта), в) кинетика испарения микрокапли:
t = 0 – начало, t = τ – окончание (Si, 8.6 мкл этилового спирта),
г) температурные профили в стержнях из плавленого кварца (1) и кремния (2) при испарении 5 мкл этилового через 60 с после нанесения

стержня, τ – время испарения, m – масса капли). Время τ измеряется по исчезновению (при нанесении) и появлению (после испарения) ПАВ, которая распространяется через каплю; скорость испарения – как $r = m/t_{исп}$, кинетика процесса – по временной зависимости акустического отклика Δv/v (рис. 2,в). Вид температурного профиля сильно зависит от теплопроводности материала стержня (рис. 2,г). Так, для плавленого кварца он быстро спадает с глубиной от рабочей поверхности, для кремния – он практически неизменен вплоть до глубин, по крайней мере 20 мм, что позволяет измерять температуру поверхности на любом расстоянии от нее и бесконтактно анализировать любые тепловые процессы.

3. Селективное детектирование температуры микропроб жидкостей [3]

Конструкция прототипа (рис. 3) включает в себя звукопровод 1 с рабочей поверхностью 2, два встречно-штыревых преобразователя 3 для возбуждения и приема ПАВ на поверхности, противоположной рабочей, и пьезоэлектрическую пленку ZnO 4, которая обеспечивала электромеханическое возбуждение ПАВ в непьезоэлектрическом кремнии. Тестируемое вещество или иной объект, температура которого подвергается измерению, помещается на поверхность 2. Возникшее в результате этого изменение температуры передается за счет высокой теплопроводности кремния (1.56 Вт/см·К) на нижнюю поверхность, где фиксируется по изменению скорости (фазы) ПАВ. Высокая точность измерений обеспечивается прецизионным измерением фазы φ (ошибка ± 0.1 град) и большой длиной пробега ПАВ L между излучающим и приемным преобразователями. Нечувствительность ПАВ к плотности, вязкости, электрической проводимости и диэлектрической проницаемости жидкости достигается исключением физического контакта ПАВ с жидкостью. Амплитудно-частотную характеристику датчика (рис. 4,а) демонстрирует сигналы ПАВ Рэлея (R) и ПАВ Сезава (S). Фазы обоих волн в отсутствии жидкости меняются с температурой по линейному закону (рис. 4,б).

При нанесении жидкости, температура которой выше, чем у звукопровода ($\Delta t > 0$), вначале происходит резкое увеличение температуры нижней поверхности, а затем – постепенное понижение температуры Δt звукопровода и увеличение фазы Δφ (рис. 4,в). Измерение исходного значения Δt жидкости проводится по минимуму фазовой характеристики, следующему сразу за нанесением жидкости.

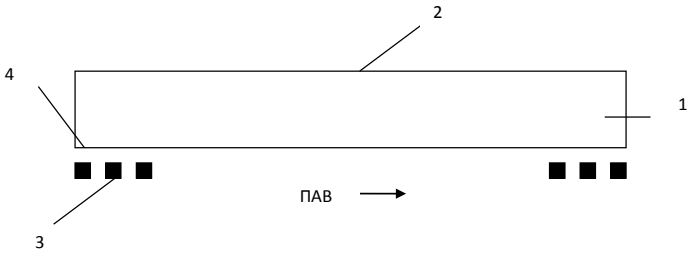


Рис. 3. Конструкции температурных датчиков на ПАВ

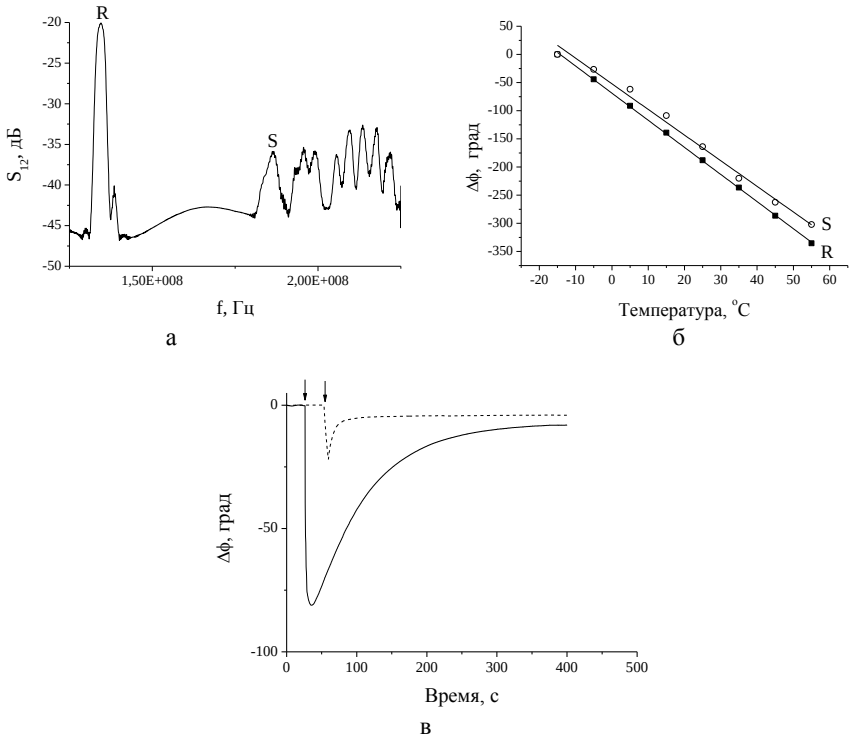
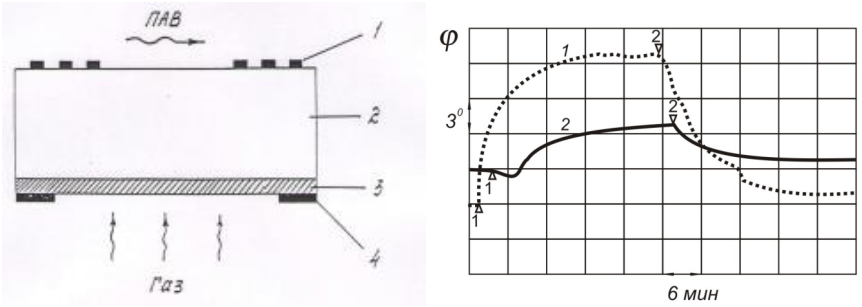


Рис. 4. Амплитудно-частотная характеристика ПАВ-датчика на основе ZnO/(001)<110>-Si (а), его температурные характеристики (б) и временные изменения при нанесении (стрелки) нагретого глицерина. Сплошная линия – глицерин при + 37 °C, пунктир – при + 24,6 °C. Температура звукопровода – 20°C

4. Акусторезистивный сенсор [4]

Сенсорный элемент (рис.6) объединяет в рамках одной подложки высокотемпературный газовый датчик резистивного типа и измеритель температуры на ПАВ. Элемент осуществляет детектирование газов одновременно с преобразованием аналогового сигнала (изменение электросопротивления датчика-нагревателя) в цифровой (изменение частоты или фазы акустической волны). На примере кислорода показано, что по сравнению с аналогичным устройством на основе термокондуктометрического эффекта, в котором нагреватель нечувствителен к кислороду, чувствительность акусторезистивного элемента возрастает на порядок.



а б

Рис. 5. Акусторезистивный газочувствительный элемент и его «отклики» на смеси 40% O_2 + N_2 (кривая 1) и 2% O_2 + N_2 (кривая 2). Стрелки – подача и отключение смеси

Выводы

Применение высокочувствительных акустических волн разных типов для анализа жидких и газообразных сред – это новое перспективное направление акустоэлектроники, которое принципиально отличается от всех традиционных, основанных на высостабильных колебаниях и подложках (фильтры, резонаторы). Расширение спектра используемых волн привело к ожидаемому увеличению числа измеряемых параметров, круга исследуемых процессов и стабильности сенсорных решеток.

Работа выполнена при финансовой поддержке проекта РНФ № 15-19-20046-Р.

Библиографический список

1. Анисимкин И.В., Анисимкин В.И. Многомодовые акустические датчики и системы. Успехи физических наук. 2005. Т. 175. № 8. С. 900-904.

2. Анисимкин В.И., Земляницин М.А. Акустическая методика для исследования тепловых процессов // Радиотехника и электроника. 2018. Т. 63. № 9. С. 1029-1032.

3. Анисимкин В.И., Кузнецова И.Е. Селективное детектирование температуры микропроб жидкости акустическими волнами поверхностного типа. Радиотехника и Электроника. 2019 (в печати).

4. Анисимкин В.И., Земляницин М.А., Осипенко В.А. Акусторезистивный газочувствительный элемент. Нелинейный Мир. 2017. Т.25. № 2. С.29-31.

УДК 621.374

Д.В. Астапенко,*** студент
А.О. Ложников*, кандидат технических наук
В.И. Карагусов*, сотрудник
*Омский научно-исследовательский институт приборостроения
**Омский государственный технический университет

БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЙ КЛЮЧ ДЛЯ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СВЧ ГЕНЕРАТОРОВ

В данной статье рассмотрены возможности переключения выходного сигнала СВЧ генераторов без прерывания автоколебательного контура за счет использования ключей на пин-диодах. Исследованы способы уменьшения времени включения/выключения, изменением схемы ключа.

Ключевые слова: пин-диоды, импульс, генератор.

D.V. Astapenko*,** employee, student
A.O. Lozhnikov*, Candidate of technical sciences, employee
V.I. Karagusov*, employee
*Omskiy Nauchno Issledovatelskiy Institut Priborostroeniya, Omsk, Russia
**Omsk State Technical University, Omsk, Russia

HIGH-SPEED SWITCH FOR PIEZOELECTRIC MICROWAVE OSCILLATOR

The article discusses the possibility of switching the output signal of the microwave oscillator without interrupting the operation of the self-oscillating circuit through the use of switch on pin-diodes. Ways to reduce the on / off time by changing the switch scheme are investigated.

Key words: pin-diode, impulse, oscillator.

Помимо амплитудной и частотной модуляции в настоящее время с развитием цифровой техники также распространена и импульсная. Если время включения/выключения выходного сигнала составит, к примеру 50 нс, возможно передать информацию в объеме 10^7 бит в секунду. Существуют готовые решения в виде микросхем, обеспечивающие заданную скорость включения/выключения.

В настоящей статье рассматривается реализация ключа для СВЧ диапазона с временем переключения менее 50 нс на базе отдельных компонентов.

Для построения электронных СВЧ-ключей: применяют комплементарные МОП-транзисторы или пин-диоды с малым временем срабатывания.

Применение пин-диодов обеспечивает малое время включения/выключения, поэтому далее будут рассмотрены схемы с различным их включением.

Схемы включения пин-диодов с различным включением позволяют добиться оптимальных для заданных требований запираний сигнала и вносимых потерь. Существуют 4 основных вида схем: последовательная, шунтирующая, последовательно-шунтирующая и Т-образная, задействующие по 1, 2 и 3 пин-диода соответственно.

Схема выбирается исходя из требуемой задачи по ослаблению сигнала в выключенном состоянии и исходя из параметров пин-диода. Формулы для расчета приведены в [1, 2, 3]. Результаты расчетов для выбранного типа пин-диода приведены в таблице 1.

Результаты расчета показали, что наиболее оптимальным для максимальных затуханий является использование Т-образной схемы, обеспечивающей требуемое ослабление в выключенном состоянии, однако вносимые потери заметно больше, чем в других схемах. Этим параметром можно пренебречь, если применить схемные решения для увеличения уровня сигнала.

Таблица 1

Схемы включения пин-диодов

Тип схемы	Ослабление в выкл. состоянии, дБ	Вносимые потери, дБ	Количество пин-диодов
Последовательная	12,3	0,5	1
Шунтирующая	14,3	0,02	1
Последовательно-шунтирующая	25,7	0,27	2
Т-образная	48,6	0,53	3

Для управления включением/выключением используется драйвер на базе высокочастотного n-p-n транзистора. Схема основана на рекомендациях [3, 4]. Для увеличения скорости включения/выключения однополярное питание +5В преобразовано в двухполярное ±2,5В. Так как смена полярности напряжения на пин-диоде увеличивает скорость включения/выключения в 20-50 раз, что проверено при макетировании. Изменение номиналов драйвера ведет к изменению времени включения/выключения. Для защиты от помех и статического электричества бескорпусные PIN-диоды помещены в SMD-корпус типа QLCC 6/8.

Схема электрическая ключа приведена на рис. 1 и обеспечивает время менее 50 нс и ослабление более 40 дБ.

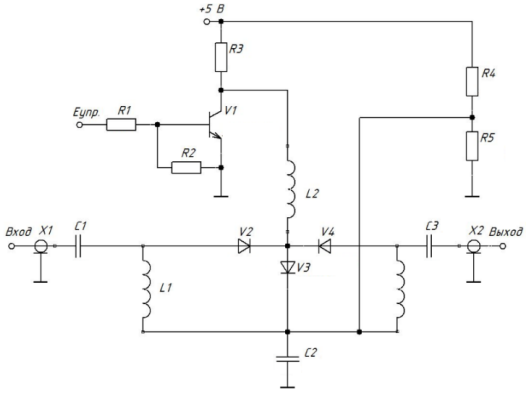


Рис. 1. Схема ключа на пин-диодах

Результаты измерений уровня ослабления представлены на рис. 2. При частоте 1 ГГц разница в затухании составляет порядка 45 дБ.

Результаты измерений времени включения выключения на макете генератора представлены на рис. 3, 4.

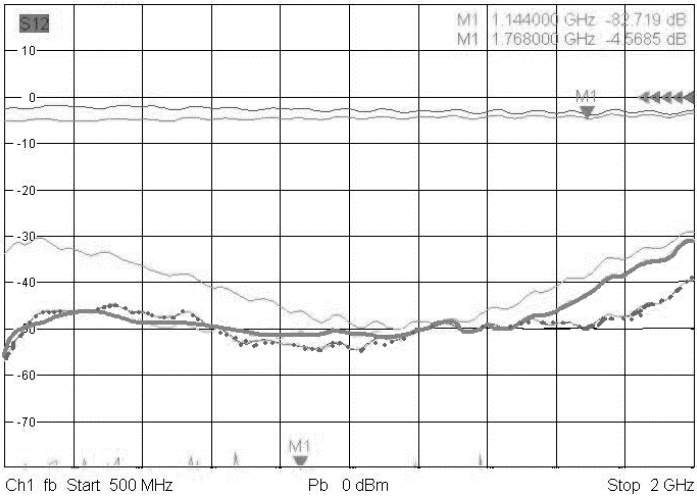


Рис. 2. Амплитудно-частотная характеристика ключа во включенном и выключенном состояниях

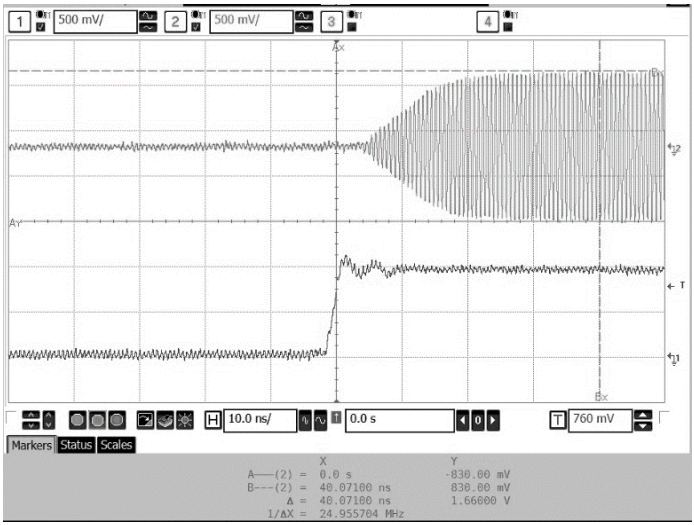


Рис. 3. Время включения генератора

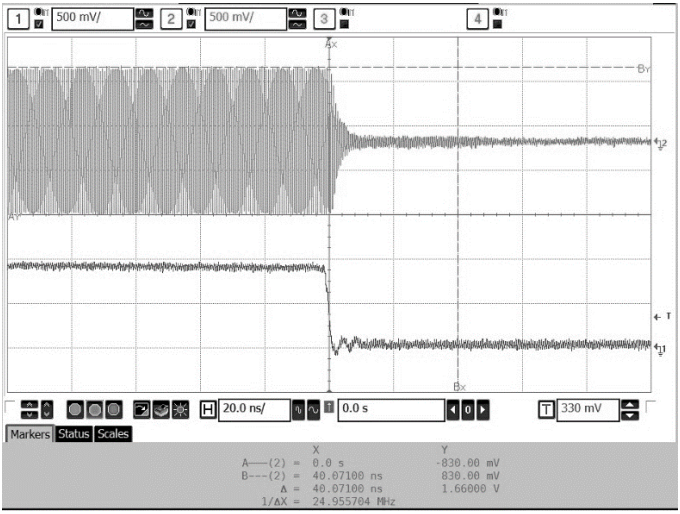


Рис. 4. Время выключения генератора

Таким образом, применение пин-диодов с Т-образной схемой включения позволяет обеспечить глубокие запирания сигнала 45 дБ при малом времени включения/выключения до 50 нс, что обуславливает их применение в пьезоэлектрических СВЧ генераторах.

Библиографический список

1. Sams H. W. Reference Data For Radio Engineers, A Subsidiary of ITT, NY, 1979, Ch. 36

2. Doherty W.E. The Use of Transmit / Receive Antenna Switches For Wire-less Communications Systems, MICRO CURRENTS. Winter 1997-1998. Pp. 5-6.

3. Microsemi-Watertown The PIN-diode Circuit Designers Handbook. 1998. 137 p.

4. Georgopoulos C. J. Driving Circuits and Interfaces for PIN Diodes and Ferrite Phase Shifters. Interface Control Technologies, Inc., 1990, Chapeters 3 & 4.

УДК 621.372.63

А.С. Багдасарян*, доктор технических наук,
профессор, академик НАН Республики Армении
Ю.В. Гуляев**, академик, профессор, член Президиума РАН
С.А. Доберштейн,*** кандидат технических наук,
ведущий научный сотрудник
Т.В. Синицына*,*** кандидат технических наук, главный конструктор
*Научно-исследовательский институт радио, Москва
**Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, Москва
*** АО «ОНИИП», Омск
**** ООО «БУТИС», Москва

ТЕХНОЛОГИЯ ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН: БЛИЖАЙШИЕ ПЕРСПЕКТИВЫ

Представлены ближайшие перспективы развития технологии ПАВ по повышению рабочих частот, снижению потерь и размеров, улучшению температурной стабильности, увеличению входной мощности и созданию интеллектуальных устройств на ПАВ с новыми возможностями.

Ключевые слова: технология ПАВ, ПАВ-фильтры, ПАВ-модули, высокие частоты.

A.S. Bagdasaryan*, doctor of technical science, professor
Yu.V. Gulyaev**, academician, professor
S.A. Dobershtein,*** PhD, leading scientific worker
T.V. Sinitsina*,*** PhD, chief designer
* FSUE «NIIR», Moscow
** Kotelnikov Institute of Radio-Engineering and Electronics, Moscow
*** JSC «ONIIP», Omsk
**** LLC «BUTIS», Moscow

SAW TECHNOLOGY: THE IMMEDIATE PROSPECTS

This paper presents the immediate prospects of the SAW technology progress: enhancement of the operating frequencies, decreasing insertion loss and size, improving temperature stability, increasing input power and creating the intellectual SAW devices with new possibilities.

Keywords: SAW technology, SAW filters, SAW modules, high frequencies.

Введение

В настоящее время технология поверхностных акустических волн (ПАВ) – одна из самых инновационных технологий в мире, а устройства на ПАВ являются ключевыми элементами систем телекоммуникаций, идентификации, контроля состояния окружающей среды. На основе мировых тенденций можно выделить следующие ближайшие перспективы развития технологии ПАВ [1]: повышение рабочих частот, снижение вносимых потерь, уменьшение

размеров, улучшение температурной стабильности, увеличение входной мощности проходящего сигнала, создание интеллектуальных устройств на ПАВ с новыми возможностями.

Повышение рабочих частот

Рабочая частота f_0 любого ПАВ-устройства определяется по формуле $f_0=V/p$, где V –скорость ПАВ, p – период электродов встречно-штыревых преобразователей (ВШП).

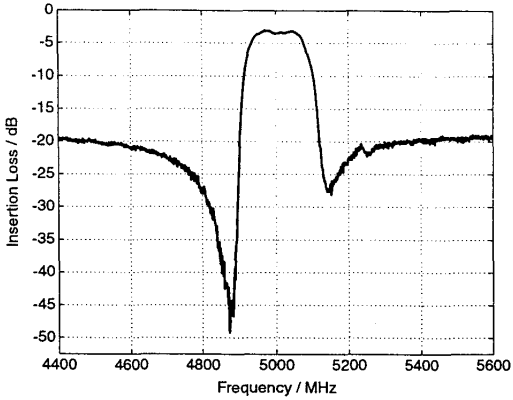


Рис. 1. АЧХ фильтра на ПАВ на f_0=5 ГГц с вносимыми потерями 3 дБ

Повышение рабочих частот устройств на ПАВ связано с решением простой на первый взгляд задачи: использовать пьзоматериалы с высокой V или уменьшать p. Первый вариант требует уникальные материалы с большой V или использование определенных типов акустических волн с большой V в стандартных пьезоматериалах. Известны резонаторы на подложке из алмаза с пьезоэлектрической пленкой AlN на f_0=5,3 ГГц (V =10000 м/с) с добротностью 2440 [2], резонаторы на поверхностных поперечных волнах на кварце с f_0=1,9 ГГц (V>5000 м/с) с добротностью 7200 [3], лестничные фильтры на продольных вытекающих волнах на $LiNbO_3$ с f_0=5 ГГц (V=6100 м/с) с вносимыми потерями 3 дБ [4]. Перспективной для увеличения рабочих частот является технология на волнах Лэмба [5, 6]. Скорость акустической волны для определенной моды волны Лэмба может достигать 15000 м/с. Возбуждая такую волну ВШП, например, с p = 2,63 мкм, можно получить устройства с f_0 около 5 ГГц [5].

Во втором случае используются стандартные пьезоматериалы $LiNbO_3$, $LiTaO_3$, но электроннолучевая литография, позволяющая получить электроды с p до 100 нм. Известны импедансные фильтры с f_0=5 ГГц на $LiTaO_3$ [7] и радиометки с f_0=6 ГГц на $LiNbO_3$ [8]. На рис. 1 показана амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) фильтра на ПАВ с f_0=5 ГГц. На основе представленных данных повышения рабочих частот можно ожидать появление конкурентоспособных ПАВ-устройств в диапазоне частот 3-10 ГГц.

Снижение вносимых потерь

Снижение вносимых потерь устройств на ПАВ расширяет динамический диапазон радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) и сферы применения технологии ПАВ. Сегодня вносимые потери 1 дБ обеспечиваются в самосогласованных кольцевых структурах и на однонаправленных ВШП на низких частотах до 200 МГц. На резонаторных двухмодовых структурах (DMS-фильтры) и резонаторных лестничных структурах (импедансные фильтры) вносимые потери 1 дБ достигаются уже в гигагерцовом диапазоне (рис. 2) [9, 10]. При использовании топологий устройств с локализацией акустической энергии и самосогласованием источниками потерь в устройствах на ПАВ остаются все же потери в пьезоматериале на распространение, потери в металле электродов ВШП, потери вытекающих волн, пространственные потери на излучение акустических волн. Тщательное изучение указанных механизмов потерь и их минимизация в ближайшее время позволит достичь вносимых потерь менее 1 дБ в указанных типах фильтров на ПАВ.

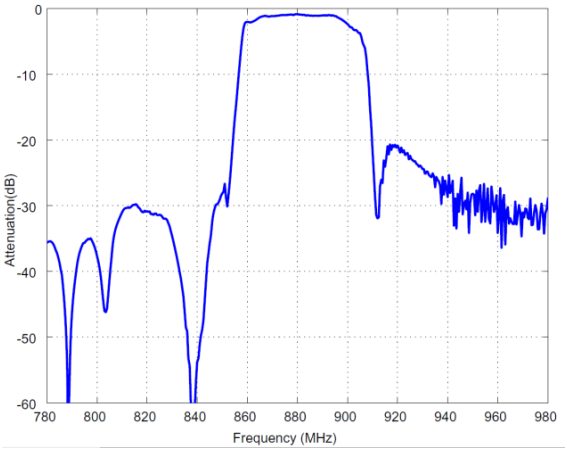


Рис. 2. АЧХ фильтра на ПАВ на f_0=880 МГц с вносимыми потерями 1 дБ

Уменьшение размеров

Сегодня ведущие мировые производители корпусируют свои ПАВ-фильтры в гигагерцовом диапазоне в SMD-корпуса размерами 2,0х2, 0 мм. Настоящим прорывом в миниатюризации ПАВ-фильтров стала технология корпусирования ПАВ-фильтров по размеру кристалла – технология CSSP (Chip Sized SAW Package) [11]. В этом случае сам кристалл ПАВ-фильтра становится корпусом и несущей конструкцией для миниатюрного основания с монтажными выводами. Технология корпусирования CSSP ПАВ-фильтров по размерам кристалла совершенствовалась и размеры фильтров сейчас составляют 1,4х1,1 мм. Дальнейшую миниатюризацию ПАВ-фильтров позволило осуществить корпусирование на уровне подложки по технологии WLP (Wafer Level Package). Изготовленный

по технологии WLP фильтр (рис. 3) для стандарта GSM 1900 обладает размерами 0,8×0,6 мм [9, 11]. Очевидно, что в ближайшее время гигагерцовые фильтры на ПАВ будут корпусироваться по технологии WLP подобно обычным SMD-компонентам типоразмера 0201.

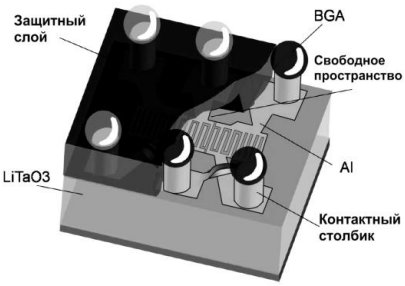


Рис. 3. Фильтр на ПАВ размерами 0,8x0,6 мм
корпусированный по технологии WLP

Улучшение температурной стабильности

Температурная стабильность АЧХ ПАВ-устройств зависит от температурного коэффициента частоты (ТКЧ) и определяется пьезоматериалом, из которых они сделаны. В последнее время все шире стали использоваться термокомпенсированные (ТК) ПАВ-фильтры. Самые распространенные ТК ПАВ-конфигурации – многослойные структуры $LiTaO_3$/кремний или $LiTaO_3$/сапфир и $SiO_2/LiNbO_3$ (рис. 4). Первый метод термокомпенсации – использование в качестве несущей подложки материала с низким коэффициентом теплового расширения. Второй метод – использование материалов с различными по знаку ТКЧ. В многослойных структурах удается снизить ТКЧ с исходных высоких значений $40\text{-}75 \cdot 10^{-6}$ 1/°C до малых значений $0\text{-}25 \cdot 10^{-6}$ 1/°C [11, 12]. Улучшение температурной стабильности техники ПАВ в будущем за многослойными ТК структурами, поскольку именно они обеспечивают параметры, не встречающиеся в известных пьезоматериалах.

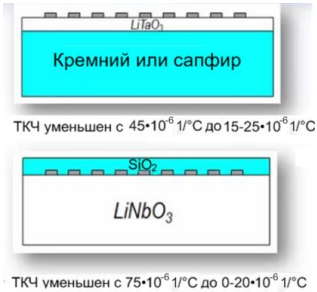


Рис. 4. Двухслойные структуры ТК ПАВ-фильтров

Увеличение входной мощности проходящего сигнала

В связи с развитием сотовой телефонии встал вопрос выдерживания входной мощности радиосигналов единицы ватт для фильтров на ПАВ. Особенно сложной является задача реализации ПАВ-фильтров с высокой входной мощностью на частоты свыше 2 ГГц, при которых минимальный размер в электродах составляет 0,5-0,55 мкм [13]. В лестничных (импедансных) фильтрах количество электродов в ВШП в 5-10 раз больше, чем в DMS-фильтрах. Кроме того, в таких фильтрах применяются секционированные преобразователи и/или их параллельное включение. Это позволяет распределить воздействие сигнала по большей площади пьезоэлектрической подложки и таким образом уменьшить локальные напряжения в электродах ВШП. В результате мощность на пару электродов не превысит 2-3 мВт и структура ВШП не подвергнется разрушению. На сегодняшний день известны ПАВ-фильтры на $LiTaO_3$ и $LiNbO_3$ в диапазоне частот 200-2170 МГц, выдерживающие входную мощность сигнала до 2,3 Вт [13]. Структура фильтра на 2170 МГц – это последовательное и параллельное соединение множества ПАВ-резонаторов в виде ВШП с большим числом электродов с многослойным напылением Ti+Al+Ti+Al (рис.5). Фильтр имеет вносимые потери 1,8 дБ, полосу пропускания 82 МГц, коэффициент прямоугольности 1,9 [13]. В перспективе на основе изложенных конструктивно-технологических методов можно ожидать реализацию ПАВ-фильтров, выдерживающих входную мощность единицы ватт в диапазоне частот до нескольких гигагерц.

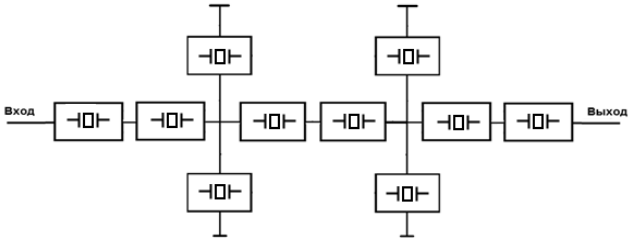


Рис. 5. Структурная схема импедансного фильтра
с высокой входной мощностью

Создание интеллектуальных устройств на ПАВ
с новыми возможностями

Полосовые фильтры на ПАВ составляют основу техники ПАВ. Однако это будут более интеллектуальные фильтры с такими дополнительными возможностями, как преобразование импедансов, переход от небалансного включения к балансному или полное балансное включение и самосогласование для совмещения с современными микросхемами балансных усилителей и смесителей (рис. 6) [14, 15]. Полосовые фильтры на ПАВ будут компонентами дуплексоров и мультиплексоров [12]. Например, в чипсете сотового приемопередатчика для стандартов GSM-850, EGSM-900, DCS-1800 и PCS-1900 фильтрация осуществляется ПАВ-фильтрами на частоты 850, 900, 1800, 1900 МГц соответ-

ственно [12]. ПАВ-фильтры, корпусированные по технологии WLP, входят в состав такого модуля, изготовленного по технологии LTCC. Интеграция ПАВ-, WLP- и LTCC-технологий станет платформой для дуплексоров, мультиплексоров и входных модулей смартфонов ближайших поколений.

Другой перспективный тип интеллектуальных устройств на ПАВ – ПАВ-микросборки, комбинирующие ПАВ-фильтры и усилитель. Самая распространенная схема ПАВ-микросборок (рис. 7) – это система фильтр на ПАВ (Z_1)-усилитель-фильтр на ПАВ (Z_2). Таким образом создается «ПАВ-фильтр без потерь» [16]. Коэффициент шума Кш такого модуля меньше, чем Кш каскадного соединения нескольких ПАВ-фильтров и усилителя, включенного после фильтров. Известны подобные ПАВ-микросборки на диапазон частот 600-1330 МГц с относительной полосой пропускания $\Delta f/f_0$=1-8% в SMD-корпусах, обеспечивающие избирательность 45-50 дБ, усиление 10 – 15 дБ и Кш=7дБ (рис. 8) [16].

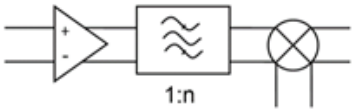


Рис. 6. Балансное включение самосогласованного ПАВ-фильтра с преобразованием импедансов

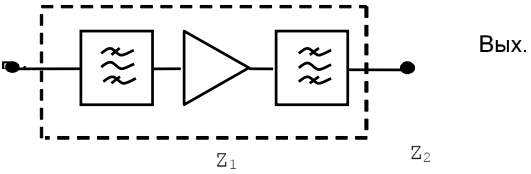


Рис. 7. Структурная схема ПАВ-микросборки

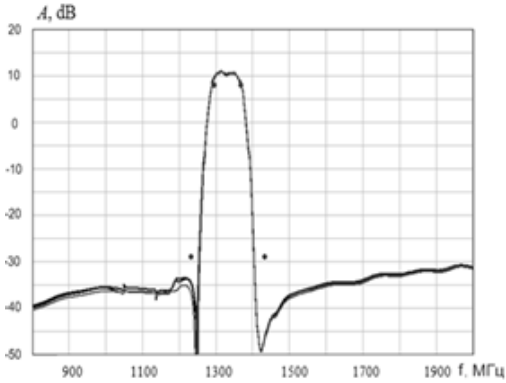


Рис. 8. АЧХ ПАВ-микросборки на f_0=1330 МГц

При использовании балансных ПАВ-фильтров в схеме (рис. 7) можно значительно улучшить избирательность ПАВ-микросборок. Причем избирательность таких микросборок будет всегда больше, чем избирательность двух каскадных ПАВ-фильтров в одном корпусе или в двух отдельных корпусах, расположенных на печатной плате. Известны ПАВ-микросборки на диапазон частот 150-500 МГц при $\Delta f/f_0$=1,5-6% с балансными ПАВ-фильтрами с усилением 10-16 дБ и предельной избирательностью 80-90 дБ (рис. 9) [17, 18]. На основе представленных ПАВ-микросборок могут быть созданы высокоизбирательные переключаемые ПАВ-преселекторы с внешней электронной коммутацией с перестройкой по частоте до 100% для входных каскадов РЭА. При этом встроенный усилитель будет не только компенсировать вносимые потери ПАВ-фильтров, но и реализовывать эффективную электромагнитную развязку между ними, обеспечивая предельные значения избирательности микросборок до 90 дБ [18].

В последние годы в технологии ПАВ получили широкое развитие два направления – радиометки и датчики на ПАВ [11, 19-20]. Радиометки на ПАВ основаны на использовании кодированных устройств, которые реагируют только на сигнал с определенным кодом. Они позволяют дистанционно определять тип товаров в вагонах поездов, автомобилях, магазинах и даже осуществлять идентификацию личности. Датчики или сенсоры на ПАВ основаны на изменении скорости ПАВ в тонких пластинках при попадании на поверхность малых количеств жидких или газообразных веществ. Объединение радиометок с различными датчиками приведёт к созданию интеллектуальных устройств на ПАВ с возможностью измерения, например, давления, и радиопередачи сигнала с радиометки, содержащего информацию о коде метки и давлении (рис. 10) [19-20].

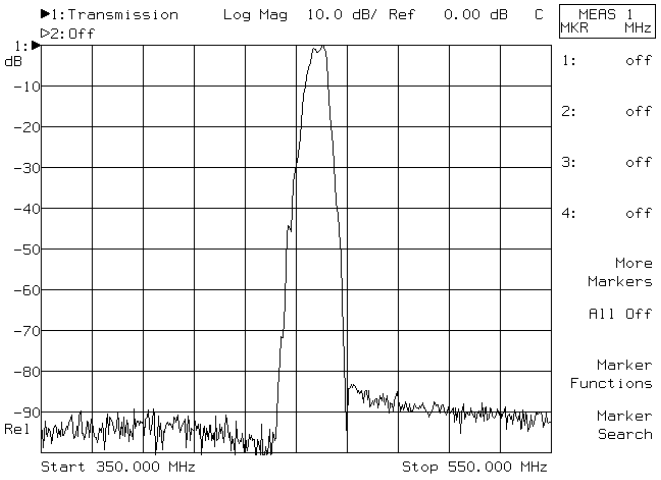


Рис. 9. Нормированная АЧХ ПАВ-микросборки на f_0=459 МГц с избирательностью 90 дБ

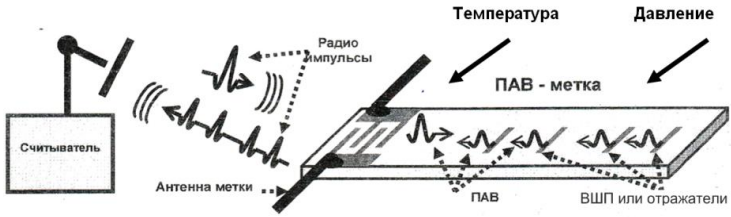


Рис. 10. Объединение ПАВ-радиометки с различными ПАВ-датчиками

Беспроводные высокотемпературные датчики актуальны в полупроводниковой, атомной и металлургической промышленности, теплоэнергетике, системах управления и контроля двигателей кораблей и самолетов и т. д. Наилучшим решением задачи построения беспроводных высокотемпературных датчиков является использование радиометок на ПАВ (рис. 10) [21].

Библиографический список

1. Багдасарян А.С., Гуляев Ю.В., Доберштейн С.А., Синицына Т. В. Техника ПАВ: Ближайшие перспективы // Техника радиосвязи. 2017. Вып. 3(34). С. 72-84.

2. Low propagation loss in a one-port resonator fabricated on single-crystal diamond / S. Fujii [et al.] // Proc. IEEE Ultrasonics Symposium. 2011. Pp. 555–558.

3. High Q-factor STW-Resonators on AT-Cut of Quartz / C. U. Kim [et al.] // Proc. IEEE Ultrasonics Symposium. 2007. Pp. 2582–2585.

4. Fundamental mode 5 GHz surface-acoustic-wave filters using optical lithography / T. Makkonen [et al.] // Applied Physics Letters. 2003. Vol. 83(17). Pp. 3596–3598.

5. Kadota M., Ogami T. High Frequency Lamb Wave Resonator using $LiNbO_3$ Crystal Thin Plate and Application to Tunable Filter // Proc. IEEE Ultrasonics Symposium. 2010. Pp. 962–965.

6. Jie Zou and C.S. Lam. Electrode Design of AlN Lamb Wave Resonators // Proc. IEEE Frequency Control Symposium. 2016. Pp. 547–551.

7. SAW Impedance Element Filters for 5 GHz and beyond / S. Lehtonen [et al.] // Proc. IEEE Ultrasonics Symposium. 1999. Pp. 395–399.

8. Радиочастотная идентификационная метка на поверхностных акустических волнах в диапзоне частот 6 ГГц / Ю. В. Гуляев [и др.] // Радиотехника и электроника. 2015. Т. 60. № 4. С. 429–432.

9. 0806 SAW Filters using Wafer Level Packaging Technology / T. Fucano [et al.] // Proc. IEEE Ultrasonics Symposium. 2007. Pp. 68–71.

10. Satoh Y., Ikata O. Ladder type SAW filter and its application to high power SAW devices // International Journal of High Speed Electronics and Systems. 2000. Vol. 10. No. 3. Pp. 825–865.

11. Акустоэлектронные устройства обработки и генерации сигналов. Принципы работы, расчета и проектирования: монография / О. Л. Балышева и др.; под ред. академика РАН Ю. В. Гуляева. М.: Радиотехника, 2012. 576 с.

12. Lam C. S. A Review of the Timing and Filtering Technologies in Smartphones // Proc. IEEE Frequency Control Symposium. 2016. Pp. 48–53.

13. Багдасарян А. С., Синицына Т. В. Фильтры на ПАВ, выдерживающие входную мощность радиосигнала 1–2 Вт, для телекоммуникационной аппаратуры // Техника радиосвязи. 2016. Вып. 3 (30). С. 80–89.

14. Meier H., Baier T., Riha G. Miniaturization and advanced functionalities of SAW devices // Proc. IEEE Ultrasonics Symposium. 2000. P. 395–401.

15. Доберштейн С. А. Балансные ПАВ-фильтры с малыми потерями и преобразованием импедансов // Успехи современной радиоэлектроники. 2010. № 12. С. 18–28.

16. Частотно-избирательные микроблоки на основе фильтров на поверхностных акустических волнах / Т. В. Синицына [и др.] // Радиотехника. 2016. № 5. С. 105–111.

17. Доберштейн С. А. Высокочастотные и высокоизбирательные балансные ПАВ-микросборки для носимых радиостанций // Техника радиосвязи. 2012. Вып. 18. С. 48–57.

18. Доберштейн С. А. Разработка низкочастотных ПАВ-фильтров и высокочастотных ПАВ-микросборок в отечественных корпусах под поверхностный монтаж // Техника радиосвязи. 2015. Вып. 1(24). С. 92–103.

19. Пассивный беспроводный датчик на поверхностных акустических волнах для измерения параметров газовых и жидких сред / Г.Я. Карапетьян [и др.] // Инженерный вестник Дона. 2012. Т. 20, № 2. С. 186–190.

20. Акустоэлектронные идентификационные метки в керамике LTCC / В. В. Бутенко [и др.] // Труды научно-исследовательского института радио. 2013. № 1. С. 16–23.

21. Wireless Harsh Environment SAW Array System for Power Plant Application / M. Pereira da Cunha [et al.] // Proc. IEEE Ultrasonics Symposium. 2014. Pp. 381–384.

УДК 621.396

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

ФИЛЬТРЫ НА ПАВ ДЛЯ СИСТЕМ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ: ДОСТИЖЕНИЯ И ПЕРСПЕКТИВЫ

Представлены современные достижения и направления совершенствования фильтров на ПАВ для систем мобильной связи. Рассмотрены достижения в миниатюризации, интеграции и температурной стабильности фильтров. Обсуждаются перспективы развития.

Ключевые слова: поверхностные акустические волны, фильтры, системы мобильной связи.

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

SAW FILTERS FOR MOBILE COMMUNICATIONS: ACHIEVEMENTS AND PROSPECTS

Modern achievements and directions of improvement of SAW filters for mobile communication systems are presented. Achievements in miniaturization, integration, temperature stability are considered. The future potential is discussed.

Keywords: surface acoustic waves, filters, mobile communication systems.

Введение

Современные системы мобильной сотовой связи обеспечивают связь в любом регионе мира, работая в различных режимах и стандартах связи, осуществляют высокоскоростную передачу больших объемов данных, оставаясь компактными, надежными и простыми в использовании. По данным экспертов Cisco [1] глобальный мобильный трафик вырос в 2017 году на 71% и составил 11,5 эксабит в месяц, прогнозируется, что к 2022 году он достигнет 77 эксабит в месяц. Ожидается, что к 2020 году 80% всех мобильных телефонов будут смартфонами [2]. Смартфон – и продукт, и необходимость современного цифрового века. Несмотря на усилия по максимальной замене аналоговых функций цифровыми, в задачах радиочастотной фильтрации телекоммуникационных систем доминирующее положение занимают аналоговые технологии поверхностных акустических волн (ПАВ) и объемных акустических волн (ОАВ).

Количество используемых частотных полос в мобильных устройствах постоянно растет, и в дальнейшем эта тенденция сохранится. Поддержка соответствующих частотных диапазонов и режимов работы требует соответствующей частотной фильтрации, поэтому фильтры играют важнейшую роль в архитектуре построения радиочастотной (РЧ) части приемопередатчиков. Необходимы миниатюрные фильтры с высоким Q-фактором, низкими потерями, стабильными

температурными характеристиками. Современное поколение LTE смартфонов, поддерживающих многорежимную и многополосную работу, имеет очень сложные РЧ модули, в которых для частот до 1 ГГц ПАВ технология является практически эксклюзивной. Традиционно ПАВ фильтры не имеют конкурентов на более низких частотах (до 1,5-2 ГГц), а ОАВ фильтры – на более высоких (выше 1,5 ГГц) (см. табл. 1).

Таблица 1

Рекомендованные технологии фильтрации для различных полос [3]

Полоса	Диапазон частот передающего канала (МГц)	Диапазон частот приемного канала (МГц)	Технология радиочастотной фильтрации
1	1920-1980	2110-2170	ПАВ
8	880-915	925-960	ПАВ/«LowDrift» ПАВ
12	699-716	729-746	ПАВ
13	777-787	746-756	«NoDrift» ПАВ
20	832-862	791-821	ПАВ/«LowDrift» ПАВ
25	1850-1915	1930-1995	«LowDrift» ОАВ
26	814-849	859-894	«LowDrift» ПАВ
27	807-824	852-869	ПАВ
28	703-748	758-803	ПАВ
32	-	1452-1496	ПАВ

Современное состояние и основные достижения

Ежегодный мировой объем производства ПАВ фильтров составляет несколько миллиардов штук. Кроме отличных характеристик, позволяющих им решать задачи фильтрации в условиях перенасыщенного частотного спектра, основными достижениями являются хорошая температурная стабильность, малые габариты, гибкость процесса проектирования и совместимость с другими современными технологиями производства радиоэлектронных компонентов (ОАВ, MEMS и др.).

Фирма TriQuint [3] разработала инновационные технологии производства фильтров с повышенной температурной стабильностью – «LowDrift» и «NoDrift». Если стандартные фильтры имеют температурный коэффициент частоты (ТКЧ) -35…-45 ppm/°C, то для «LowDrift» и «NoDrift» ПАВ фильтров он составляет -22 ppm/°C и ±2 ppm/°C соответственно [3] (см. табл. 2). На рис. 1 приведены фрагменты частотных характеристик стандартных фильтров и фильтров с температурной компенсацией [3].

К настоящему времени разработано множество конструктивных и технологических способов температурной компенсации в фильтрах на ПАВ, большинство из которых основано на применении сложных по структуре подложек из материалов с различными температурными свойствами [4].

Высокий Q-фактор (рис. 2) и хорошие температурные характеристики (рис. 3) [5] демонстрируют ПАВ фильтры, реализованные по технологии «I.H.P.» (*Incredible High-Performance*). Максимальные значения добротности на частоте 1,9 ГГц превышают 3000, что существенно больше, чем для традиционных ПАВ фильтров, для которых добротность не превышает 1000.

Таблица 2

Уход частоты в ПАВ фильтрах, изготовленных по различным технологиям [3]

Параметр	Стандартные	«LowDrift»	«NoDrift»
ТКЧ, ppm/°C	-40	-20	-2,5
Холодный уход (-25..20°C), МГц	1,4	0,7	0,087
Горячий уход (25…+85°C), МГц	-1,87	-0,93	-0,116

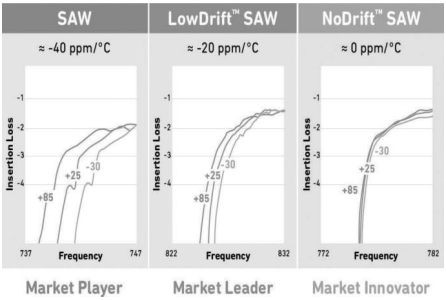


Рис. 1. Частотные характеристики ПАВ фильтров [3]

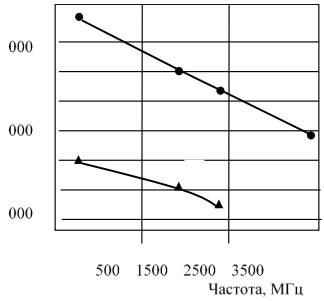


Рис. 2. Q-фактор традиционных ПАВ фильтров (1) и фильтров, выполненных по технологии «I.H.P.» (2) [5]

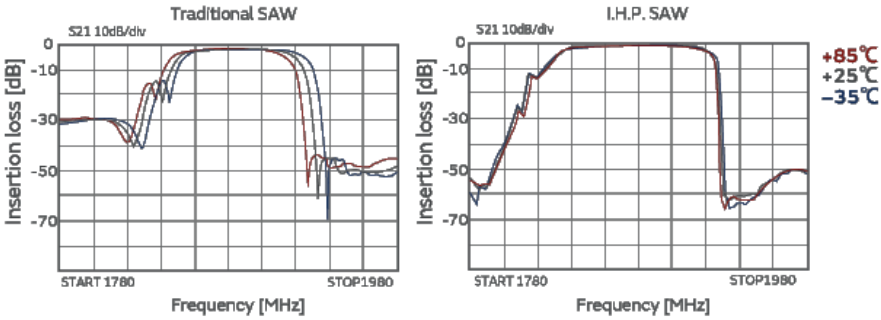


Рис. 3. Характеристики традиционного и «I.H.P» фильтра при изменении температуры [5]

По технологии «I.H.P.» фирма Murata выпустила миниатюрный ПАВ фильтр для стандарта Wi-Fi (2,4 ГГц) размерами 1,1x0,9 мм, имеющий характеристики, превышающие аналогичные характеристики подобных фильтров на ОАВ [6], что обеспечивает возможность применения ПАВ фильтров в полосе 25 (1,9 ГГц), где ранее применялись ОАВ фильтры. Для традиционных ПАВ фильтров ТКЧ составляет около -40ppm/°C при изменении температуры от -35 до +85°C, а для «I.H.P.» фильтра он составляет ±8 ppm/°C [5]. Повышенный

теплоотвода в подложку в сочетании с низким ТКЧ обеспечивает стабильные высокотемпературные характеристики фильтров. В целом «I.H.P.» фильтры обеспечивают хорошие характеристики в широком диапазоне частот от низких (800 МГц) до высоких (2500 МГц), а в последних разработках удовлетворительные характеристики получены и для частот 3500 МГц. Важное преимущество «I.H.P.» фильтров состоит в выборе практически любой полосы и адаптации к требованиям миниатюризации.

Успехи в миниатюризации ПАВ фильтров получены с помощью технологий упаковки на уровне подложки (WLP -Wafer Level Package). Три поколения технологии CSSP (Chip Sized SAW Package) и технология DSSP (die-sized SAW packaging) позволяют выпускать миниатюрные компоненты и осуществлять их интеграцию в модули. Например, размеры современных дуплексоров для стандарта WCDMA и LTE составляют 1,8x1,4 мм. Для всех частотных полос доступны фильтры «2 в 1» размерами 1,5x1,1 мм [2]. Упаковка CCSP3 обеспечивает стандартные размеры для одиночных фильтров 1,1x0,9 мм, фильтров «2 в 1» 1,5x1,1 мм, дуплексоров 1,8x1,4 мм [2]. Компоненты, изготовленные по DSSP технологии, с высотой всего 180 мкм имеют преимущества при изготовлении модулей.

Перспективы развития

По мнению профессора К. Хасимото [7] в ближайшем будущем от ПАВ фильтров требуется 5 основных моментов. Это минимальные потери, температурная стабильность, низкий уровень нелинейных сигналов, большая выдерживаемая мощность и новые материалы подложек.

Современная тенденция расширения числа используемых частотных диапазонов и введения новых стандартов с одновременным повышением рабочих частот делает проблему создания гибкого настаиваемого РЧ модуля чрезвычайно актуальной. Решением этой задачи могло бы быть создание высококачественных перестраиваемых ПАВ фильтров, способных менять ширину полосы пропускания и/или центральную частоту при сохранении характеристик современных ПАВ фильтров [8].

Заключение

Являясь основными компонентами РЧ трактов приемопередатчиков, ПАВ фильтры, по сути, определяют предельные технические характеристики современных систем мобильной связи. Несмотря на достигнутые успехи, технология ПАВ продолжает успешно развиваться, сохраняя потенциал для совершенствования. В настоящее время нельзя назвать технологии и схемотехнические решения, способные заменить текущую ситуацию «одна полоса – один фильтр», также не очевидны технологии, способные в настоящем и ближайшем будущем конкурировать с аналоговыми технологиями ПАВ и ОАВ. Автор работы [9] полагает, что в ближайшие 5-10 лет соревнование технологий фильтрации в смартфонах будет все еще ограничено конкуренцией ПАВ/ОАВ и развитием

гибридной ПАВ/ОАВ технологии. Причем, специалисты предсказывают больший потенциал ПАВ технологии, т.к. для нее существует больше «степеней свободы» в развитии [9].

Библиографический список

1. Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2016–2021. URL: https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/white-paper-c11-738429.html (дата обращения: 25.03.19).

2. RF components in DSSP/TFAP technology. A new dimension in miniaturization. URL: https://en.rf360jv.com/en/156018/newsroom/articles/article/a-new-dimension-in-miniaturization/1914644 (дата обращения: 21.02.19).

3. LowDrift™ / NoDrift™ Filter Family. URL: http://triquint.com/products/lowdrift-nodrift-filters (дата обращения: 30.11.16).

4. Балышева О. Л. Технологические и конструктивные возможности температурной компенсации в фильтрах на поверхностных акустических волнах (обзор)// Радиотехника. 2017. № 5. С. 59-66.

5. I.H.P. SAW Characteristic Features of the I.H.P. SAW Filters. URL: https://www.murata.com/en-global/about/newsroom/techmag/metamorphosis20/productsmarket/ihp-saw-02 (дата обращения 20.03.19).

6. Murata releases SAW filter for Wi-Fi circuits in mobile and tabs. URL: https://www.eletimes.com/murata-releases-saw-filter-wi-fi-circuits-mobile-tabs (дата обращения 11.03.19).

7. K. Hashimoto. Current Status and Prospect of Surface and Bulk Acoustic Wave Devices for Mobile Communications. URL: https://sumicro.sabanciuniv.edu/sites/sumicro.sabanciuniv.edu/files/sabanci-ken_mod.pdf (дата обращения: 11.03.19).

8. 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.

9. C. S .Lam. A Review of the Timing and Filtering Technologies in Smartphones. URL: http://www.skyworksinc.com/downloads/press_room/published_articles/IEEE_052016.pdf (дата обращения: 21.02.19).

УДК 534.2

Н.В. Воронова, кандидат физико-математических наук
Научно Исследовательский Институт «Элпа» с опытным производством

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ОСОБЕННОСТЕЙ НОРМАЛЬНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ ПРОТОТИПОВ ДАТЧИКОВ ЖИДКОСТИ

Изучены зависимости сенсорных свойств нормальных акустических волн (НАВ), распространяющиеся в тонких пьезоэлектрических пластинах, от параметров жидкости (температура, электропроводность, вязкость). Установлены особенности этих свойств. Разработаны и апробированы два сенсорных прототипа − трехпараметрический датчик микропроб жидкости и жидкостной идентификатор.

Ключевые слова: нормальная акустическая волна, пьезоэлектрическая пластина, температура, электропроводность, вязкость жидкости, трехпараметрический датчик, идентификатор.

N.V.Voronova, PhD
«Elpa» Research Institute

THE USE OF ACOUSTIC PLATE WAVES PECULIARITIES FOR DESIGNING LIQUD SENSOR PROTOTYPE

The sensing properties of the acoustic plate modes (APM) propagating in thin piezoelectric plates on parameters of liquids, such as temperature, conductivity and viscosity were studied. Peculiarities of the APM sensing were established. Two prototypes were developed and tested – the three-parameter sensor of micro liter samples and the liquid identifier.

Keywords: acoustic plate wave, piezoelectric plate, liquid temperature, viscosity, electric conductivity, three-parameter sensor, identifier.

Введение

Величина, знак и температурная зависимость температурного коэффициента задержки (ТКЗ) важны практически для всех акустоэлектронных устройств. В одних (фильтрах, резонаторах, линиях задержки) стремятся к минимизации этого коэффициента, в других (температурных и термокондуктометрических сенсорах) – к его увеличению.

Мы рассматриваем сенсорные свойства нормальных волн по отношению к температуре, электрической проводимости и вязкости жидкости. При этом в отличие от большинства опубликованных работ, в которых это делалось для волн SH поляризации (например, [1, 2]), область существования которых ограничена специальными кристаллографическими ориентациями, нами это сделано в более общем случае – для обобщенных волн Лэмба и нормальных волн квазипродольной поляризации QL, область существования которых значительно шире. Это впоследствии должно облегчить оптимизацию типа колебания для разрабатываемых лабораторных макетов.

Цель настоящей работы – исследовать характеристики нормальных волн и сравнить их с аналогичными характеристиками для ПАВ и ОАВ.

1. Температурная чувствительность

Температурные характеристики к началу работы были изучены только для поверхностных и объемных волн, которые не обладают дисперсией [3]. Для волн нормального типа они пока не исследовались, хотя естественно было предположить, что из-за дисперсии они должны существенно отличаться. Для определения этого отличия дисперсионные кривые нормальных волн на малом участке толщины пластины аппроксимировались линейной функцией вида

$$V = V(H/\lambda) + dV/d(H/\lambda)\times(H/\lambda)$$

и путем простых преобразований выводилось аналитическое выражение для температурного коэффициента задержки ТКЗ.

$$ТКЗ = \frac{1}{\Delta t}\frac{\Delta\tau}{\tau} = \left[\alpha_{II} - \frac{1}{V_n}\frac{dV_n}{dt}\right] + \frac{1}{V_n}\frac{dv_n}{d(H/\lambda)}\times\left(\frac{H}{\lambda}\right)\times\left[\alpha_{II} - \alpha_{\perp}\right].$$

1-й член этого выражения хорошо известен. Он совпадает с температурным коэффициентом бездисперсных поверхностных и объемных волн и обусловлен зависимостью скорости V от плотности, упругих, пьезоэлектрических и диэлектрических модулей материала, а также от их температурных зависимостей.

2-й член – специфичен. Он не присущ ПАВ и ОАВ, а обусловлен дисперсией нормальных волн в пластине.

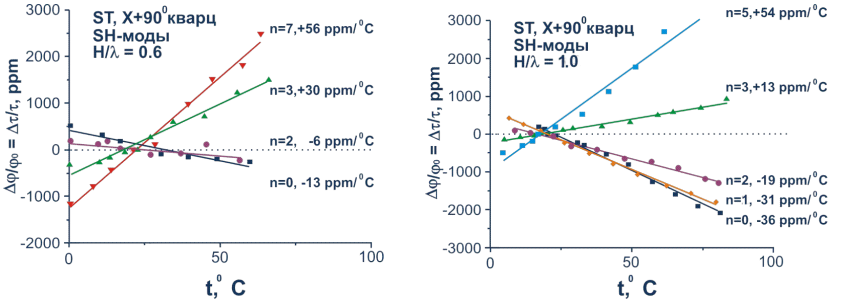


Рис. 1. Температурные характеристики нормальных волн SH-поляризации в пластине ST,X+90°-SiO_2 ($\Delta\phi/\phi_o = \Delta\tau/\tau$) с нормированной толщиной H/λ = 0.6 (а) и H/λ = 1.0 (б). Точки – эксперимент, линии – подгоночные кривые, полученные с помощью Original 8 Lab Program

В качестве примера на рис. 1 показаны измеренные нами температурные коэффициенты нормальных волн SH-поляризации в пластинах кристаллического кварца разной толщины. В соответствии с полученным выражением величины и знаки этих коэффициентов меняются с номером моды *n* и толщиной пласти-

ны H/λ. Например, при нормированной толщине H/λ = 0.6 величина ТКЗ для нулевой моды n = 0 составляет -13 ppm/°C, а для моды n = 7 – +56 ppm/°C. С другой стороны, для одной и той же моды, например, n = 3, значение ТКЗ при H/λ = 0.6 равно +30 ppm/°C, а при H/λ = 1.0 – +13 ppm/°C – то есть в 2.5 раза меньше.

2. Чувствительность к электрической проводимости жидкости

Аналогичные особенности характерны и для чувствительности нормальных волн к электропроводности жидкости.

Как и для волн других типов, изученных до нас, чувствительность нормальных волн к проводимости жидкости обусловлена взаимодействием электрических полей этих волн со свободными носителями заряда в жидкости. Скорость и фаза Δϕ волн монотонно уменьшаются от значения при нулевой проводимости до значения при большой проводимости жидкости (рис.2). Параллельно с этим волны испытывают акустоэлектронное поглощение Δα, которое вначале увеличивается, потом достигает максимума и затем спадает до нуля (рис.2).

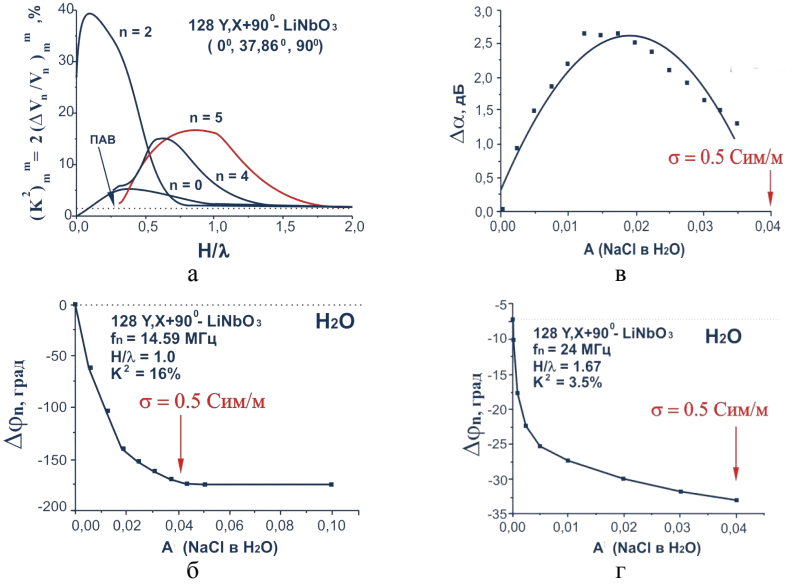


Рис. 2. Коэффициенты электромеханической связи K^2 при металлизации обоих поверхностей пластины 128°Y,X+90°-$LiNbO_3$ (а) и калибрационные кривые нормальных волн в зависимости от проводимости σ жидкости (б, в, г).
(б, в) – частота волны 14,6 МГц, толщина пластины H/λ = 1,0
(г) – частота волны 24 МГц, толщина пластины H/λ = 1,67.
Точки – эксперимент, линии – подгоночные кривые, полученные с помощью Original 8 Lab Program

Максимальные изменения фазы и поглощения зависят от коэффициента электромеханической связи K^2 и частоты волны f. Поскольку же у нормальных волн разных номеров обе характеристики различны и зависят от нормированной толщины пластины (рис.2), то и чувствительность нормальных волн к электропроводности меняется с номером моды, толщиной пластины и длиной волны. Так, для моды частотой 24 МГц в пластине ниобата лития толщиной 1.67 максимальная величина фазового отклика при K^2 = 3.5 % составляет всего 33 градуса (рис.2), а у той же волны в пластине толщиной 1 при K^2 = 16 % и частоте 14.6 МГц величина отклика в 5 раз больше и равна 175 градусов (рис. 2).

3. Чувствительность к вязкости жидкости

Влияние вязкости жидкости на амплитуду и фазу нормальных волн обусловлено 2-мя факторами.

Во-первых, оно определяется проникновением волн в приграничный слой жидкости и распространением как бы в слоистой структуре пластина – жидкий слой, толщина которого δ увеличивается с ростом вязкости η и уменьшением частоты f.

Во-вторых, реакция нормальных волн на вязкость зависит также от их поляризации и распределения волн по толщине. Все эти характеристики зависят от номера моды, толщины пластины и длины волны.

Сказанное подтверждается экспериментальными данными, представленными на рис.3. Видно, что калибрационные кривые, измеренные в широком диапазоне вязкостей, существенно отличаются для волн разных номеров и разных частот. Вязкость жидкости влияет и на температурную чувствительность нормальных волн (рис.4). Нежелательная чувствительность нормальных волн к электрической проводимости жидкости может быть подавлена либо металлизацией поверхности пьезоэлектрической пластины, либо использованием в качестве материала непьезоэлектрического кремния.

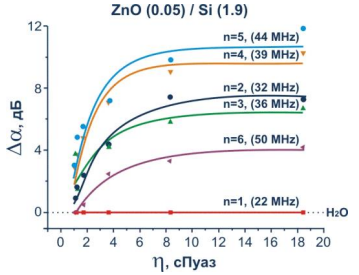


Рис. 3. Отклики нормальных волн разных номеров и частот на вязкость жидкости η. Структура – пленка ZnO/пластина Si

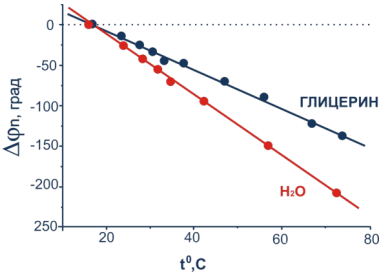


Рис. 4. Температурная зависимость фазы нормальной волны при ее нагрузке водой (η = 1.03 сПуаз) и глицерином (η = 1490 сПуаз). Частота 14,6 МГц, пластина 128°*Y*,*X*+90°-$LiNbO_3$, *H*/λ = 1,0

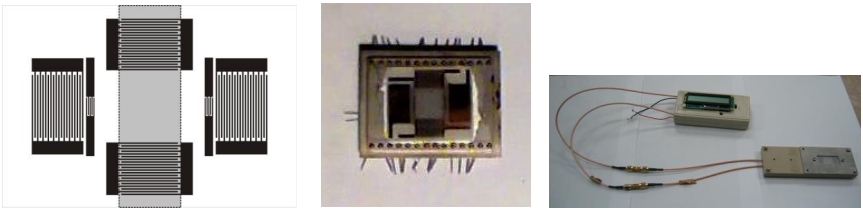
4. Трехпараметрический датчик жидкости [3]

Конструкция датчика, его вид в корпусе и фотография с электронным блоком показаны на рис. 5. Тестируемая проба наносилась на его верхнюю поверхность. Возбуждение волн, зондирующих пробу, производится 3-мя парами преобразователей.

Таблица 1

Сенсорные свойства волн, использованных в датчике.
Пластина 128°-$LiNbO_3$. Толщина H/λ = 1.6.

Канал №1 перпендикулярно оси X (f = 185 МГц)			Канал №2 по оси X (f = 29.77 МГц)			Канал №3 перпендикулярно оси X (f = 23.90 МГц)		
Δφ(η)	Δφ(σ)	Δφ(t)	Δα (η)	Δα (σ)	Δφ(t)	Δφ(η)	Δφ(σ)	Δφ(t)
0	0	-11 град/°C	4.8 дБ	0	0	-6°при η = 1500 сПуаз	-33 градпри σ = 0.5 Сим	-2.9 град/°C



а б в

Рис. 5**.** Конструкция (а), вид в корпусе (б) и фотография с электронным блоком (в)

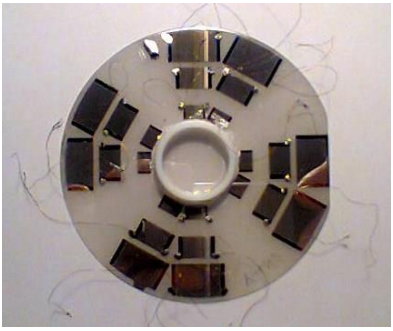
Таблица 2

Рабочие характеристики макета

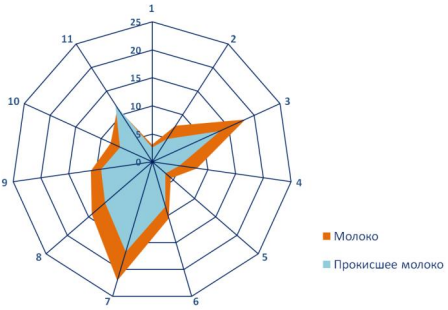
Характеристика	Диапазон	Погрешность
Объем тестируемой пробы V	~ 100 мкл	
Габариты ячейки l x w x h	36 x 20 x 0.5 $мм^3$	
Вязкость η	1 – 1500 сПуаз	± 10 % при η ≤ 10 сПуаз ± 20 % при 10 сПуаз η ≤ 200 сПуаз ± 40 % при 200 сПуаз ≤ η ≤ 1500 сПуаз
Температура t	10 – 100 ^oC	менее 0.5 ^oC
Проводимость σ	0 – 0.5 Сим/м	± 10 % при σ ≤ 0.2 Сим/м ± 20 % при σ > 0.2 Сим/м

5. Идентификатор жидкости [4]

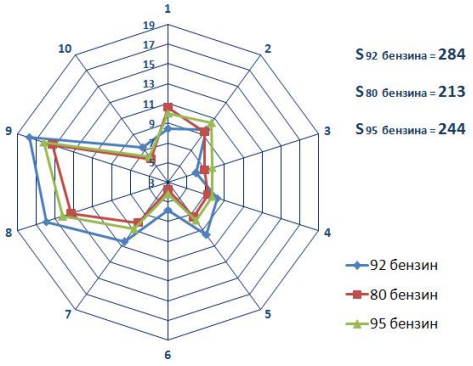
Интегральная решетка акустических жидкостных датчиков представлена на рис.6. В ней возбуждается около 150 нормальных волн, каждая из которых, распространяясь через жидкость, испытывает различное поглощение («отклик») под воздействием всей совокупности жидкостных параметров. «Отклики» волн представляются в виде гистограмм, по углу которых откладывался номер датчика (моды n), а по радиусу – изменение амплитуды моды ΔS_{12} при воздействии анализируемого вещества. Как видно из рис.6, гистограммы близких жидкостей отличаются друг от друга по форме, площади, положению и величинам отдельных минимумов и максимумов. Это позволяет различать разные жидкости и даже разные сорта одной жидкости. Чувствительных покрытий и специальной математической обработки выходных сигналов не требуется. Отсутствие покрытий повышает долговременную стабильность устройств.



а



б



в

Рис.6. Внешний вид акустоэлектронного датчика
для распознавания жидкостей (а)
и полученные с его помощью гистограммы молока (б) и бензина (в)

Таким образом, отличительной особенностью нормальных акустических волн от волн поверхностного и объемного типов состоит в том, что из-за дисперсии их чувствительность к внешним воздействиям зависит от номера моды n, толщины пластины H и длины волны λ. Это позволяет выбором n, H и λ увеличивать, уменьшать и даже подавлять эту чувствительность, не меняя материала пластины и его кристаллографической ориентации, что, в свою очередь, открывает новые возможности для практического применения этих волн в будущем.

Работа выполнена при финансовой поддержке проекта РФФИ № 18-07-00074.

Библиографический список

1. Kondoh J., Saito K., Shiokawa S, Suzuki H. Simultaneous measurements of liquid properties using multichannel shear horizontal surface acoustic wave microsensor. Jpn. J. Appl. Phys. Vol. 35, 5B. 1996. Pp. 3093-3096.

2. Zaitsev B.D., Kuznetsova I.E., Joshi S.G., Borodina I.A. Acoustic waves in piezoelectric plates boardered with viscous and conductive liquids, Ultrasonics. Vol. 39. Pp.45-50. 2001.

3. Анисимкин В.И., Воронова Н.В. Трехпараметрический датчик жидкости на основе поверхностных и пластинчатых акустических волн // Нелинейный Мир. 2016. Т. 14. № 1. С. 48-50.

4. Анисимкин В.И., Воронова Н.В. Интегральная решетка акустических датчиков для приборов электронный язык // Нелинейный мир. 2017. Т. 15. №2. С. 5-11.

УДК 621.396.99

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

ИССЛЕДОВАНИЕ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ СВОЙСТВ МЕТОК НА ПАВ ДЛЯ СИСТЕМ ИДЕНТИФИКАЦИИ

Рассмотрены корреляционные свойства кодовых последовательностей, формирующих импульсные характеристики (ИХ) идентификационных меток на ПАВ. ИХ являются дискретно частотно кодово-модулированными (ДКЧМ) радиоимпульсами. Изучается возможность уменьшения активной ширины спектра ДКЧМ сигналов при сохранении заданной ВКФ между кодами.

Ключевые слова: автокорреляционная функция (АКФ), взаимно-корреляционная функция (ВКФ), дискретно частотно-модулированный сигнал, импульсная характеристика, кодовая последовательность, частотная модуляция, фазовая модуляция.

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

INVESTIGATION CROSS-CORRELATION PROPERTYS OF SAW TAGS FOR IDENTIFICATIN SYSTEMS

We examined the correlation properties of the code sequences forming the impulse responses SAW identification tags. Impulse responses are frequency shift keying (FSK) radio pulses. We research the possibility of reducing the active width of the spectrum of the FSK signals while maintaining the specified CCF between the codes.

Keywords: autocorrelation function (ACF), cross correlation function (CCF), frequency shift keying signals (FSK), impulse response, code sequence, frequency modulation, phase modulation.

Введение

В настоящее время, в связи с ростом космических программ, возрос интерес разработчиков аппаратуры к радиационно-стойким компонентам. В RFID системах такими компонентами являются метки на поверхностных акустических волнах (ПАВ). Метка на ПАВ является пассивным устройством, поэтому при ее разработке важно обеспечить минимально возможные потери при переизлучении меткой опросного импульса. Из-за значительного затухания ПАВ в материале пьезоподложки на рабочей частоте длительность импульсной характеристики (ИХ) метки не может превышать $t_и = 2-3 мкс$. Параметры ИХ будут определяться типом, топологией и параметрами отражающей структуры (ОС), используемой в метке. В данном исследовании рассматривается топология метки, описанная в работе [1], где использовались отражатели типа «канавка».

Вид метки показан на рис. 1. Рефлектор может занимать не весь слот. Тогда, меняя длину рефлектора в слоте (создавая “дырку”), можно менять величину отражения ОС. Глубина канавок так же будет влиять на параметры ИХ метки и, в основном, определять потери при отражении от метки опросного сигнала. Топология метки позволяет формировать ИХ метки в виде дискретно частотно кодово-модулированного (ДЧКМ) сигнала. Ширина канавок и расстояния между ними в секциях ОС определяются заранее определенными кодовыми частотами в ИХ. Каждая секция отражателей (рефлектор) формирует свой элементарный радиоимпульс (символ) в ИХ метки. Суммарное количество секций в ОС определяется количеством символов в ИХ.

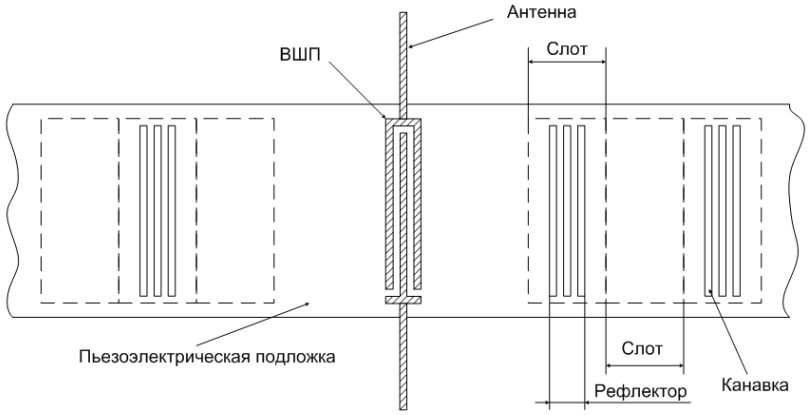


Рис. 1. Топология метки на ПАВ

Таким образом, топология метки позволяет формировать ИХ метки в виде ДЧКМ сигнала. Метка является пассивным устройством.

Корреляционная связь между ИХ меток

В исследуемой системе идентификации будет использоваться корреляционный принцип различения кодов. ИХ меток представляют собой ДЧКМ сигналы, которые состоят из М р/импульсов с прямоугольными огибающими, вплотную «пристыкованных» друг к другу во временной области. Частоты символов определяются соотношением $f_k = f_o + \{\Upsilon_{jv}\} * \Delta f$, где f_o –рабочая частота, Δf – скачок по частоте между символами, $\{\Upsilon_{jv}\}$ – целые числа, характеризующие кодовую последовательность в ДЧКМ сигнале. $\{\Upsilon_{jv}\}$ могут принимать значения 0…К-1, где К определяется количеством возможных частот в коде, К= $\Delta F/\Delta f$ (ΔF – активная ширина спектра ИХ), а Δf выбирается из условия

$$\Delta f = \frac{1}{t_c} \quad \Delta f = \frac{1}{t_c} \text{ [2]}, \tag{1}$$

где t_c – длительность символа.

Комплексная огибающая ДЧКМ сигнала может быть записана

$$U_j(t) = \sum_{v=0}^{M-1} \Upsilon_{jv}[t - v*t_c] * \exp\left[j*\left(\Upsilon_{jv}\right)*2*\pi*\Delta f\left(t - v*t_c\right)\right], \quad (2)$$

где j − номер последовательности; v – номер символа в последовательности, M – количество символов; K – количество частот в ДЧКМ сигнале.

M и K – простые числа. M=K.

При таком представлении сигнала корреляционная связь между двумя ИХ, может быть определена взаимной корреляционной функцией (ВКФ) между кодовыми последовательностями, формирующими эти ИХ. Будем считать, что при такой модели сигнала, символы ортогональны. Поэтому, ВКФ кодовых последовательностей можно рассчитывать при сдвиге сигналов на $\Delta t = t_c$. Сравнение ВКФ будем производить по максимуму ВКФ между ИХ. Такую оценку корреляционных свойств кодовых последовательностей будем называть **грубой.**

Элементарные радиоимпульсы в ИХ метки перекрываются в частотной области, так как амплитудные спектры символов с прямоугольной огибающей имеют форму *sinc* . Как было показано в [3], ВКФ таких символов составляет величину − 0.31. Поэтому наличие корреляционной связи между символами может приводить к ухудшению корреляционной связи между кодами. В этом случае, при расчете корреляционной связи между кодами, Δt выбирается в соответствии с теоремой Котельникова ($\Delta t = 1/4F_в$). Такой расчёт будем называть **точным.** Разности нормированных ВКФ, полученных грубым и точным расчетами, являются случайной величиной и составляют в среднем, примерно, величину 0.1[4]. В работе [4] показано, что такая величина разности может быть справедлива для кодовых последовательностей длиной от N= 5 или 7 до N= 23 или 29.

Исследование корреляционной связи ДЧКМ сигналов

Проводилось исследование влияния когерентного и некогерентного построения ИХ на ВКФ кодов. Некогерентным построением будем называть такое, при котором длительность каждого символа постоянна и выбирается из равенства (1). При этом в каждом символе р/сигнал может содержать не целое число периодов кодовой частоты символа. Поэтому можно считать, что каждый последующий символ в сигнале будет иметь случайную начальную фазу, изменяющуюся в диапазоне 0−2π. Когерентным построением будем называть такое, у которого длительность каждого символа будет содержать целое число периодов парциального высокочастотного заполнения символа. Поэтому, длительность символа будет зависеть от кодовой частоты символа.

Была отобрана пара кодовых последовательностей, построенных по алгоритму, описанному в [4] с заранее заданным уровнем ВКФ. Параметры 17-символьных ДЧКМ сигналов –

$$F_0 = 1000 \text{ МГц}, \Delta F_{max} = 340 \text{ МГц}, \Delta F_{min} = 170 \text{ МГц}.$$

Код первой числовой последовательности – 1 2 16 6 5 15 8 12 10 9 7 11 4 14 13 3 17.

1-й код частот − 1.090, 0.950,1.050, 1.060, 0.960, 1.030, 0.990, 1.010, 1.020,1.040, 1.000, 1.070, 0.970, 0.980, 1.080, 0.940, 0.930ГГц.

Код второй числовой последовательности – 1 3 14 11 9 12 15 6 2 17 13 4 7 10 8 5 16.

2-й код частот − 1.080, 0.970, 1.000,1.020, 0.990, 0.960,1.050,1.090, 0.940, 0.980,1.070, 1.040, 1.010,1.030, 1.060, 0.950, 0.930 ГГц.

На их основе изучались параметры ДЧКМ сигналов, при которых можно было достигнуть минимально возможных значений максимальных величин ВКФ между кодами.

На рис. 2. показаны результаты расчетов АКФ и ВКФ этих сигналов (при использовании точного метода расчета).

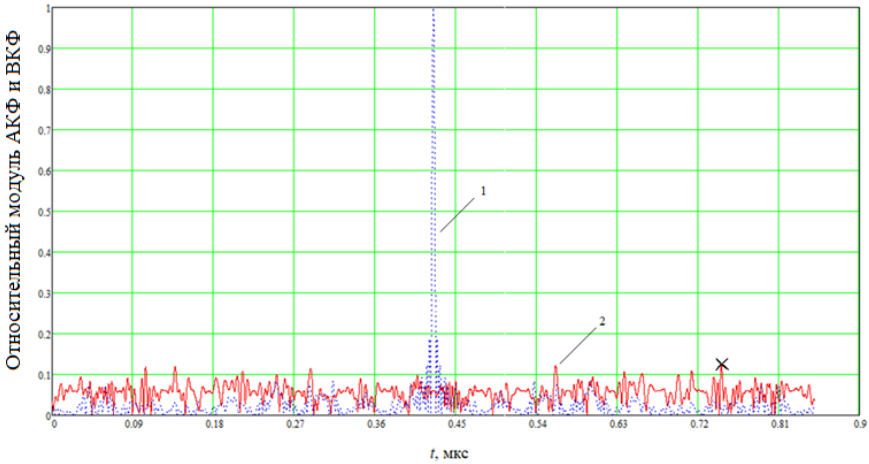


Рис. 2. Нормированные АКФ(1) и ВКФ(2) сигнала с параметрами F_0 = 1000МГц, Δf = 20МГц (ΔF =340 МГц), t_c = 50нс

На рис. 2. ВКФ (обозначено крестиком) принимает максимальное значение равное 0,123. Исследовалось, как изменение Δf влияет на значение $ВКФ_{max}$. Для этого пренебрегали равенством (1), оставляя t_c равным 50нс. Количество символов в сигнале оставалось постоянным, равным 17.

На рис. 3 показана зависимость $ВКФ_{макс} = f(\Delta f)$.

Из приведенного выше графика видно, что при уменьшении Δf, значение $ВКФ_{max}$ увеличивается. При этом возможно уменьшение ΔF-активной ширины амплитудного спектра ИХ метки. Это позволяет уменьшить полосу пропускания проектируемых устройств на ПАВ. Расчеты показывают, что при выборе Δf =20 МГц, символы кодовой последовательности в рассмотренном примере – когерентны. Уменьшение Δf , при сохранении t_c, приводит к дополнительной фазовой модуляции в ИХ метки, то есть в сигнале пропадает синфазность символов. Начальная фаза каждого символа φ_o становится случайной величиной. На рис. 4 показано, для рассматриваемого примера кодовой последовательности, изменение начальной фазы в символах при изменении Δf.

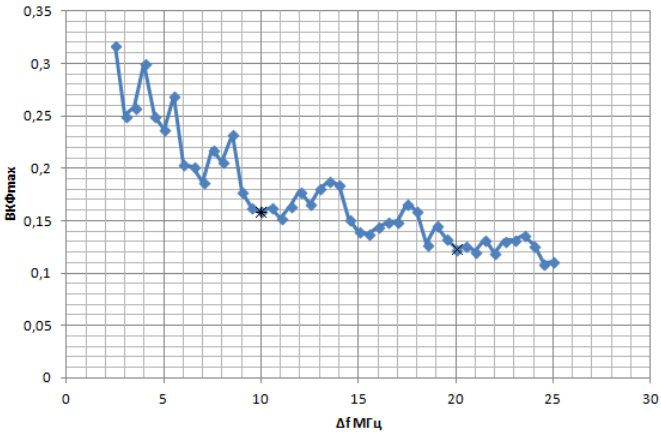


Рис. 3. График зависимости $ВКФ_{max}$ от величины Δf (следовательно ΔF) при F_0=1 ГГц

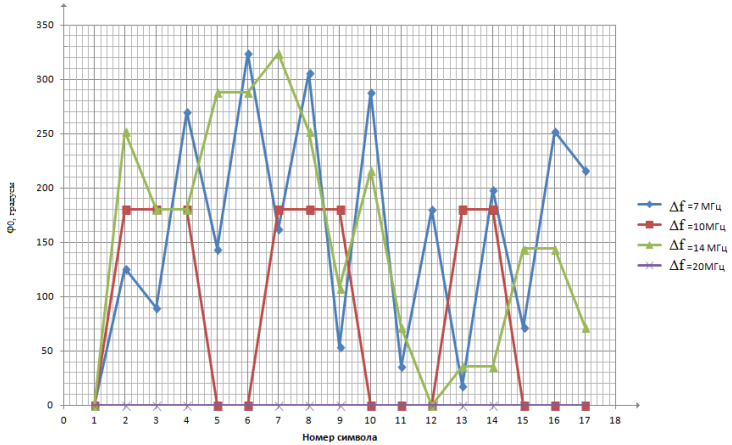


Рис. 4. Зависимость φ_0 от Δf для первой кодовой последовательности

Рассматривался способ уменьшения $ВКФ_{max}$ до полученного ранее уровня, сохранив при этом уменьшенную (ΔF=170МГц) полосу частот. Для этого нужно обеспечить когерентность символов в ИХ. Избавиться от фазового сдвига можно двумя способами. Первым способом является выбор t_c, исходя из (1). При таком выборе, при уменьшении Δf, длительность символа t_c увеличивается и φ_0 каждого символа становится равным нулю. $ВКФ_{max}$ ИХ с такими параметрами равна 0,124 (рис. 5). В этом случае уменьшение активной ширины спектра ИХ – ΔF (т.к ΔF=K*Δf) достигается за счет увеличения длительности ИХ метки. Это нежелательно при проектировании меток на ПАВ.

Вторым способом сделать символы когерентными является такой выбор t_c, при котором в каждом символе содержалось бы целое число периодов частоты символа. В этом случае длительность символа не остается постоянной. В общем случае убрать фазовую модуляцию возможно только, если мы заранее знаем Δf и код, по которому построен сигнал. Для примера, на рис. 6 показан результат расчета $ВКФ_{max}$ сигнала с Δf = 10 МГц и t_c = 50нс. Результатом расчета является $ВКФ_{max}$=0,1363. Расчеты показывают, что дальнейшее уменьшение Δf приводит к уменьшению ΔF (при выбранной длине кода), но сильно увеличивает величину $ВКФ_{max}$. Что не рационально при проектировании меток на ПАВ, так как это уменьшает распознавание меток при работе системы идентификации.

Таким образом, видно, что значительное уменьшение ΔF (в приведенном примере в 2 раза) возможно при относительно небольшом увеличении $ВКФ_{max}$ между ИХ. При этом сохраняется длительность ИХ метки, что является положительным моментом при проектировании устройства на ПАВ.

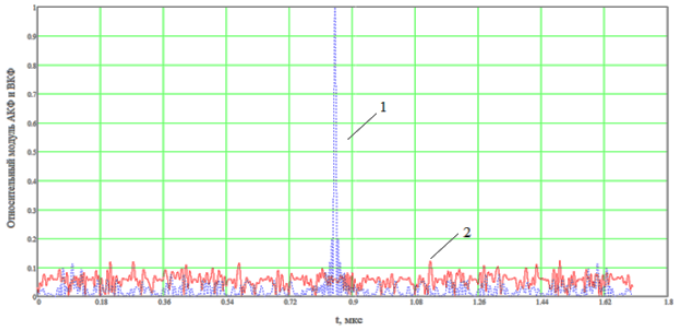


Рис. 5. Нормированные АКФ (1) и ВКФ (2) 17-символьных сигналов с параметрами F_0 = 1000МГц, Δf = 10МГц, t_c = 100нс

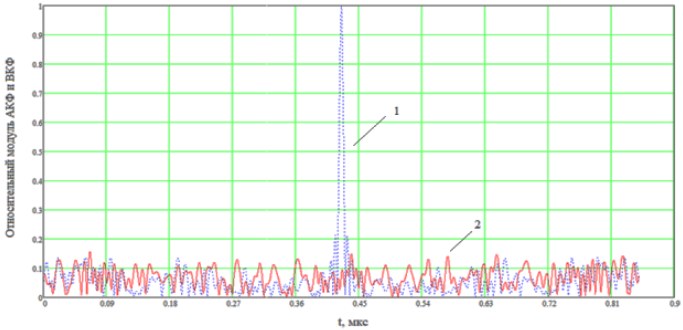


Рис. 6. Нормированные АКФ(1) и ВКФ(2) 17-символьных сигналов с параметрами F_0=1000МГц, Δf = 10МГц, $t_c \approx$ 50нс

Выводы

Выбирая Δf (в отличие от условия формулы (1)), мы можем уменьшить ширину амплитудного спектра ИХ метки. Но при этом будет происходить увеличение значения $ВКФ_{max}$. Чтобы уменьшить значение $ВКФ_{max}$, можно использовать некогерентное построение, т.е выбирать t_c из соотношения (1). Это изменит длительность всего сигнала, что приведет к изменению допустимых габаритов метки, ухудшая технические характеристики метки. Поэтому эффективнее использовать когерентный метод построения меток, так как при допустимом изменении Δf, можно оставлять t_c практически неизменным, а, значит, и длительность всего сигнала. В этом случае потребуется скорректировать положение канавок на подложке устройства на ПАВ, чтобы добиться синфазности символов в сигнале. Этот метод потребует усложнения технологии производства меток.

Библиографический список

1. Чувствительный элемент для измерения механических напряжений. Патент на изобретение RUS 2457450 от 25.03.2011 / Богословский С.В, Сапожников Г.А, Анцев И.Г, Жежерин А.Р, Смирнов Ю.Г, Ермаков П.И.

2. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. [Пер. с англ.] М.: Вильямс, 2004. С. 231.

3. Жежерин А.Р., Петров А.Д., Чугунов А.А. Исследование FSK меток на ПАВ для систем идентификации // XX International Conference for Young Researchers Wave Electronics and its applications in the Information and Telecommunication Systems. Scientific papers. Saint-Petersburg: SUAI. 2017. С. 75-78.

4. 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 международная конференция ГУАП. Сб. статей. СПб.: ГУАП, 2018. С. 112-118.

УДК 621.373

А.В. Котюков*, аспирант
А.Г. Никонов**, заместитель начальника лаборатории разработки генераторов
А.В. Заславский**, ведущий инженер
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения
**АО «Морион»

ЭФФЕКТИВНОСТЬ КОНСТРУКТИВНОЙ И СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЙ ОПТИМИЗАЦИИ КОНСТРУКЦИИ ТЕРМОСТАТИРОВАННЫХ КВАРЦЕВЫХ ГЕНЕРАТОРОВ ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ НАИВЫСШЕЙ СТАБИЛЬНОСТИ ЧАСТОТЫ

Показаны пути улучшения характеристик кварцевого генератора: нестабильность частоты при изменении температуры окружающей среды, кратковременная нестабильность частоты и относительная спектральная плотность мощности фазовых шумов. В результате проведенной работы были получены генераторы с одинарным термостатом с нестабильностью частоты при изменении температуры окружающей среды на уровне 10^{-10}, кратковременной стабильностью частоты на 1 секунде менее 2E-13 и относительной спектральной плотностью мощности фазовых шумов на отстройке 1 Гц -120 дБн/Гц [1].

Ключевые слова: кварцевые генераторы, стабильность частоты, фазовые шумы.

A.V. Kotyukov*, postgraduate student
A.G. Nikonov**, Deputy chief of Oscillator R&D department
A.V. Zaslavsky**, Lead engineer
* St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation
** AO"Morion"

EFFICIENCY OF DESIGN AND CIRCUITRY OPTIMISATION FOR OVENISED QUARTZ OSCILLATORS TO GET THE HIGHEST FREQUENCY STABILITY

Described the way to improve characteristic of quartz oscillator as: frequency vs. temperature stability, short term stability and phase noises. As a result single-oven oscillators has frequency vs. temperature stability 10^{-10}, short term stability at 1 second lower than $2*10^{-13}$ and phase noises at 1 Hz -120 dBc/Hz. The problem is considered in the Appendix to the study in the field of "Development and research of methods and means of improving the accuracy and reliability of devices and techno-

[1] Проблема рассмотрена в приложении к исследованиям в области «Разработка и исследование методов и средств повышения точности и надежности приборов и технологических процессов их производства» для аспирантов направления 05.11.14 «Технология приборостроения».

logical processes of their production ". for postgraduate student's direction 05.11.14 "Instrumentation technology"

Keywords: quartz oscillators, frequency stability, phase noises.

Введение

Для измерения времени и частоты исключительную важность имеет стабильность источника периодических колебаний (опорного генератора), используемого при измерениях.

Наиболее важными характеристиками опорных генераторов, являются такие характеристики как [1]: нестабильность частоты при изменении температуры окружающей среды (ТНЧ), долговременная (ДНЧ) и кратковременная нестабильности частоты (КНЧ), а также относительная спектральная плотность мощности фазовых шумов (ФШ). Наибольшее распространение в качестве источников опорной частоты получили кварцевые генераторы. Особое место занимают высокостабильные термостатированные малошумящие кварцевые генераторы. Вот несколько примеров применения кварцевых генераторов:

– в модулях синхронизации, для сохранения шкалы времени, используются высокостабильные малошумящие кварцевые генераторы на частоты от 5 до 40 МГц;

– кварцевые генераторы используются в метрологических системах в качестве источников, которые определяют эталонный уровень фазовых шумов и кратковременной нестабильности частоты;

– кварцевые генераторы на частоты от 5 до 10 МГц используются в петле ФАПЧ в атомных стандартах частоты. В этих системах кварцевые генераторы определяют фазовые шумы на отстройках 0.1 Гц и выше и кратковременную нестабильность частоты (КНЧ) на 0.1…10 с;

– в современных синтезаторах частоты используются кварцевые генераторы на частоты от 50 до 100 МГц. Уровень шумов кварцевого генератора задаёт уровень шумов синтезатора, в связи с чем, требования к фазовым шумам кварцевого генератора предъявляются в широком диапазоне отстроек от 100 Гц до 1 МГц.

Требования, предъявляемые к источникам опорной частоты, постоянно ужесточаются. Зачастую необходимо уменьшить ФШ и при этом сохранить или улучшить ТНЧ и ДНЧ.

Перед нами стояла задача разработать генераторы, работающие в диапазоне 5…10 МГц, со значительно улучшенными характеристиками ФШ и КНЧ. При этом необходимо было значительно уменьшить габаритные размеры и сохранить высокие уровни стабильности ТНЧ.

Температурная нестабильность частоты

Уменьшение габаритных размеров генератора и улучшение или сохранение ТНЧ являются во многом противоречивыми требованиями.

Очевидным конструктивным решением, позволяющем добиться значительного улучшения ТНЧ, является использование кварцевых генераторов с двойным термостатированием (КГДТ). Однако, принцип двойного термоста-

тирования обладает некоторыми минусами, по сравнению с одинарным термостатом (КГОТ):

– большие габаритные размеры;

– уменьшенная верхняя рабочая температура;

– большее потребление мощности.

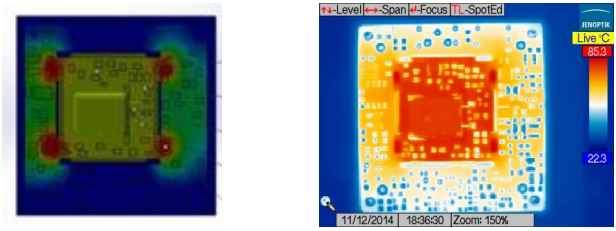
КГДТ долгое время использовались в применениях, где требовались стабильности порядка 10^{-10}, так как генераторы с одинарным термостатированием не позволяли получить подобных стабильностей (см. табл. 1).

Таблица 1

Параметр	КГОТ	КГДТ
ТНЧ п-п -20…+70°С, 10^{-9}	1…3	0.2…0.8
Нестабильность частоты от изменения напряжения питания ±5%, 10^{-10}	<5	<1.5

ТНЧ кварцевого генератора с одинарным термостатом значительно более чувствительна к конструкции и ее особенностям. Возможности современных программ расчёта тепловых процессов, а также накопленный опыт позволили реализовать малогабаритные КГОТ, обладающие температурной стабильностью в широком интервале температур сопоставимой с температурной стабильностью КГДТ [2, 3]. Это было достигнуто благодаря обеспечению малых температурных градиентов в области, где располагается резонатор и наиболее термочувствительные элементы.

Для температурного моделирования использовался метод конечных элементов [4, 5]. Программный модуль теплового моделирования позволяет учитывать такие факторы как: индивидуально настраиваемая тепловая проводимость материалов, площадь контакта между материалом и нагревательным элементом, конвекция воздуха и ее влияние на теплопередачу, распределение температур по конструкции в динамике (т.е. по мере прогрева или охлаждения конструкции). Учет подобных деталей позволяет построить тепловую модель максимально приближенную к реальным условиям. Это подтверждается на рис. 1, где вы можете видеть тепловую модель генератора и снимок этой же конструкции ИК-камерой.



а б

Рис. 1. Сравнение тепловой модели КГОТ и снимка ИК-камерой:
а – тепловая модель КГОТ; б – снимок КГОТ ИК-камерой

Оптимизация конструкции термостатированного кварцевого генератора позволяет добиться столь хорошего термостатирования резонатора, что его влияние на температурную зависимость частоты генератора становится пренебрежимо мало (рис. 2).

Необходимо отметить, что после оптимизации констр65укции КГОТ, такой важный параметр как чувствительность генератора к термоудару (изменение температуры окружающей среды на 20°С менее чем за минуту) стал не хуже чем у КГДТ, что хорошо видно на рис. 3.

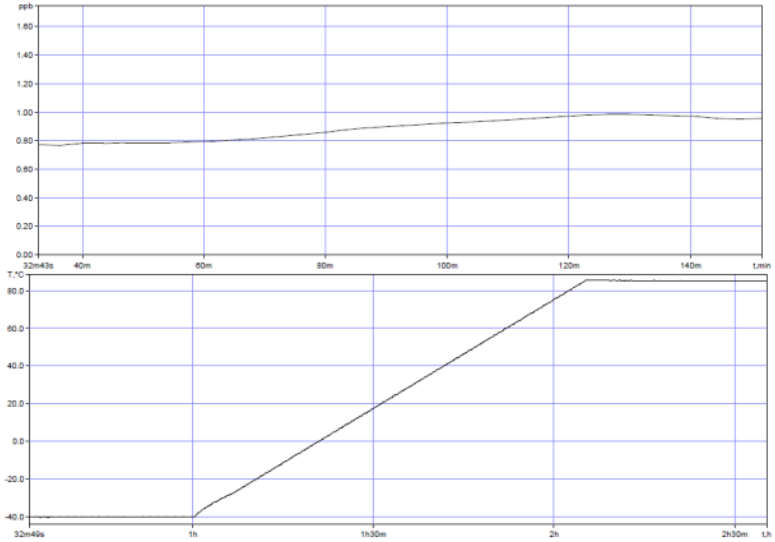
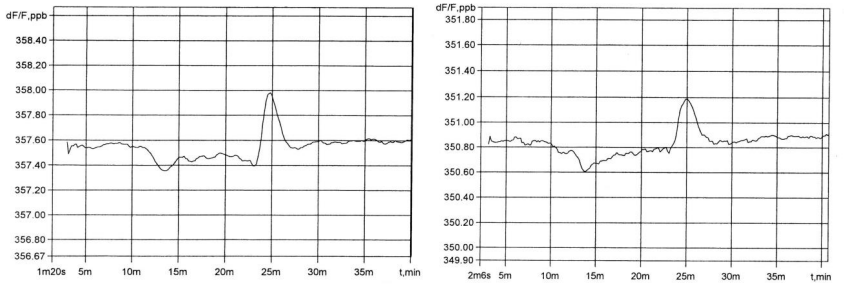


Рис. 2. ТНЧ кварцевого генератора с одинарным термостатированием



а б

Рис. 3. Реакция на термоудар: а – КГДТ; б – КГОТ

Оценить стабильность статирования температуры резонатора позволяет такая особенность резонаторов SC-среза как наличие паразитного колебания (мода колебаний “B”), которое находится выше основной частоты примерно на 10 %. Частота колебаний на моде “B” имеет практически линейную зависимость от изменения температуры окружающей среды [6]. Подобная особенность дает нам возможность оценить качество термостатирования кварцевого резонатора, если измерить изменение частоты колебаний моды “B” при изменении температуры окружающей среды. Результаты измерений КГОТ новой конструкций на моде “B” приведены в табл. 2.

На рис. 4 вы можете видеть изменение частоты резонатора при изменении температуры внешней среды для резонаторов SC – среза вблизи экстремума. Учитывая данные из табл. 2, мы можем видеть, что вклад изменения частоты резонатора при изменении температуры окружающей среды в изменение частоты генератора при изменении температуры окружающей среды не будет превышать нескольких единиц 1e-11 для генераторов новой конструкции.

Фазовые шумы и КНЧ

Определяющее влияние на фазовые шумы и КНЧ оказывают следующие факторы:

1) Схемотехника.

2) Резонатор.

Таблица 2

Образцы	Частота, МГц	Диапазон температур, °C	DF без термо стата, ppb	крутизна, ppb/°C	DF с термо-статом, ppb	Точность поддержания температуры, °C
Образец 1	10	-30…70	2521096	25210	3138	0.12
Образец 2	10	-30…70	2661517	26615	4129	0.16

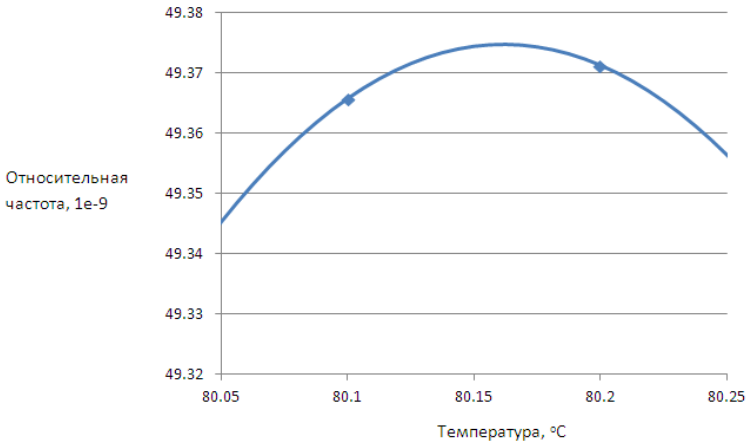


Рис. 4. Увеличенный экстремум резонатора

Схемотехника.

Схемотехнические решения оказывают непосредственное влияние на фазовые шумы и КНЧ.

Для улучшения фазовых шумов близко к несущей (отстройки 0.1…10 Гц) необходимо максимизировать добротность системы, то есть необходимо выбрать такую схему автогенератора, которая позволит максимизировать нагруженную добротность кварцевого резонатора.

Для питания автогенераторного и согласующего каскадов необходимо использовать максимально “чистое” напряжение питания, так как это оказывает значительное влияние на фазовые шумы близко к несущей (отстройки 0.1…10 Гц).

Особое внимание следует уделить разводке платы термостатированнго малошумящего генератора. Необходимо минимизировать или вовсе исключить наводки, вызванные током термостата, которые могут привести к значительному ухудшению не только шумов в ближней и дальней зоне, но и КНЧ за 1…10 с.

Резонатор.

Реализовать малошумящие генераторы невозможно без наличия качественного резонатора.

Значительное ужесточение требований к фазовым шумам и КНЧ потребовало кардинального улучшения резонаторов.

Ниже представлен ряд мер, направленных на значительное улучшение характеристик резонаторов, с точки зрения фазовых шумов и КНЧ:

1) Была разработана и внедрена в производство специальная технология обработки поверхности кварцевых резонаторов, которая позволила значительно повысить коэффициент выхода годных изделий (КВГ) на самые жесткие нормы по фазовым шумам и КНЧ.

2) Был разработан измерительный комплекс, который позволяет тестировать резонаторы при различных рассеиваемых мощностях. Проведение предварительных технологических тестов, с использованием данного комплекса позволяет значительно повысить количество годных генераторов на самые жесткие нормы по фазовым шумам близко к несущей.

3) Проведены исследования для определения оптимальной рассеиваемой мощности на резонаторе с точки зрения фазовых шумов близко к несущей. Результаты экспериментов представлены в табл. 3. Данные исследования позволили определить тип резонаторов, который позволит обеспечить высокую надежность в течении длительного времени.

Таблица 3

Зависимость фазовых шумов для генератора на 10 МГц
при отстройке 1 Гц от рассеиваемой мощности на резонаторе

Рассеиваемая мощность, мкВт	20	27	35	45	55
Резонатор тип1	-119	-120	-120	-120	-119
Резонатор тип 2	-116	-118	-120	-119	-117
Резонатор тип3	-115	-117	-118	-118	-117

Из приведенной таблицы видно, что наименьшей чувствительностью к рассеиваемой мощности обладает резонатор тип 1.

Описанные выше меры позволили значительно улучшить фазовые шумы и КНЧ (рис. 5, 6).

При этом габаритные размеры генераторов составили 50x50x16 мм и 30x40x16 мм соответственно.

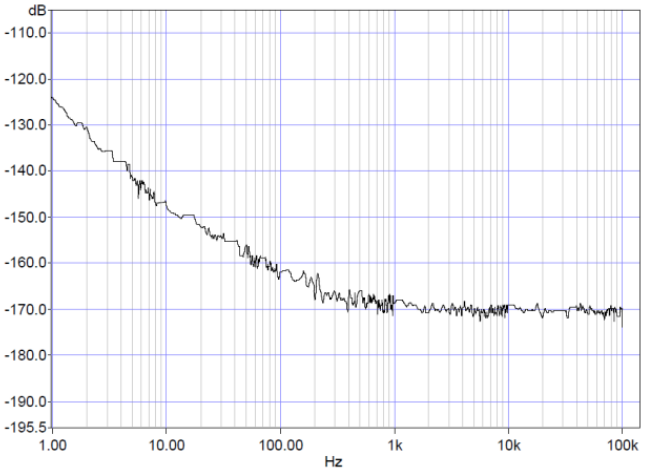


Рис. 5. Фазовые шумы для генератора на 10 МГц

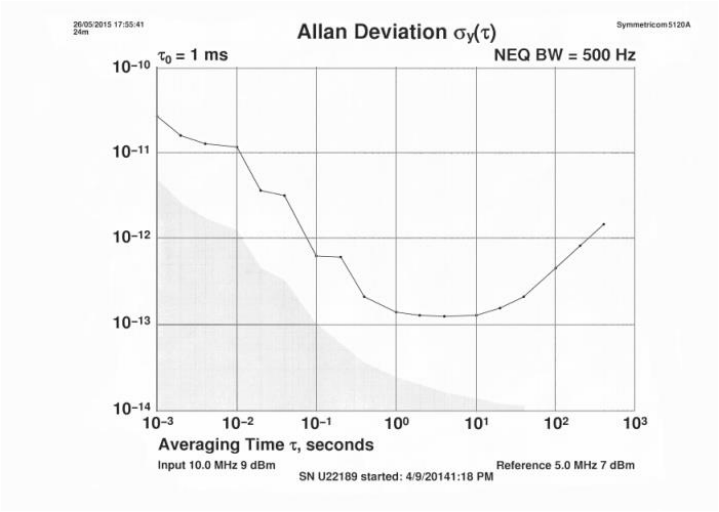


Рис. 6. КНЧ для генератора на 10 МГц

Библиографический список

1. John R. Vig, Quartz crystal resonators and oscillators for frequency control and timing applications – A Tutorial, April 2012.

2. Nikonov A.G., Kotyukov A.V., Kamochkin A.S., Dyakonova N.I., “Recent achievements in performance of low profile ultra precision single oven quartz oscillators.”, EFTF2012

3. Manabu Ito, Hiroyuki Mitome, Takeo Oita, “10^{-10} – level simple single-oven OCXO”, PTTI2011.

4. Pentenrieder B. Finite element solutions of heat conduction problems in complicated 3D geometrics using the multigrid method, 2005. Munich:Technical University of Munich.

5. Nikishkov G.P. Introduction to the Finite Element Method, 2004. Lecture Notes. University of Aizu. Japan.

6. Cerda R.M. Understanding quartz crystals and oscillators, 2014. Artech House. USA.

7. Шитиков Г.Т., Цыганков П.Я., Орлов О.М. Высокостабильные кварцевые автогенераторы. М.: Сов. радио. 1974.

8. Альтшулер Г.Б. Кварцевая стабилизация частоты. М.: Связь, 1974.

УДК 658.512:681.7.846:004

В.П. Ларин, доктор технических наук, профессор
Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

МЕТОДЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ СИСТЕМ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ОПТИЧЕСКИХ И АКУСТИЧЕСКИХ МИКРОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

Изложены методы решения задач, связанных с проблемой проектирования технологических систем (ТС) изготовления устройств оптической вычислительной техники и акустоэлектронных устройств. Огромное разнообразие функциональных элементов (подложек, пленок, кристаллов) и элементарных технологических преобразований при их изготовлении требуют определенных подходов к проектированию ТС для снижения трудоемкости, временных затрат и обеспечения эффективности принимаемых решений.

Ключевые слова: технологическая система, проектирование, функциональные задачи, функционально-структурные методы.

V.P. Larin, PhD, Professor
St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

DESIGN METHODS OF TECHNOLOGICAL SYSTEMS OF MANUFACTURING OF OPTICAL AND ACOUSTIC MICROELECTRONIC DEVICES

Methods of solving tasks related to the design of technological systems (TS) for the manufacturing of optical computing and acoustoelectronic devices. A huge variety of functional elements (substrates, films, crystals) and basic technological transformation in their manufacture require certain approaches to the design of the TS to reduce the labor intensity, time and ensure the effectiveness of decisions.

Keywords: process design, operational requirements, functionally-structural methods

Введение. Совершенствование и развитие современных информационно-измерительных систем и систем связи в значительной степени связано с оптической вычислительной техникой и с использованием акустоэлектронных устройств. Эти направления развития позволяют эффективно реализовать тенденции миниатюризации и интеграции электронной техники. Важным обстоятельством стремительного развития оптической вычислительной техники и микроэлектронных акустических устройств является возможность использования уже освоенных и всесторонне исследованных пленочных и твердотельных технологий микроэлектроники для получения новых типовых элементов конструкций. Технологические процессы (ТП) изготовления таких устройств содержат большое число разнообразных операций и проектирование технологи-

ческих систем (ТС) для реализации этих ТП представляет собой проблему, сопряженную с большими затратами времени и средств.

Основной результат проектирования автоматизированных ТС – построение функциональной структуры в виде совокупности функционально взаимосвязанных элементов ТС, выполняющих действия и осуществляющих взаимосвязи в соответствии с алгоритмом функционирования. Каждый элемент такой структуры выполняет одну, или несколько функций. В качестве элемента ТС рассматривается ее часть, условно принимаемая неделимой на данном этапе анализа.

В теории проектирования автоматизированных ТС приняты различные подходы к разработке структуры систем в зависимости от степени разработки маршрута технологического процесса, уровня типизации технологий выполняемых операций и др. [1].

Цель. Перечисленные специфические особенности ТС вызывают необходимость разработки нетрадиционного подхода к проектированию, учитывающего, с одной стороны, специфику объекта и ТП, а с другой, – обеспечивающего принципы универсальности и гибкости структурно-функционального построения системы, т.е. её быстросменности, что и является целью данной публикации.

Методы решения задач. В качестве такого подхода предлагается модульный метод анализа и синтеза структуры ТС, основанный на комбинировании известных подходов к их разработке: функционально-модульного и объектно-ориентированного подходов. Для сокращения трудоемкости процесса проектирования и внесения возможных последующих изменений, а также уменьшения влияния человеческого фактора на результаты процесса проектирования, решение задач поддерживается информационным сопровождением процесса принятия проектных решений [2].

Введем в рассмотрение в качестве исходных задач проектирования перечень функциональных задач (ФЗ), определяемых содержанием операций ТП изготовления оптоэлектронных устройств и акустоэлектронных устройств (ОЭУ и АЭУ). Для выполнения этих ФЗ в ТС должны производиться элементарные операции (ЭО), которые в базе данных проектирования необходимо сформировать в комплекты как функциональные спецификации. Комплекты ЭО целесообразно формировать группируя их применительно к объектам технологического преобразования – функциональным элементам (ФЭ). К таким группам можно отнести подложки (ЭО обработки поверхности, травления, очистки и др.), пленки (ЭО образования пленок), кристаллы (ЭО на кристалле) и др.

Использование различных материалов позволяет реализовать необходимые ФЗ для получения определенных ФЭ, например, функции преобразования различных параметров процессов для получения чувствительных элементов датчиков. В отличие от электронных интегральных схем, при изготовлении которых основным базовым материалом является кремний, элементы ОЭУ и АЭУ могут изготавливаться на основе множества различных материалов и систем, включая оксид кремния на кремнии, кремний на изоляторе, различные полимеры и полупроводниковые материалы, такие как GaAs и InP. Вся совокупность

функциональных преобразований в виде комплектов ЭО, необходимых для изготовления определенного ФЭ должна быть превращена в совокупность виртуальных функциональных модулей. На следующем этапе функциональное представление системы ФЭ и ЭО необходимо перевести в структурное, используя метод покрытия множества структурных элементов множеством конструктивных модулей, образующих ядро ТС. Полная структура ТС формируется при введении дополняющих вспомогательных и сервисных ФЗ в проектное задание. Концептуальная схема, поясняющая рассмотренные методы проектирования ТС, представлена на рис 1.

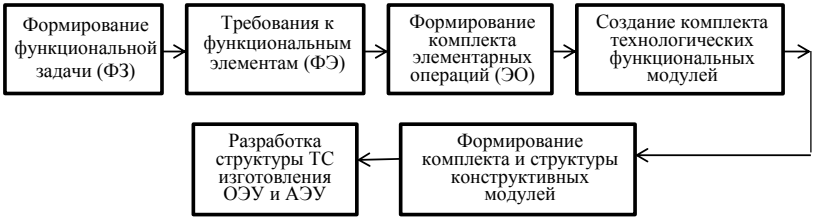


Рис. 1. Концептуальная схема процесса функционально-структурного проектирования ТС

Отмеченные особенности методов модульного проектирования определили задачи и порядок их решения. Предлагаемый комбинированный метод проектирования ТС выполняется в несколько этапов. Детализированная логическая схема процесса проектирования приведена на рис. 2. В качестве исходных данных для выполнения проектирования используются описания ЭО, обеспечивающих реализацию ФЗ. Для определения границ областей проектного технического задания необходимо систему разбить на подсистемы так, чтобы каждой целевой задаче операционного преобразования соответствовала подсистема S_i с комплексом целевых технологических воздействий, определяющих способность объекта выполнять заданную цель. Это позволяет комплекты ЭО наделить перечнем конкретных требований и ограничений, которые можно выразить количественно, формализовать цели ТС, т.е. установить отношения, связывающие параметры комплектов ЭО с целями. Обобщенную целевую функцию процесса функционально-структурного проектирования можно представить в виде функциональной зависимости, поясняемой элементами (рис. 2): $\boldsymbol{E = S(C, G, H, D, F, T)}$.

Оптические и акустические устройства, выпускаемые в настоящее время, изготавливаются на подложках из большого разнообразия материалов. Для АЭУ это пьезоэлектрические монокристаллы кварца, танталата лития, ниобата, семейство лангаситов, тонкоплёночные многослойные структуры на кремнии и др. Для ОЭУ применяют подложки из кремния, ниобата лития, стекла, реже − из полимеров. Ниобат лития используется в качестве подложки ввиду его высокого электрооптического коэффициента, а достоинства и перспективность кремния состоят в возможности использования технологий, разработанных для электронных интегральных схем и реализации совмещенных фотонных и элек-

тронных интегральных схем. За последнее десятилетие значительно продвинулись различные конструктивные решения на основе LTCC керамики, превратившие ее в универсальный материал для различных ФЗ. Разработка структуры элементов ТС, решающих ФЗ по операциям с подложками (как с базовым элементом, на котором формируются ФЭ), состоит в том, что каждой функции технологических преобразований, контроля и транспортных перемещений объектов, представленных на модели ТС, необходимо поставить в соответствие сначала функциональный элемент структуры (функциональный модуль), а затем конструктивный модуль.

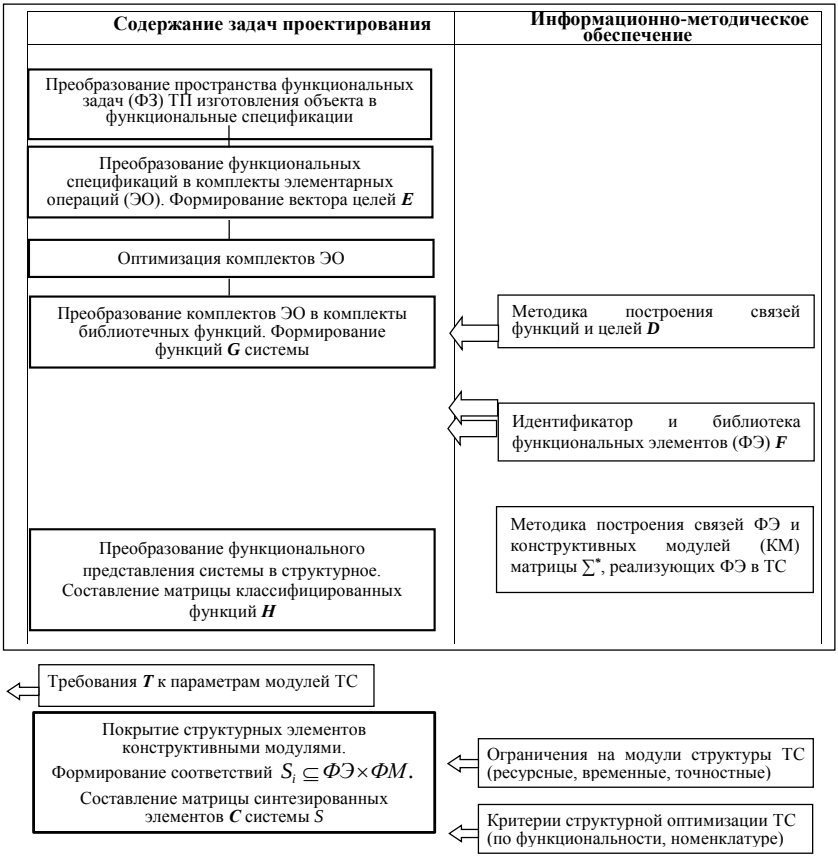


Рис. 2. Укрупненная логическая схема процесса проектирования

Далее проектирование связано с решением задач формирования системы пленок на выбранной подложке. Современные методы получения тонких пленок с использованием низкотемпературной плазмы и ионного луча позволяют

выполнять пленки из различных материалов (в том числе композиционных и тугоплавких) при реализации непрерывно действующего процесса и высоком уровне автоматизации всего технологического цикла.

Многономенклатурность используемых материалов для производства оптоэлектронной техники вызвала интенсивное развитие различных плазменных процессов для получения тонкопленочных слоев. Ионно-плазменное нанесение имеет ряд существенных достоинств, связанных с возможностью получения пленок тугоплавких и неплавящихся материалов, образования пленок из различных соединений за счет введения в газоразрядную плазму химически активных комбинаций газов, наличие стехиометричности состава наносимых пленок из многокомпонентных материалов и др.

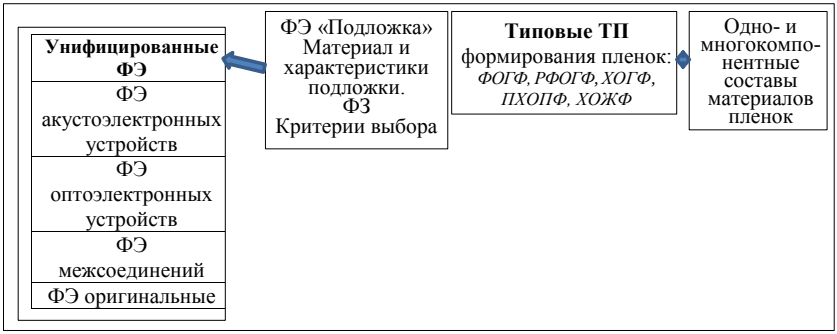


Рис. 3. Модель решения задач функционального этапа проектирования

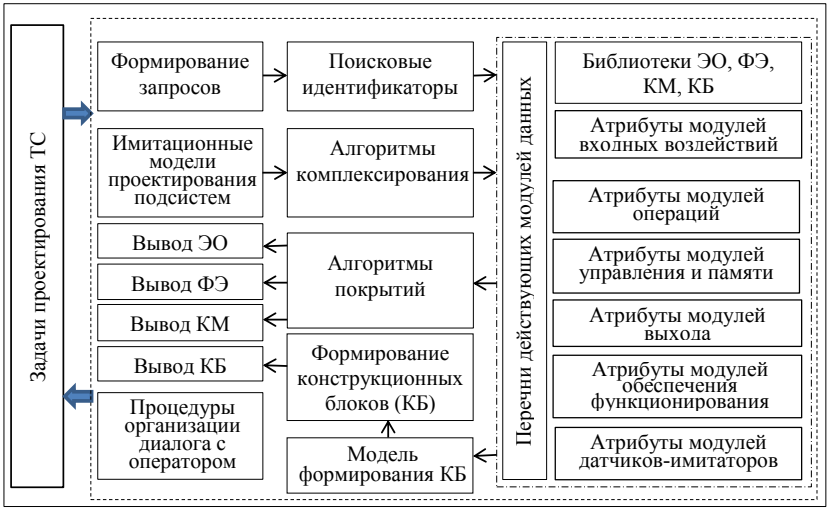


Рис. 4. Алгоритмическая база процедур функционально-структурного синтеза

Для получения массива ЭО процессов нанесения тонкопленочных функциональных и вспомогательных слоев используем наиболее применяемые виды технологий получения элементов ОЭУ и АУ: физическое осаждение из газовой фазы (ФОГФ), реактивное физическое осаждение из газовой фазы (РФОГФ), химическое осаждение из газовой фазы (ХОГФ), плазмохимическое осаждение из плазменной фазы (ПХОПФ), химическое осаждение из жидкой фазы (ХОЖФ). На рис. 3 представлена модель решения задач функционального этапа проектирования, т.е. преобразования элементарных операций в функциональные элементы на основе системы интеллектуального проектирования.

Процесс функционально-структурного синтеза создания ТС поясняется рис. 4, где представлена схема алгоритмической базы выполняемых процедур. Как видим, база открыта для дополнений оригинальными процессами, выполнения имитационного моделирования и последующего проведения системных преобразований.

Выводы. Представленный материал может служить теоретической базой для проектирования частных ТП изготовления ОЭУ и АЭУ по конкретной функциональной задаче и создания ТС на основе функционально-структурного синтеза с информационной поддержкой принятия решений.

Библиографический список

1. Ларин В.П., Шелест Д.К. Комбинированный метод проектирования технологических систем приемочного контроля сложных изделий // Датчики и системы. 2016. № 1. С. 21-27.

2. Ларин В.П. Функционально-структурный синтез технологических систем / Новая наука: теоретический и практический взгляд. По итогам МНПК-93 (04.08.2016). Ижевск: АМИ, 2016. С. 192-197.

УДК 537.53

И.Л. Шейнман*, кандидат физико-математических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный
электротехнический университет «ЛЭТИ»

ОНДУЛЯТОРНЫЙ ЭФФЕКТ НА ИЗГИБНОЙ АКУСТИЧЕСКОЙ ВОЛНЕ КИЛЬВАТЕРНОГО ВОЛНОВОДА

Рассмотрена возможность создания кильватерного ондулятора на изгибной акустической волне в ускорительной структуре с диэлектрическим заполнением. Предложенная конструкция обладает более гибкими возможностями перестройки по сравнению с традиционными ондуляторами.

Ключевые слова: лазер на свободных электронах, ондулятор, кильватерная ускорительная структура, кильватерный ондулятор.

I. L. Sheinman*, PhD, Associate Professor
*St. Petersburg Electrotechnical University "LETI"

ONDULATOR EFFECT ON A BENDING ACOUSTIC WAVE

The possibility of creating a wake undulator on a bending acoustic wave in an accelerator structure with dielectric filling is considered. The proposed design has more flexible adjustment capabilities than traditional undulators.

Keywords: free electron laser, undulator, wakefield accelerating structure, wakefield undulator.

Введение

Ондуляторы являются ключевыми элементами лазеров на свободных электронах [1]. Они представляют собой устройства, в которых электронный пучок в процессе движения испытывает на себе действие поперечной периодической силы. Возникающие под действием силы колебания частиц в поперечном направлении сопровождаются ускоренным движением частиц, которое, в свою очередь, порождает электромагнитное излучение в направлении движения пучка. Для создания поперечной силы используются электромагнитные поля, создаваемые периодически расположенными дипольными магнитами. Ондуляторное излучение возникает также при движении частиц через периодическую решетку кристаллов, где роль отклоняющих полей играют локальные поля атомов.

Ондуляторы имеют ряд особенностей, которые делают их привлекательными для создания лазеров на свободных электронов: большую апертуру пучка; короткий ондуляторный период, способность генерировать волны как круговой, так и плоской поляризации, динамический контроль длины волны и ондуляторного коэффициента. К недостаткам относится ограниченная возможность по перестройке – ограниченный диапазон значений ондуляторного коэффициента.

В качестве источников последовательностей электронных сгустков для лазеров на свободных электронах используются линейные ускорители заряженных частиц. Интенсивно развивающимся направлением в последние годы

является использование линейных кильватерных ускорительных структур с диэлектрическим заполнением. Они основаны на принципе возбуждения черенковского излучения в диэлектрических волноводах сильноточным релятивистским пучком электронов, рис. 1, 2. Ведущий сгусток (драйвер) с большим зарядом, движущийся вдоль оси вакуумного канала диэлектрического волновода, генерирует за собой кильватерную электромагнитную волну черенковского излучения, фазовая скорость которой равна скорости драйвера. Эта волна имеет продольную компоненту поля, использующуюся для ускорения ведомого сгустка.

Наряду с продольной компонентой поля при смещении ведущего сгустка от оси волновода в кильватерной волне возникают поперечные компоненты полей.

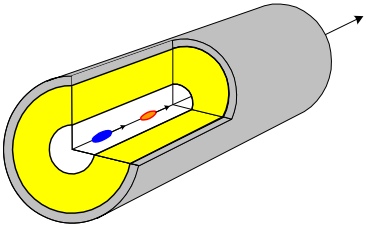


Рис. 1. Цилиндрическая структура

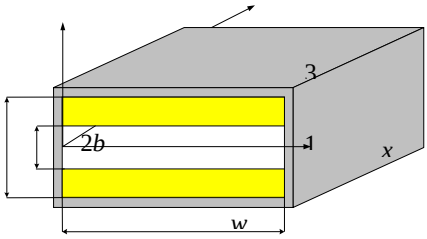


Рис. 2. Прямоугольная ускорительная структура

Использование генерируемых сгустком собственных поперечных полей в микроволновом резонаторе для создания ондуляторного эффекта было предложено в [2]. В [3] переменное поперечное электромагнитное поле для генерации ондуляторного излучения предлагалось создавать при встречном движении генераторного и ондуляторного сгустков. Однако вследствие значительных отклоняющих полей, действующих на генераторный сгусток, дальность его полета оказывается ограниченной [4], что несколько снижает эффективность метода.

Поперечное кильватерное поле, генерируемое головной частью электронного сгустка в ускорительной волноводной структуре с диэлектрическим заполнением оказывает значительное отклоняющее воздействие на последующие частицы пучка. Сама же головная часть сгустка по сравнению с центральной и хвостовой его частями практически не испытывает отклоняющего воздействия и смещается незначительно. Отклонение пучка происходит по направлению к ближайшей диэлектрической стенке волновода, причем при малых смещениях от оси поперечная сила, действующая на некоторую выбранную частицу со стороны предшествующей ей частицы, пропорциональна расстоянию передней частицы от оси волновода, рис. 3 (прямоугольный волновод $b = 1$ мм, где b – полуширина вакуумного канала, $f = 300$ ГГц, $q = 10$ нКл, диэлектрическое заполнение – кварц).

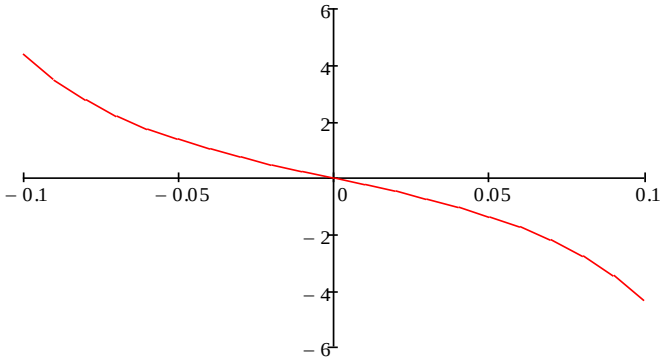


Рис. 3

Как правило, в кильватерных ускорительных структурах поперечные поля рассматриваются как негативный фактор, приводя к отклонению частиц от оси волновода и оседанию частиц на его стенках.

В то же время напрашивается мысль, что поперечные кильватерные поля можно было бы использовать для создания осцилляции электронов пучка и генерации ондуляторного излучения. Для этого необходимо, чтобы ось волновода имела бы форму синусоиды, тем самым периодически меняя смещение головной части пучка относительно оси волновода и относительно диэлектрика по закону $y_0 = A\sin(2\pi z/\Lambda)$, где Λ – длина изгибной волны. Изгиб оси волновода может быть выполнен как стационарно, так и создаваться динамически, рис. 4. В последнем случае представляет интерес формирование механических изгибных колебаний ускорительной структуры путем генерации поперечной бегущей вдоль волновода или стоячей акустической волны с помощью установленного на боковой поверхности волновода акустического излучателя.

Тогда кильватерное поле, действующее на хвостовую часть пучка, будет носить знакопеременный характер, заставляя частицы хвостовой части пучка осциллировать, рис. 5, при $A = b/2$, $\Lambda = 5$ см.

Ондуляторный коэффициент может быть найден как $K = eG_y\Lambda/(2\pi mc^2)$.

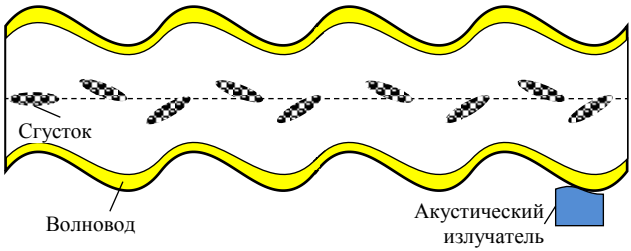


Рис. 4

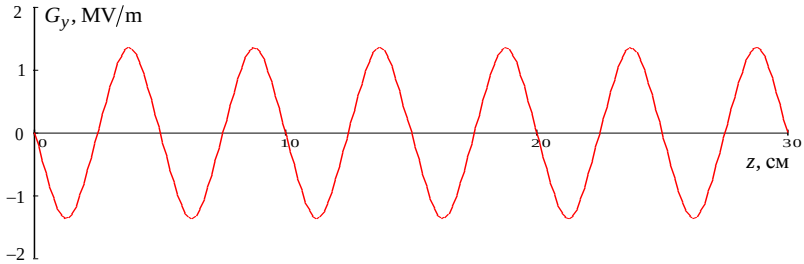


Рис. 5

При поперечных смещениях оси волновода, составляющих 10–30% от ширины зазора вакуумного канала в диэлектрике достигается сочетание генерации достаточно большого для создания ондуляторного эффекта поля без значительных потерь частиц за счет оседания на стенки волновода.

Изменения частоты и амплитуды акустической волны дают возможность управлять величиной поперечного поля, и, следовательно, ондуляторным коэффициентом. Изменение частоты акустической волны позволяет управлять частотой генерируемой в ондуляторе электромагнитной волны. Следует отметить, что изгибная волна в стержнях обладает дисперсией, скорость ее распространения зависит от частоты.

Библиографический список

1. Pellegrini C., Marinelli A., Reiche S. The physics of x-ray free-electron lasers Rev. Mod. Phys. 88, 015006, 2016.

2. Tantawi S., et al. Experimental Demonstration of a Tunable Microwave Undulator. Phys. Rev. Lett. 112, 164802, 2014.

3. Jing C., Baturin S.S., Kanareykin A., Schoessow P., Zholents A. A beam-driven microwave undulator for FEL Proceedings of IPAC, 2014. Dresden, Germany. 1956-1958.

4. Sheinman I. L. Beam Dynamics in Dielectric Structure when Using it as Undulator / 2015 International Conference "Stability and Control Processes" in Memory of V. I. ZUBOV (SCP) Joined with 21st International Workshop on Beam Dynamics and Optimization (BDO) Saint-Petersburg, 05-09 October 2015. Published by IEEE SCP 2015 – Proceedings. Pp. 201-204.

ИНФОКОММУНИКАЦИИ

УДК 621.391

К.А. Бакай*, старший преподаватель
Д.В. Ильина*, старший преподаватель
А.А. Овчинников*, кандидат технических наук, заведующий кафедрой
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

О ПАКЕТНОЙ КОРРЕКТИРУЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ ВЕРОЯТНОСТНЫХ АНСАМБЛЕЙ БЛОЧНО-ПЕРЕСТАНОВОЧНЫХ НИЗКОПЛОТНОСТНЫХ КОДОВ

Рассмотрена задача оценки максимальной длины исправляемого пакета ошибок для вероятностного ансамбля блочно-перестановочных низкоплотностных кодов. Отмечено, что эта задача имеет полиномиальную сложность. Для ряда вероятностных ансамблей проведено моделирование, показывающее, что длина исправляемого пакета растет линейно с размером блока блочно-перестановочной конструкции и с высокой вероятностью равно размеру блока без единицы.

Ключевые слова: LDPC-коды, блочно-перестановочные конструкции, декодирование пакеты ошибок

K.A. Bakay*, Senior Lecturer
D.V. Ilina*, Senior Lecturer
A.A. Ovchinnikov*, PhD, Head of department
* St. Petersburg State University Aerospace Instrumentation

ABOUT BURST-CORRECTION CAPABILITY OF BLOCK-PERMUTATION LDPC CODES ENSEMBLES

The problem of maximal correctable error burst length estimation is considered for the probabilistic ensemble of block-permutation low-density parity-check codes. It is noted that this task has polynomial running time. For the number of probabilistic ensembles the simulations are performed showing that the correctable burst length grows linearly with the block size of the block-permutation construction, and with high probability equals to the block size minus one.

Keywords: low-density parity-check codes, block-permutation construction, burst error correction

Введение

Коды с малой плотностью проверок на четность (LDPC-коды, low-density parity-check code) были предложены Р. Галлагером в 1962 году [1] и к настоящему времени исследовались во множестве работ [2-5]. На сегодняшний день коды с малой плотностью проверок на четность нашли широкое применение в системах цифрового телерадиовещания, в телекоммуникационных стандартах, стандартах связи. Традиционно методы декодирования, используемые в коммуникационных стандартах, ориентированы на исправление одиночных

ошибок, хотя в реальных системах связи чаще происходит пакетирование ошибок. Поэтому важной задачей является построение схем кодирования, ориентированных на типичные ошибки канала связи, в частности, на исправление пакетов ошибок (т. е. комбинаций ошибок, при которых первый и последний ошибочный символ некоторой принятой последовательности отстоят друг от друга не более чем на некоторое количество символов, называемое длиной пакета).

В связи с этим необходимо не только разрабатывать новые конструкции низкоплотностных кодов с учетом группирования ошибок и эффективные методы их декодирования, но и определять длины пакетов, которые способен исправить код.

Блочно-перестановочные конструкции

Коды с малой плотностью проверок на четность задаются проверочной матрицей **H**, в которой содержится малое количество единиц. Часто проверочная матрица рассматривается как матрица инциденций для двудольного графа, называемого графом Таннера. Известно, что наличие малых циклов (длиной 4) в этом графе негативно сказывается на работе итеративных декодеров, поэтому стандартным требованием при построении LDPC-кодов является отсутствие циклов длиной 4 в соответствующем графе Таннера.

Наиболее распространено на данный момент задание LDPC-кода с помощью блочно-перестановочной конструкции [6]. Частным случаем такой конструкции является код Гилберта [7], который задается проверочной матрицей **H** следующего вида:

$$\mathbf{H}_l = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_m & \mathbf{I}_m & \mathbf{I}_m & \dots & \mathbf{I}_m \\ \mathbf{I}_m & \mathbf{C} & \mathbf{C}^2 & \dots & \mathbf{C}^{l-1} \end{bmatrix}, \qquad (1)$$

где $\mathbf{I}_m$ – единичная $(m \times m)$-матрица, $\mathbf{C}$ – $(m \times m)$-матрица циклической перестановки, $l \le m$.

Исследованиям корректирующей способности кодов Гилберта при исправлении пакетов ошибок был посвящен ряд работ [8-12]. В [13] была предложена процедура для вычисления точной длины b исправляемого пакета для кодов, задаваемых матрицей (1).

В общем виде блочно-перестановочная конструкция LDPC-кода имеет проверочную матрицу **H**, состоящую из блоков:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{11} & \mathbf{C}_{12} & \dots & \mathbf{C}_{1\rho} \\ \mathbf{C}_{21} & \mathbf{C}_{22} & \dots & \mathbf{C}_{2\rho} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{C}_{\gamma 1} & \mathbf{C}_{\gamma 2} & \dots & \mathbf{C}_{\gamma\rho} \end{bmatrix}.$$

Чаще всего в качестве блока рассматривается матрица циклической перестановки, степень которой задается параметром циклического сдвига. Корректирующая способность таких кодов для исправления пакетов ошибок в общем случае является открытым вопросом.

Исправление пакетов ошибок

Для того, чтобы определить, что код может исправить некоторое множество векторов ошибок, необходимо, чтобы каждый вектор из этого множества имел разный синдром. Тогда код может исправлять одиночные пакеты ошибок длиной b только и если только все пакеты длиной b находятся в разных смежных классах, т.е. не существует двух векторов ошибок e_1 и e_2 (образующих пакеты длиной, не превышающей b), для которых

$$\mathbf{e}_1\mathbf{H}^T = \mathbf{e}_2\mathbf{H}^T. \quad (2)$$

В частности, из этого следует, что максимальная длина пакета $b \le m-1$, где m – размер блока в блочно-перестановочной матрице, т.к. сумма всех столбцов любого блока дает единичный столбец.

Так как $\mathbf{e}_1$ и $\mathbf{e}_2$ – пакеты ошибок, анализ (2) может быть сведен к рассмотрению подматриц $\mathbf{H}_b$, состоящих из γm строк и не более, чем $2b$ столбцов, взятых в соответствии с расположением пакетов в $\mathbf{e}_1$ и $\mathbf{e}_2$. Никакая пара таких подматриц $\mathbf{H}_{b_1}$ и $\mathbf{H}_{b_2}$, соответствующих двум пакетам, не должна давать одинаковый синдром, и легко видеть, что достаточным условием для этого является линейная независимость столбцов этих подматриц, в чем легко убедиться с полиномиальной сложностью. Количество всех возможных пар расположений пакетов также полиномиально, что в целом дает полиномиальную процедуру определения длины исправляемого пакета.

Результаты моделирования

Были проведены эксперименты по определению длины исправляемого пакета для вероятностных ансамблей, состоящих из $(\gamma \times \rho)$ блочно-перестановочных матриц с количеством блоков: 3×6 (рис. 1), 3×8 (рис. 2), 4×5 (рис. 3), 4×8 (рис. 4), при этом предполагалось, что рассматриваются как ансамбли кодов, не имеющих в проверочной матрице циклов длиной 4, так и ансамбли без учета наличия коротких циклов. Было произведено моделирование для каждого значения m в «режиме 0» (без проверки на наличие цикла длиной 4) и в «режиме 1» (ансамбль не содержит матриц с циклом длиной 4). Для каждой блочно-перестановочной матрицы с количеством блоков 3×6, 3×8, 4×5, 4×8 был рассмотрен набор значений m. Результаты моделирования показали, что для кодов с малыми скоростями (значение ρ незначительно превышает γ) средняя длина исправляемого пакета близка к максимального возможному значению $b_{max} = m-1$ (см. рис/ 3). Кроме того, результаты моделирования показали, что для простых значений m вероятность того, что длина исправляемого пакета будет равна b_{max}, близка к 1 (табл. 1).

Также, проанализировав полученные данные, можно отметить, что при увеличении скорости кода среднее значение длины исправляемого пакета заметно снижается для многих m. Так, в блочно-перестановочных матрицах с количеством блоков 3×6 (рис. 1) и 3×8 (рис. 2) можно увидеть, что графики средних значений длины исправляемого пакета в режиме 0 и в режиме 1 сильно колеблются по сравнению с графиками средних значений в блочно-перестановочных матрицах с количеством блоков 4×5 (рис. 3). Помимо этого, снижается и процент достижения длиной исправляемого пакета максимального значения, а для некоторых значений m значение b_{max} вообще не достигается.

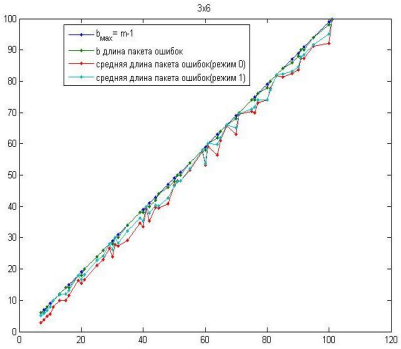


Рис. 1. Блочно-перестановочная конструкция 3×6

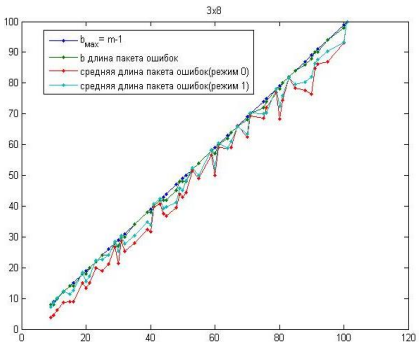


Рис. 2. Блочно-перестановочная конструкция 3×8

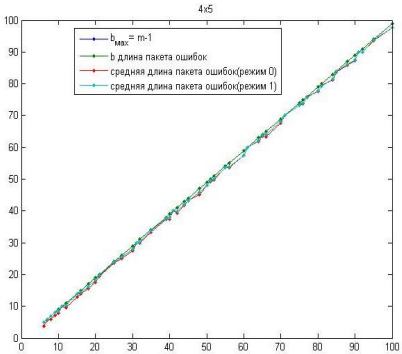


Рис. 3. Блочно-перестановочная конструкция 4×5

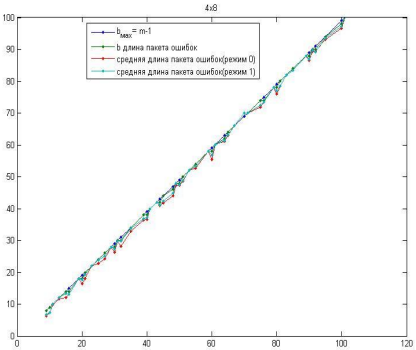


Рис. 4. Блочно-перестановочная конструкция 4×8

Таблица 1

Процент максимального значения при определении длины исправляемого пакета для блочно-перестановочной матрицы с количеством блоков 4×5

m (простые)	b_{max}	Вероятность достижения b_{max} в режиме 0, %	Вероятность достижения b_{max} в режиме 1, %
7	6	96	100
11	10	100	100
31	30	100	100
41	40	100	100
61	60	100	100
101	100	100	100
113	112	100	100
127	126	100	100

Таким образом, моделирование показало, что при малом значении ρ средняя длина пакета близка к $m-1$, а для простых значений m вероятность того, что код из ансамбля сможет исправлять пакет максимально возможной длины b_{max} в большинстве рассмотренных случаев составила 100%. С увеличением ρ (увеличением скорости кода) корректирующая способность ухудшается, и для некоторых значений m значение b_{max} может не достигаться (на рассмотренной выборке).

Заключение

В настоящей статье рассмотрена корректирующая способность блочно-перестановочных LDPC-кодов при исправлении пакетов ошибок. Была произведена экспериментальная оценка длины пакета ошибок для некоторых вероятностных ансамблей LDPC-кодов. Показано, что длина исправляемого пакета растет линейно с размером блока проверочной матрицы. Полученные результаты могут быть полезны при построении кодов для каналов с памятью, а также для решения ряда прикладных задач, таких, как построение систем хранения данных или защиты информации.

Библиографический список

1. Gallager R.G. Low Density Parity Check Codes. Cambridge, MA: MIT Press, 1963.

2. Low-density parity-check codes based on finite geometries: a rediscovery and new results/Y. Kou, Lin S., Fossorier M.P.C//IEEE ISIT. 2001. Vol. 47. No. 7. Pp. 2711-2736.

3. Quasi-cyclic low-density parity-check codes from circulant permutation matrices /Fossorier M. //IEEE Trans. Inform. 2004. Vol. 50. No. 8. Pp. 1788-1793.

4. Regular and Irregular Progressive Edge Growth Tanner Graphs/ Y. Hu, E. Eleftheriou, D. M. Arnold// IEEE Trans. on Inform. Theory. 2005. Vol. 51. No. 1. Pp. 386-398.

5. Козлов А.В., Крук Е.А., Овчинников А.А. Подход к построению блочно-перестановочных кодов с малой плотностью проверок на четность // Известия вузов. Приборостроение. 2013. № 8(56). С. 9–14.

6. Lin S., Ryan W. Channel Codes: classical and modern. Cambridge university press, 2009.
7. E.N. Gilbert. A problem in binary encoding. In Proceedings of the Symposium in Applied Mathematics. Vol. 10. Pp. 291-297, 1960.

8. Arazi B. The Optimal Burst Error-Correcting Capability of the Codes Generated by f(x)=(x^p+1)(x^q+1)/(x+1). Inform. and Contr., 39(3):303-314, 1978.

9. Bahl L., Chien R. On Gilbert burst-error-correcting codes (Corresp.), in Information Theory, IEEE Transactions on. May 1969. Vol. 15. No. 3. Pp. 431-433.

10. Neumann P. G. A note on Gilbert burst-correcting codes, in Information Theory, IEEE Transactions on. Jul 1965. Vol. 11. No. 3. Pp. 377-384.

11. Zhang W., Wolf J.K. A class of binary burst error-correcting quasi-cyclic codes, in Information Theory, IEEE Transactions on. May 1988. Vol. 34. No. 3. Pp. 463-479.

12. Krouk E.A., Semenov S.V. Low-density parity-check burst error-correcting codes. In International Workshop "Algebraic and combinatorial coding theory", Leningrad. 1990. Pp. 121-124.

13. Крук Е.А., Овчинников А.А. Точная корректирующая способность кодов Гилберта при исправлении пакетов ошибок // ИУС. 2016. № 1. С. 80—87.

УДК 004.7

Е.Д. Балакина*, магистрант
Т.М. Татарникова*, доктор технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

АЛГОРИТМ КЛАССИФИКАЦИИ В ЗАДАЧЕ МОРФОМЕТРИЧЕСКОГО АНАЛИЗА ЛИЦА

Рассмотрены особенности алгоритма классификации, основанного на методе главных компонент. Дана характеристика математического аппарата метода.

Ключевые слова: морфометрический анализ, идентификация, распознавание, многомерное пространство, главные компоненты.

E. D. Balakina*, Post-Graduate Student
T. M. Tatarnikova*, PhD, Associate Professor
* St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

CLASSIFICATION ALGORITHM IN THE PROBLEM OF MORPHOMETRIC ANALYSIS FACE

It considered the features of the classification algorithm based on the principal component method. The characteristic of the mathematical apparatus of the method.

Keywords: morphometric analysis, identification, recognition, multidimensional space, main components.

Введение

Новые медицинские технологии, одной из которых является технология компьютерного анализа изображений, имеют исключительное значение в диагностике заболеваний, проведении исследований, ведении электронного архива препаратов, результатов морфометрии и диагностики.

Целью исследования является совершенствование морфометрической характеристики в челюстно-лицевой области (ЧЛО) и определение индивидуальных морфометрических характеристик ЧЛО.

Для обработки медицинских изображений предлагается использовать алгоритм EigenFaces.

Несмотря на большое разнообразие представленных алгоритмов, можно выделить общую структуру процесса распознавания лиц:

Основная идея алгоритма EigenFace заключается в нахождении так называемого «среднего лица» – усредненного варианта всех фотографий пользователей в базе данных и «разностного лица» – разницы между фотографией конкретного пользователя и «средним лицом». Полученное «разностное лицо» по своей сути является той индивидуальной характеристикой, отличающей данного человека от других, чьи изображения хранятся в базе данных [1-3].

Таким образом, в основе алгоритма лежит использование математического ожидания и ковариационной матрицы. Для нахождения «среднего лица» и «разностного лица» применяется метод главных компонент, оперирующий соб-

ственными значениями (Eigenvalues) и собственными векторами (EigenVectors) в многомерном пространстве.

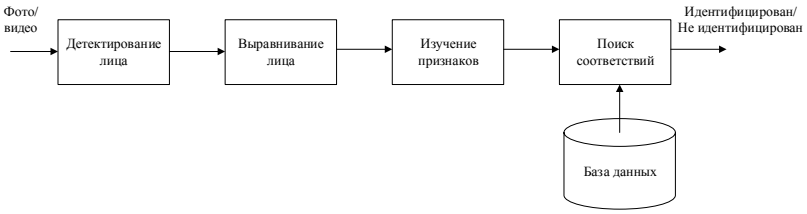


Рис. 1. Общий процесс обработки изображения лица при распознавании

Алгоритм EigenFace требует обучения. Обучающая выборка, представляющая собой изображения лиц, которые необходимо распознать. После обучения, алгоритм способен решать задачу классификации для нового изображения – относить его к одному из обученных примеров (классов) [4].

На первом этапе производится детектирование и локализация лица на изображении. На этапе распознавания производится выравнивание изображения лица (геометрическое и яркостное), вычисление признаков и непосредственно распознавание – сравнение вычисленных признаков с заложенными в базу данных эталонами. Основным отличием всех представленных алгоритмов будет вычисление признаков и сравнение их совокупностей между собой [5].

Одним из наиболее известных и проработанных является метод главных компонент (Principal Component Analysis, PCA), основанный на преобразовании Карунена-Лоева.

Первоначально метод главных компонент начал применяться в статистике для снижения пространства признаков без существенной потери информации. В задаче распознавания лиц его применяют главным образом для представления изображения лица вектором малой размерности (главных компонент), который сравнивается затем с эталонными векторами, заложенными в базу данных [6].

Главной целью метода главных компонент является значительное уменьшение размерности пространства признаков таким образом, чтобы оно как можно лучше описывало «типичные» образы, принадлежащие множеству лиц. Используя этот метод можно выявить различные изменчивости в обучающей выборке изображений лиц и описать эту изменчивость в базисе нескольких ортогональных векторов, которые называются собственными (EigenFace).

Полученный один раз на обучающей выборке изображений лиц набор собственных векторов используется для кодирования всех остальных изображений лиц, которые представляются взвешенной комбинацией этих собственных векторов. Используя ограниченное количество собственных векторов можно получить сжатую аппроксимацию входному изображению лица, которую затем можно хранить в базе данных в виде вектора коэффициентов, служащего одновременно ключом поиска в базе данных лиц [7, 8].

Суть метода главных компонент сводится к следующему. Вначале весь обучающий набор лиц преобразуется в одну общую матрицу данных (рис. 2), где каждая строка представляет собой один экземпляр изображения лица, разложенного в строку. Все лица обучающего набора должны быть приведены к одному размеру и с нормированными гистограммами.

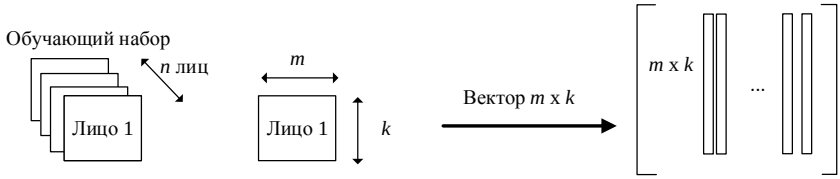


Рис. 2. Преобразования обучающего набора лиц в одну общую матрицу X

Затем производится нормировка данных и приведение строк к нулевому среднему и единичной дисперсии, вычисляется матрица ковариации. Для полученной матрицы ковариации решается задача определения собственных значений и соответствующих им собственных векторов (собственные лица). Далее производится сортировка собственных векторов в порядке убывания собственных значений и оставляют только первые k векторов по правилу:

$$\frac{\sum_{i=1}^{k}\lambda_i}{\sum_{i=1}^{h}\lambda_i} > P \in [0,9 \div 0,95].$$

Выделение особенностей лица с помощью метода главных компонент и использование технологии компьютерного анализа изображений позволяет решать задачу классификации автоматически за один шаг.

Предполагается разработать приложение, решающее задачу классификации на основе морфометрического анализа изображений ЧЛО. В дальнейшем необходимы метки классов, которые могут установить специалисты в ЧЛО.

Библиографический список

1. Татарникова Т.М. Анализ данных. СПб.: ГЭУ, 2018. 85 с.
2. Миркин Б. Г. Введение в анализ данных. Люберцы: Юрайт-Издат, 2016. 174 с.
3. Лесковец Ю., Раджараман А. Анализ больших данных. М.: ДМК. 498 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. М.: МЦМНО, 2013. 390 с.
6. Тархов Д. А. Нейросетевые модели и алгоритмы: справочник. М.: Радиотехника, 2014.
7. Рутковская Д., Пилиньский М. Рутковский Л. Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы. М.: Горячая линия – Телеком, 2013.
8. Рассел С., Норвиг П. Искусственный интеллект. Современный подход. М.: Вильямс, 2006. 1408 с.

УДК 004.89; 004.942

С. В. Беззатеев,* доктор технических наук, доцент
В. А. Мыльников,* кандидат технических наук, доцент
Т. Н. Елина,* кандидат экономических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ МЕТОДОВ СТЕГАНОГРАФИИ ДЛЯ ЗАЩИТЫ ДОКУМЕНТОВ ОГРАНИЧЕННОГО ДОСТУПА

В настоящее время законодательство России все более строго определяет порядок доступа к документам, содержащим персональные данные, государственную тайну или любую другую информацию ограниченного доступа. Однако часто возникает необходимость хранения и передачи такой информации (документов) определенному кругу лиц. В случае утечки такой информации бывает затруднительно определить ее источник. В работе предложено использование методов стеганографии для защиты документа ограниченного доступа путем фиксирования получателя на каждой его копии.

Ключевые слова: защита информации, личные документы, стеганография, идентификация.

S. V. Bezzateev,* PhD, Tech., Associate Professor
V. A. Mylnikov,* PhD, Tech., Associate Professor
T. N. Yelina,* PhD, Econ., Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ANALYSIS OF THE POSSIBILITY OF USING METHODS OF STEGANOGRAPHY TO PROTECT RESTRICTED DOCUMENTS

Currently, Russian legislation increasingly strictly defines the procedure for access to documents containing personal data, state secrets or any other information of limited access. However, it often becomes necessary to store and transfer such information (documents) to a certain circle of persons. In case of leakage of such information, it is often difficult to determine its source. The paper proposes the use of steganography methods to protect a restricted access document by fixing the recipient on each copy.

Keywords: information security, personal documents, steganography, identification.

Документы, удостоверяющие личность, в повседневной жизни становятся все более востребованными. Многие люди все время держат их при себе, поскольку потребоваться они могут в любой момент. Такие простые операции, как возврат покупки в магазине или приобретение отдельных видов товаров, предусматривают право продавца потребовать предъявление документов у покупателя. Что уж говорить о более сложных операциях?

Согласно статье 65 Трудового кодекса РФ «при заключении трудового договора лицо, поступающее на работу, предъявляет работодателю: паспорт или иной документ, удостоверяющий личность». Трудовой кодекс не предусматривает снятие копии с данного документа, как и хранение ее в организации-работодателе. Однако практически всегда на практике сотрудники кадровых служб предприятий и организаций хранят копии личных документов работников.

Финансовые организации, такие как банки, также копируют личные документы клиентов. Основная позиция банков основывается на инструкции Банка России от 30.05.2014 N 153-И «Об открытии и закрытии банковских счетов, счетов по вкладам (депозитам), депозитных счетов» [1] в пункте «1.8. Банк обязан располагать копиями документов (либо сведениями об их реквизитах)…». Но чаще всего в банках сканируют документы, а при отсутствии согласия клиента могут отказать в заключении договора.

Таким образом, в настоящее время человек повсеместно предъявляет свои документы, с которых снимается множество копий. При этом вполне вероятна ситуация, когда такие копии попадают в руки мошенникам, что создает большие проблемы владельцам этих документов.

Поскольку при существующих законодательных нормах невозможно не предоставлять копии документов, то остро встает вопрос защиты этих копий.

Одним из способов защиты бумажных и электронных копий документов от утечки является использование методов стеганографии [2].

Стеганография – это междисциплинарная наука и искусство передавать сокрытые данные, внутри других, не сокрытых данных. Скрываемые данные обычно называют стегосообщением, а данные, внутри которых находится стегосообщение, называют контейнером.

Цифровая стеганография включает в себя следующие направления:

- встраивание информации с целью ее скрытой передачи;
- встраивание цифровых водяных знаков (ЦВЗ) (watermarking);
- встраивание идентификационных номеров (fingerprinting);
- встраивание заголовков (captioning).

В целях защиты каждая копия документа должна содержать уникальный идентификатор ее получателя, дату/время снятия копии и другую информацию [3]. Для этого в нее вносятся специальные маркировочные признаки. Все пользователи, которые получают копию документа, хранят уникальную копию с соответствующими ЦВЗ.

При возникновении инцидента утечки информации, система позволяет определить, с какой именно копии произошла утечка и кто владелец данной копии.

Укрупненный алгоритм работы встраивания и извлечения уникальной информации в копию документа представлен на рис. 1.

Система, представленная на рис. 1 предназначена для контроля за распространением электронных и бумажных копий личных документов и определения каналов утечек этих документов с целью предотвращения подобных инцидентов и применения административных мер к виновным лицам.

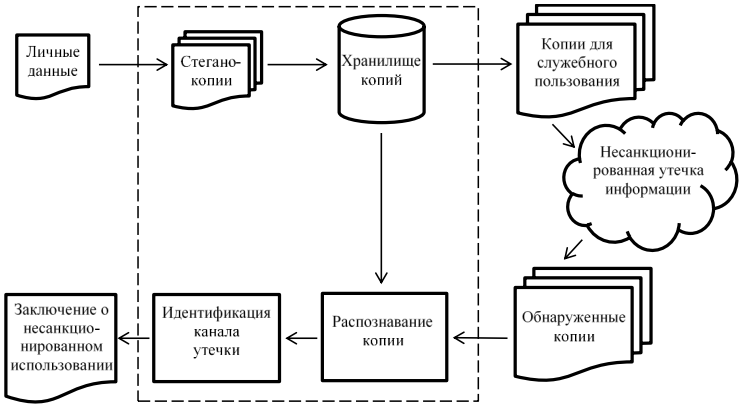


Рис. 1. Схема работы системы защиты копий личных документов

Для эффективной работы системы необходимо выполнение следующих требований:

– индивидуальность алгоритма нанесения ЦВЗ;

– невидимость метки для пользователей;

– невозможность извлечения ЦВЗ третьими лицами;

– возможность обнаружения несанкционированного использования файла, помеченного ЦВЗ;

– устойчивость к изменениям носителя/контейнера (изменение формата, размеров – масштабирование, сжатие, поворот, фильтрация, спецэффекты, монтаж, аналоговые и цифровые преобразования).

Для выполнения подобных задач можно использовать метод обратимого сокрытия данных, суть которого заключается в том, чтобы в саму защищаемую копию встроить незаметные контрольные данные, содержащие информацию об изменяемой части [4].

Предложенная система поможет повысить уровень информационной безопасности личных данных в виде копий документов, как объектов утечки информации на бумажных и электронных носителях.

Библиографический список

1. Инструкция Банка России от 30.05.2014 N 153-И (ред. от 24.12.2018) «Об открытии и закрытии банковских счетов, счетов по вкладам (депозитам), депозитных счетов» (Зарегистрировано в Минюсте России 19.06.2014 N 32813). URL: http://www.consultant.ru/document/cons_doc_LAW_164723/ (дата обращения 20.03.2019).

2. Грибунин В. Г. Цифровая стеганография. М.: Солон-пресс, 2009. 249 с.

3. Беззатеев С.В., Волошина Н.В., Елина Т.Н. Проблемы анализа изображений в электронных системах обнаружения заимствований / Электронные системы обнаружения заимствований в оказании услуг для различных сегментов рынка Сб. науч. тр. Междунар. науч.-практич. конф. 2016. С. 100-102.

4. Теренин А.А., Мельников Ю.Н., Погуляев В.В. Использование цифровых водяных знаков для борьбы с инсайдерами // Специальная техника. 2008. №1. С. 22-25.

УДК 004.94

В.А. Богатырев*,* доктор технических наук, профессор
С.В. Богатырев**,* инженер-исследователь
А.В. Богатырев****,* кандидат технических наук, технический директор
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения
**Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет
информационных технологий, механики и оптики
***Санкт-Петербургский центр компетенций NEO

МНОГОПУТЕВОЕ ОБСЛУЖИВАНИЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЬЮ РЕЗЕРВИРОВАННЫХ УЗЛОВ С ФОРМИРОВАНИЕМ И РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ КОПИЙ ЗАПРОСОВ НА КАЖДОМ УРОВНЕ

Исследованы возможности повышения эффективности резервированного обслуживания критичных к задержкам запросов последовательностью узлов многоуровневой инфокоммуникационной системы. Показана эффективность многопутевого обслуживания запросов, при котором поступление запроса на каждый уровень сопровождается формированием заданного числа его копий с их распределением на обслуживание между резервированными узлами соответствующего уровня. Копия запроса, выполненная первой, передается для резервированного обслуживания на следующий уровень системы, остальные копии уничтожаются. Эффективность предложенной организации обслуживания определена в сравнении с вариантом, при котором формирование копий осуществляется только до поступления запроса на первый уровень и для каждой из них прописывается путь, как последовательность узлов разных уровней, задействованных в обслуживании.

Ключевые слова: резервирование, многопутевое обслуживание, критичность запросов к задержкам, многоуровневая система, распределение копий запросов.

V.A. Bogatyrev*,* Doctor of technical sciences, Professor
S.V. Bogatyrev**,*** *research engineer*
A.V. Bogatyrev****,*** PhD, technical Director
*Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation
**ITMO University, Saint Petersburg
***NEO Saint Petersburg Competence Center

MODEL AND INTERACTION EFFICIENCY OF COMPUTER NODES BASED ON TRANSFER RESERVATION AT MULTIPATH ROUTING

The possibilities of increasing the efficiency of redundant service requests by a sequence of nodes of a multi-level infocommunication system are investigated. The efficiency of multi-path service of requests is shown, in which, with a sequential receipt of a request for each level, a given number of copies are formed with their distribution for servicing between redundant nodes of the corresponding level. A copy of

the request made first is sent for back-up service to the next level of the system, the remaining copies are destroyed.The effectiveness of the proposed service organization is determined in comparison with the option in which the formation of copies takes place only until the request for the first level is received, and for each of them the path is written as a sequence of nodes at different levels involved in the service.

Key words: redundancy, multipath service, criticality of the requests to delay, the multi-level system, distribute copies of queries.

Введение

Высокая безопасность, надежность, отказоустойчивость и производительность [1-4] инфокоммуникационных систем и сетей достигается в результате консолидации на основе кластеризации и агрегирования резервированных ресурсов обработки, хранения и передачи данных [5-6].

Для инфокоммуникационных систем критичных к задержкам обслуживания запросов, в том числе работающих в реальном времени, надежность функционирования определяется не только надежностью структуры системы, но и вероятностью своевременного выполнения требуемых задач [8, 9]. Обеспечение своевременности выполнения критических запросов может основываться на приоритезации трафика [10] и балансировки нагрузки ресурсов обработки и передачи данных в системах многопутевой маршрутизации [11]. Балансировка нагрузки при адаптации системы к накоплению отказов может сопровождаться динамическим перераспределением запросов через сеть [12, 13].

Уменьшить среднии задержки в системе удается при определенных условиях в результате введения избыточности потоков запросов. Так снизить среднии сетевые задержки передач сообщений позволяет транспортное кодирование [14,15], при котором фрагменты сообщения передаются по разным маршрутам, при этом в результате кодирования (информационной избыточности) 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 с выдачей первой обслуженной копии [8,9]. Исследование возможностей резервирования обслуживания копий запросов, критичных к задержкам ожидания в одноуровневых и многоуровневых кластерах и системах многопутевой передачи, узлы которых представимы одноканальными системами массового обслуживания с ограничением на предельно допустимое время ожидания, проведено в [16-18].

Резервированное обслуживание связано с разрешением технического противоречия, так как, несмотря на дополнительную загрузку из-за создания копий запросов, позволяет до определенного граничного значения загрузки системы (интенсивности потока запросов) увеличить вероятность своевременного обслуживания запросов, что важно для систем реального времени [16 –18].

Для многоуровневых кластеров и систем многопутевой передачи данных характерно выполнение запросов последовательностью узлов разных уровней. При резервировании узлов на каждом уровне имеется возможность реализации последовательного обслуживания запросов разными последовательностями узлов (серверами, коммутаторами, маршрутизаторами и др.), то есть многопутевого резервированного обслуживания копий запросов.

Резервированное обслуживание запроса считается успешным, если хотя бы одна его копия выполнена безошибочно и с не превышением предельно допустимого суммарного времени ожидания в очередях последовательно выполняющих ее узлов. Эффективность резервированного обслуживания оценивается по вероятности своевременности многоэтапного обслуживания (прохождения через все узлы, составляющих путь) хотя бы одной копии запроса.

Цель работы исследование возможности снижение задержек выполнения запросов в результате резервированного обслуживания копий критичных к задержкам запросов, предусматривающем репликацию (создание копий) запросов с различными маршрутами (путями) их передачи через последовательно задействованными при их выполнении узлы.

Организация резервированного обслуживания копий запросов

В качестве объекта рассмотрим систему содержащую *m* серверов к каждому из которых осуществляется доставка запроса через *n* последовательно соединенных коммуникационных узлов, каждый из которых резервируется.

Рассмотрим следующие варианты организации резервированного обслуживания в системе:

S_1: При поступлении запроса создается *k* его копий при этом для каждой копии прописывается путь (маршрут) обслуживания с указанием коммутационных узлов и сервера, выполняющего запрос (копию запроса). В результате формируется *k* путей выполнения запроса, изменение которых, а также кратности резервирования копий, в процессе последовательного обслуживания запроса не происходит.

S_2: При поступлении запроса на первый коммутационный узел создается его k_1 копий, При завершении обслуживания одной из копий остальные копии, находящиеся в очередях на узлах данного уровня уничтожаются, после чего создаются k_2 передаваемые на обслуживания в выбираемые k_2 узлов следующего уровня и т д до обслуживания запроса на всех m уровнях системы, при этом число копий на разных уровнях может различаться.

Для варианта S_1 число копий запросов (кратность резервирования) на разных уровнях совпадает а для варианта S_1 оно может различаться.

Модель двухуровневой системы

Рассмотрим двухуровневую систему, включающую на уровне серверов n_1 узлов и не уровне коммутаторов n_2 узлов. На последнем этапе происходит резервированное обслуживание в серверах. Узлы представим в виде одноканальных систем массового обслуживания типа M/M/1 с бесконечными очередями.

Вероятность своевременного выполнения хотя бы одной из k_1 копии запросов кластером серверов при предельно допустимом времени ожидания *t* с учетом задержек *T* передачи запросов на уровне коммутаторов при интенсивности входного потока ´Λ вычислим как:

$$P_1 = 1 - \left[\frac{\Lambda v_1 k_1}{n_1} e^{\left(\frac{\Lambda k_1}{n_1} - \frac{1}{v_1}\right)(t-T)} \right]^{k1}, \qquad (1)$$

при этом v_1 среднее время выполнения запроса в сервере.

Для варианта обслуживания S_1 среднее время пребывания запроса в коммутаторе равно:

$$T = v_2 \Big/ \left(1 - \frac{\Lambda k_1 v_2}{n_2}\right),$$

при этом v_2 – среднее время передачи запроса через коммутатор (без учета ожидания в очереди).

Для варианта обслуживания S_2 распределение времени ожидания до начала обслуживания хотя бы одной из k_2 копий имеет вид:

$$w_2(t) = 1 - \left[\frac{\Lambda v_2 k_2}{n_2} e^{\left(\frac{\Lambda k_2}{n_2} - \frac{1}{v_2}\right)t}\right]^{k_2}.$$

Среднее время пребывания до выдачи на вход группы серверов первой по времени копии (из k_2 копий, находящихся на резервированном обслуживании) определим как

$$T = v_2 + \int_0^{\infty} \left[\frac{\Lambda v_2 k_2}{n_2} e^{\left(\frac{\Lambda k_2}{n_2} - \frac{1}{v_2}\right)t}\right]^{k_2} dt,$$

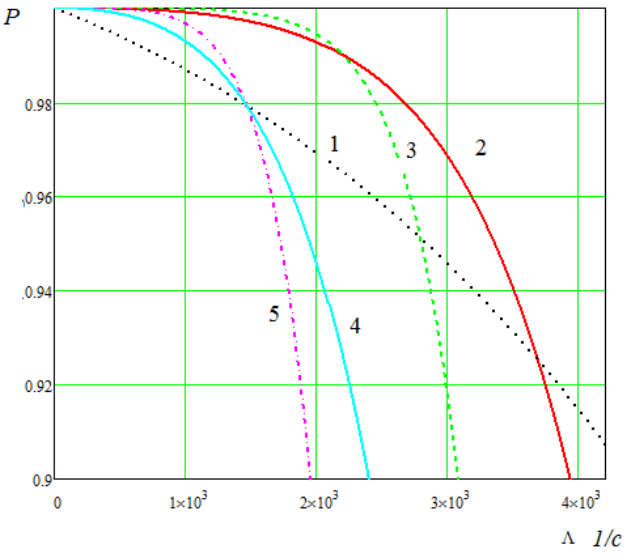
после этого по формуле (1) можно найти вероятность своевременного обслуживания в двух уровневой системе при ее организации по варианту S_2.

Пример расчета

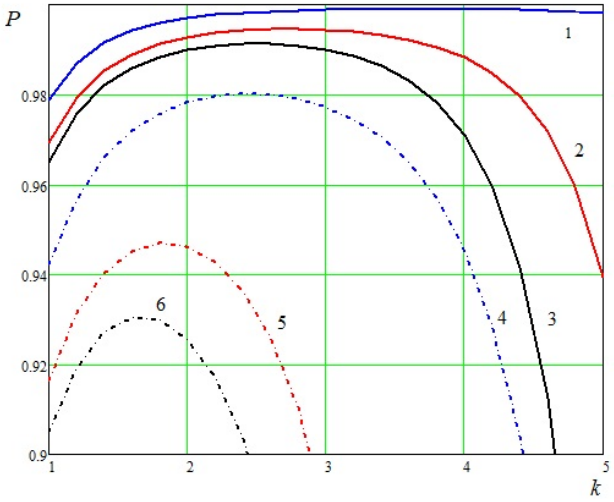
Определим вероятность своевременности резервированного обслуживания в двухуровневой системе при требовании выполнения хотя бы одной из создаваемых копий. Расчет выполним в предположении безотказности и безошибочности ресурсов, задействованных при выполнении копии запроса.

Будем считать, что, число узлов на каждом уровне одинаково и равно n=5 шт, среднии времена поэтапного выполнения запросов $v = 4\times10^{-4}$ с, а предельно допустимое суммарное время ожидания в двухуровневой системе $t = 4\times10^{-4}$ с. На рис. 1 приведена зависимость вероятности своевременного обслуживания от интенсивности входного потока запросов (*a*) и от кратности их резервирования (*b*) (числа формируемых копий) *k* для различных интенсивностей Λ потока запросов *(a)*. На рис.1 *a*) кривая 1 соответствует не резервированному обслуживанию k=1, кривые 2-3 соответствуют варианту обслуживания S_2 при кратности резервирования запросов k= 2, 3, а кривые 4, 5 для S_2 при кратности резервирования k=2, 3. На рис.1 *b*) кривые 1 -3 для варианта обслуживания S_2 и кривые 4-6 для варианта S_1 соответствуют интенсивности входного потока запросов Λ =1500; 2000; 2200 1/с.

Приведенные графики позволяют сделать вывод о существовании оптимальной кратности резервированного обслуживания, причем, чем меньше загруженность системы и допустимое суммарное время ожидания, тем больше кратность резервирования, при которой достигается максимум вероятности своевременности многоэтапного обслуживания.



а



б

Рис. 1. Зависимость вероятности своевременного обслуживания *P*с от интенсивности потока запросов при различной кратности резервирования (а) и кратности резервирования запросов *k* для различных интенсивностей запросов (б)

Расчеты показывают, что вариант резервированного обслуживания S_2 позволяет повысить вероятность своевременного обслуживания запросов. Вместе с тем следует заменить что реализация варианта организации резервированного обслуживания S_2 связана с усложнением диспетчеризации запросов при их выдаче на обслуживание в узлы следующего уровня, так как требует определенного взаимодействие узлов при выделении копии запроса выполненной первой на каждом уровне.

Заключение

Для многоуровневых инфокоммуникационных систем, предполагающих выполнение запросов последовательностью резервированных узлах, предложена аналитическая модель и определена эффективность вариантов резервированного обслуживания запросов, критичных к задержке ожидания в очередях.

Проанализировано влияние кратности резервированного обслуживания на вероятность своевременного выполнения запросов с учетом их поэтапного резервированного выполнения в узлах всех уровней.

Показано существование области эффективности резервированного обслуживания запросов и оптимальной кратности их резервирования в зависимости от загрузки системы и ограничений на допустимое время ожидания в очередях.

Показана эффективность многопутевого резервированного обслуживания запросов, при котором после первого по времени выполнения одной из копий на некотором уровне передача запроса на следующий уровень сопровождается формированием заданного числа его копий с их распределением на обслуживание в узлами соответствующего уровня.

Библиографический список

1. Казарин О. В., Шубинский И. Б. Надежность и безопасность программного обеспечения. М.: Юрайт, 2018. 342 с.

2. Верзун Н. А., Колбанев М. О., Татарникова Т. М. Технологическая платформа четвертой промышленной революции. // Геополитика и безопасность. 2016. № 2 (34). С. 73-78.

3. Aliev T.I. The synthesis of service discipline in systems with limits // Communications in Computer and Information Science. 2016. V. 601. Pp. 151–156.

4. Шубинский И.Б. Надежные отказоустойчивые информационные системы. Методы синтеза. Ульяновск: Печатный двор, 2016. 544 с.

5. Гришенцев А.Ю., Коробейников А.Г. Постановка задачи оптимизации распределённых вычислительных систем // Программные системы и вычислительные методы. 2013. № 4. С. 370-375.

6. Татарникова Т.М. Аналитико-статистическая модель оценки живучести сетей с топологией mesh. // Информационно-управляющие системы. 2017 № (1). С. 17-22.

7. Богатырев В.А., Богатырев С.В., Богатырев А.В. Оптимизация древовидной сети с резервированием коммутационных узлов и связей // Телекоммуникации. 2013. № 2. С. 42-48.

8. Bogatyrev V.A., Bogatyrev A.V. Functional Reliability of a Real-Time Redundant Computational Process in Cluster Architecture Systems // Automatic Control and Computer Sciences, IET-2015. Vol. 49. No. 1. Pp. 46-56.

9. 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.

10. Алиев Т. И., Муравьева-Витковская Л. А. Приоритетные стратегии управления трафиком в мультисервисных компьютерных сетях // Известия вузов. Приборостроение. 2011. Т. 54. № 6. С. 44-48.

11. Шувалов В.П., Вараксина И.Ю. Классификация методов многопутевой маршрутизации // T-Comm #1. 2014. С. 29-32.

12. Богатырев В.А., Богатырев А.В., Голубев И.Ю., Богатырев С.В. Оптимизация распределения запросов между кластерами отказоустойчивой вычислительной системы // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2013. № 3(85). С. 77-82.

13. Богатырев В.А., Богатырев С.В. Надежность мультикластерных систем с перераспределением потоков запросов // Известия вузов. Приборостроение. 2017. Т. 60. № 2. С. 171-177.

14. Крук Е. А., Маличенко Д. А. Расчет задержки при использовании кодирования на транспортном уровне сети передачи данных // Известия вузов. Приборостроение. 2017. Т. 8(56), 2013. С. 45-51.

15. Kabatiansky G., Krouk E., Semenov S. Error Correcting Coding and Security for Data Networks. Analysis of theSuperchannel Conconных ept. Wiley, 2005. 288 p.

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. Богатырев В.А., Богатырев С.В. Своевременность обслуживания в многоуровневых кластерных системах с поэтапным уничтожением просроченных запросов // Вестник компьютерных и информационных технологий. 2018. № 2(164). С. 28-35.

18. Богатырев В.А., Богатырев С.В. Многоэтапное обслуживание запросов, критичных к задержкам ожидания, в многоуровневых системах // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2017. Т. 17. № 5(111). С. 872–878.

УДК 004.94

В.А. Богатырев**, доктор технических наук, профессор
С.В Богатырев,*** инженер-исследователь
А.В. Богатырев*,*** кандидат технических наук, технический директор
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения
**Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет
информационных технологий, механики и оптики
***Санкт-Петербургский центр компетенций NEO

МНОГОПУТЕВАЯ РЕЗЕРВИРОВАННАЯ ПЕРЕДАЧА С СЕГМЕНТАЦИЕЙ ПАКЕТОВ

Предложены модели и проанализировано влияние фрагментации и кратности резервирования передач на среднее время ожидания запросов и вероятность своевременного их обслуживания при многопутевой передаче критичных к задержкам в сети пакетов. Показана эффективность резервированных передач при фрагментации передаваемых пакетов. Установлено существование оптимальной фрагментации и кратности резервирования передач пакетов, критичных к времени их доставки

Ключевые слова: резервирование, многопутевое обслуживание, критичность запросов к задержкам, фрагментация.

V.A. Bogatyrev**, Doctor of technical sciences, Professor
S.V. Bogatyrev,*** research engineer
A.V. Bogatyrev*,*** PhD, technical Director
*Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation,
Saint Petersburg, Russia
**ITMO University, Saint Petersburg, Russia
***NEO Saint Petersburg Competence Center, Saint Petersburg, Russia

MULTIPATH REDUNDANT TRANSMISSION WITH PACKET SEGMENTATION

Models are proposed and the impact of fragmentation and redundancy of transmissions on the average waiting time for requests and the likelihood of their timely service during multipath transmission of delays that are critical for network delays are analyzed. The effectiveness of redundant transmissions in the fragmentation of transmitted packets is shown. Established the existence of optimal fragmentation and multiplicity of redundancy transmissions of packets that are critical to the time of their delivery.

Key words: redundancy, multi-path service, criticality of requests for delays, fragmentation.

Введение

Обеспечение высокой функциональной надежности инфокоммуникационных систем, критичных к задержкам выполнения запросов реального време-

ни требует не только структурного резервирования узлов и каналов связи, но избыточности процессов обработки и передачи данных [1-4]. Так существенно снизить средние задержки передачи сообщений в сети удается при транспортном кодирование [5], позволяющем в случае потере части сообщения восстанавливать сообщения без повторов передач. Увеличить вероятность своевременности обслуживания и снизить среднее время ожидания/пребывания запросов в системе удается при резервировании процессов передачи и обработки данных [6,7]. Резервированное выполнение запросов в структурно избыточных системах, в том числе многоуровневых сетях, приводит к многопутевому обслуживанию копий запросов последовательностью коммуникационных и/или серверных узлов. Под путем подразумевается последовательность узлов, задействованных при выполнении копии запроса (пакета передачи данных). Резервированное обслуживание копий запросов позволяет не только уменьшить вероятность их потери из-за ограничений буферных схем памяти узлов, возникновения битовых ошибок или отбрасывания пакетов (запросов) из-за превышения таймаутов их пребывания в отдельных узлах, но и в ряде случаев увеличить вероятность своевременного выполнения запросов (при ограничении допустимого времени их пребывания/ожидания) и уменьшить среднее время пребывания запросов в системе. Условием успешного выполнения запросов при их резервированном многопутевом обслуживании является своевременность и безошибочность обслуживания хотя бы одной (или заданного числа) копии [8-10].

Дополнительные возможности повышения своевременности многопутевого резервированного обслуживания дает фрагментация запросов (пакетов). Влияние фрагментации при резервированном обслуживании запросов на эффективность кластеров и сетях при многопутевой передаче рассматривалось в работах [11].

Целью данной статьи является исследование потенциальной возможности снижения средних задержек передач и повышения вероятности своевременной доставки критичных к задержкам пакетов на основе их фрагментации и резервированных передач.

Актуальность построения моделей систем многопутевой маршрутизации обусловливается сложным влиянием на функциональную надежность исследуемых систем множества факторов, что связано с необходимостью решения задачи оптимизации [12] при резервировании структуры и вычислительных процессов в сети [13].

Модель многопутевых резервированных передач с фрагментацией пакетов

Варианты организации обмена с фрагментацией пакетов и резервированием их копий представим вектором $K=(n, k, h,)$, где n – число агрегированных каналов, k – кратность резервирования при передаче копий пакетов (число передаваемых копий пакетов); h- кратность фрагментации (число фрагментов, на которое разбивается передаваемый пакет).

При независимой передаче блоков данных (копии или фрагментов пакета) по разным каналам каждый из них представим одноканальной СМО типа M/M/1

[14] (простейший поток запросов, экспоненциальное распределение времени обслуживания) с общей бесконечной очередью. Влиянием на эффективность передач множественного доступа, диспетчеризации и подтверждений доставки блоков данных будем пренебрегать.

При фрагментации с разделением пакета на h частей в случае передачи k копий каждого фрагмента вероятность доставки хотя бы одной из k копии каждого фрагмента за время меньшее t определим как:

$$P(t)=\left\{1-\left[\left(\Lambda k h v_s/n\right)e^{\left(\frac{kh\Lambda}{n}-\frac{1}{v_s}\right)t}\right]^k\right\}^h,$$

где Λ – интенсивность входного потока запросов, а $v_s=\frac{1}{s}\left(\frac{L}{h}+d\right)$ - среднее время передачи фрагмента пакета средней длины L через канал со скоростью передачи s, при этом d – служебная информация (заголовок), вставляемая в каждый кадр.

Среднее время доставки хотя бы одной копии пакета определим при этом как

$$T=\int_0^{\infty}\left[1-\left\{1-\left[\left(\Lambda k h v_s/n\right)e^{\left(\frac{kh\Lambda}{n}-\frac{1}{v_s}\right)t}\right]^k\right\}\right]^h dt,$$

Результаты расчета

При расчетах будем считать, что средняя длина передаваемых пакетов L=4096 бит, s=10^7 бит/с, d=200 бит, предельно допустимое время ожидания запроса в системе t=4096 10^{-4} с. Число узлов в системе (каналов связи) n=50 шт.

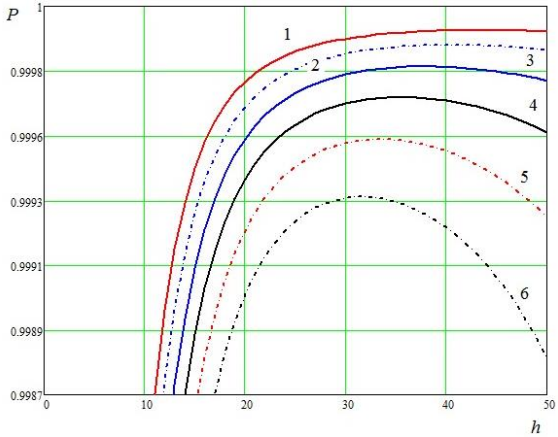


Рис. 1. Зависимость вероятности своевременного выполнения запроса от числа фрагментов, формируемых при передаче пакета

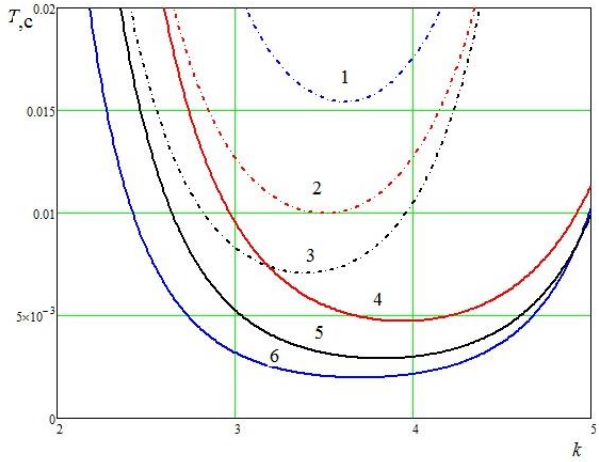


Рис. 2. Зависимость среднего времени ожидания передачи пакетов от кратности резервированных передач при различной фрагментации и интенсивности их поступления запросов на передачу пакетов

Результаты расчета вероятности выполнения запроса за время меньшее t в зависимости от числа фрагментов, формируемых при нерезервированной (k=1) передаче пакета, представлены на рис 1, на котором кривые 1-6 соответствуют интенсивности входного потока запросов Λ= 8000, 9000, 10000, 11000, 12000, 13000 1/с . Зависимость среднего времени ожидания передачи пакетов от кратности резервированных передач представлена на рис.2. На котором при интенсивности входного потока Λ=1200 1/с кривые 1-3 соответствуют разбиению передаваемого пакета на h=7, 8, 9 фрагментов (шт.), а при Λ=1100 1/с кривые 4-6 соответствуют фрагментации пакетов при h=7, 8, 9 шт.

Представленные зависимости позволяют сделать вывод о существовании оптимальной фрагментации и кратности резервирования передач и о целесообразности резервированных передач при фрагментации передаваемых пакетов

Заключение

Проанализировано влияние фрагментации и кратности резервирования передач на среднее время ожидания запросов и вероятность своевременного их обслуживания при многопутевой передаче.

Показана эффективность резервированных передач при фрагментации передаваемых пакетов.

Установлено существование оптимальной фрагментации и кратности резервирования передач пакетов, критичных к времени их доставки.

Библиографический список

1. Sorin D. Fault Tolerant Computer Architecture. Morgan & Claypool 2009. 103 p.

2. Koren I.Fault tolerant systems. Morgan Kaufmann publications, visit our San Francisco 2009. 378 p.

3. Татарникова Т.М. Аналитико-статистическая модель оценки живучести сетей с топологией mesh. // Информационно-управляющие системы. 2017. №1. С. 17-22.

4. Богатырев В.А., Богатырев С.В., Богатырев А.В. Оптимизация древовидной сети с резервированием коммутационных узлов и связей // Телекоммуникации-2013. № 2. С. 42-48.

5. Kabatiansky G., Krouk E., Semenov S. Error Correcting Coding and Security for Data Networks. Analysis of the Superchannel Conconных ept. Wiley, 2005. 288 p.

6. Bogatyrev V.A., Bogatyrev A.V. Functional Reliability of a Real-Time Redundant Computational Process in Cluster Architecture Systems // Automatic Control and Computer Sciences, IET-2015. Vol. 49. No. 1. Pp. 46-56.

7. 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.

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. Богатырев В.А., Богатырев С.В. Своевременность обслуживания в многоуровневых кластерных системах с поэтапным уничтожением просроченных запросов // Вестник компьютерных и информационных технологий. 2018. № 2(164). С. 28-35.

10. Богатырев В.А., Богатырев С.В. Многоэтапное обслуживание запросов, критичных к задержкам ожидания, в многоуровневых системах // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2017. Т. 17. № 5(111). С. 872–878.

11. Богатырев В.А., Богатырев С.В. Эффективность резервирования и фрагментации пакетов при передаче по агрегированным каналам // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. 2017. Т. 60. № 2. С. 165-170

12. Шубинский И.Б. Надежные отказоустойчивые информационные системы. Методы синтеза. Ульяновск: Печатный двор, 2016. 544 с.

13. Гришенцев А.Ю., Коробейников А.Г. Постановка задачи оптимизации распределённых вычислительных систем // Программные системы и вычислительные методы. 2013. № 4. С. 370-375.

14. Алиев Т.И. Основы моделирования дискретных систем. СПб: ИТМО. 2009. 363 с.

УДК 621.391

А.А. Бурков*,* аспирант
А.А. Савельев*,* студент
А.М. Тюрликов*,* доктор технических наук, профессор
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

АНАЛИЗ НЕБЛОКИРОВАННОГО АЛГОРИТМА СЛУЧАЙНОГО МНОЖЕСТВЕННОГО ДОСТУПА С РЕЖИМОМ РАЗДЕЛЕНИЯ ПО ВРЕМЕНИ

В работе рассматривается неблокированный алгоритм случайного множественного доступа, который за счет использования ортогональных преамбул, позволят переключаться в режим разделения времени. Для данного алгоритма приведены методы численного расчета основных характеристик системы для 2 крайних случаев, когда число преамбул бесконечно и для одной преамбулы. Для других значений числа преамбул данные характеристики были получены методом имитационного моделирования.

Ключевые слова: случайный множественный доступ, предельная интенсивность входного потока, средняя задержка, вероятность доставки.

A.A. Burkov, postgraduate student
A.A. Saveliev, student
A.M. Turlikov, PhD, Professor
St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ANALYSIS OF NON-BLOCKING RANDOM MULTIPLE ACCESS ALGORITHM WITH TIME DIVISION MODE

The paper deals with a non-blocking random multiple access algorithm, which, through the use of orthogonal preambles, will allow switching to the time division mode. For this algorithm, methods are given for numerical calculation of the main system characteristics for 2 extreme cases, when the number of preambles is endless and for one preamble. For other values of the number of preambles, these characteristics were obtained by the method of simulation.

Keywords: random multiple access, throughput, average delay, probability of delivery.

Введение

В настоящее время разрабатывается стандарт пятого поколения мобильной связи (5G) [1][2]. Предполагается, что стандарт 5G будет поддерживать использование массовой межмашинной связи (massive machine-type communications, mMTC) [3][4]. Данный вид связи характеризуется автоматической генерацией, обработкой и передачей данных между множеством устройств, при минимальном взаимодействии с людьми. Ожидается, что в рамках mMTC количество поддерживаемых устройств будет крайне большим [5]. Устройства, работающие в рамках mMTC, могут передавать данные в режиме множественного случайно-

го доступа. Также в сценариях mMTC интенсивность входного потока может принимать высокие значения [6][7]. При этом для данного типа связи предпочтительными является алгоритмы, в которых при появлении сообщения у абонента, оно передается в следующем окне без какого-либо ожидания. В данной работе мы опишем работу неблокированного алгоритма, который при использовании ортогональных преамбул позволяет переключаться в режим с разделением по времени (РВ). Для предложенного алгоритма описывается методы вычисления основных характеристик системы (среднее число абонентов в системе, средняя задержка в системе, предельная интенсивность входного потока при которой система стабильна) для двух крайних случаев (число ортогональных преамбул бесконечно и одна преамбула). Также для данной системы в рамках допущений определяется вероятность доставки сообщения. Для других ограничений на число преамбул характеристики получены методом имитационного моделирования.

Модель системы

Приведем ряд допущений, в рамках которых рассматривается работа алгоритма и будет производиться анализ характеристик системы:

Допущение 1. Сообщения у всех абонентов имеют одинаковую длину. Время передачи по каналу разбито на окна, длительность окна соответствует времени передачи одного сообщения и принята за 1 времени. Абоненты точно знают моменты разбиения на окна.

Допущение 2. В окне возможно 3 события: «Конфликт», когда в одном окне передавало два и более абонента; «Успех», когда в окне передавал один абонент; «Пусто», когда в окне никто не передавал.

Допущение 3. Рассматривается бесконечное число абонентов. Сообщения могут приходить только в начале очередного окна и их количество распределено по Пуассоновскому закону с параметром λ. Сообщения отправляются в этом же окне.

Допущение 4. Имеется L ортогональных преамбул. Базовая станция (БС) может точно детектировать номера преамбул, которые передавались в окне, даже при событии «конфликт» (однако сами сообщения не могут быть декодированы). БС по обратному каналу передает информацию о том, какое событие произошло в канале и дополнительную информацию необходимую для работы алгоритма.

Допущение 5. Если в окне происходит событие «конфликт», при этом БС детектировала только одну преамбулу, то все сообщения, которые передавались в этом окне, удаляются из системы.

В соответствии с допущением 3 каждое сообщение, появляющееся в системе, будет считаться новым абонентом, который после передачи этого сообщения покидает систему.

Алгоритм работы абонентов:

1) Абонент при появлении у него сообщения, равновероятно выбирает одну из L преамбул. И передает сообщение, состоящее из выбранной преамбулы и данных.

2) Абонент ожидает информацию от БС и действует в соответствии с ней:

– «Успех». Абонент удаляет сообщение, так как оно было успешно передано.

– «Конфликт»: А) Если в списке преамбул, участвовавших в «конфликте», всего одна преамбула и ее номер совпадает с преамбулой выбранной абонентом, то он удаляет сообщение в соответствии с допущением 5. Б) Если в списке преамбул участвовавших в конфликте больше одной преамбулы, то абонент откладывает передачу своего сообщения до окна, выделенного под его преамбулу в соответствии с расписанием, полученным от БС.

Алгоритм работы БС:

1) БС принимает информацию из канала и действует в зависимости от события в канале:

– «Пусто». БС сообщает всем абонентам о событии «Пусто».

– «Успех». БС сообщает всем абонентам о событии «Успех» вместе с номером принятой преамбулы. Если система находилась в режиме РВ, то БС удаляет данную преамбулу из расписания.

– «Конфликт». БС сообщает о «конфликте» вместе с номерами преамбул участвовавших в нем. При этом: А) Если система не находилась в режиме РВ и в конфликте участвовала одна преамбула, то расписание не составляется (сообщения удалятся из системы в соответствии с допущением 5). Если в конфликте участвовало больше одной преамбулы, то БС составляет расписание на основе детектированных преамбул и сообщает расписание абонентам. Б) Если система находилась в режиме РВ и в конфликте участвовала одна преамбула, то она удаляется из расписания в соответствии с допущением 5 (расписание при этом не меняется). Если в конфликте участвовало больше одной преамбулы, то БС корректирует расписание с учетом старого и преамбул из текущего «конфликта». И сообщает новое расписание абонентам.

Пример работы данного алгоритма приведен на рис. 1. Пусть в системе имеется 6 абонентов ($M_{акт} = 6$: A_1, A_2, A_3, A_4, A_5, A_6) и четыре ортогональные преамбулы ($L = 4$: $Пр_1$, $Пр_2$, $Пр_3$, $Пр_4$). Система начинает работать с первого окна. В 1 окне никто не передавал – событие «пусто». В начале 2 окна у первого абонента появилось сообщение и он выбрал первую преамбулу ($A_1(Пр_1)$). Сообщение передается в этом же окне, и так как никто больше не передавал – событие «успех». В начале 3 окна появились сообщения у трёх абонентов A_2, A_3, A_4, которые выбрали преамбулы $Пр_1$, $Пр_2$, $Пр_3$ соответственно ($A_2(Пр_1)$, $A_3(Пр_2)$, $A_4(Пр_3)$). Они передают свои сообщения, так как передавало >1 абонента – событие «конфликт». БС декодирует преамбулы и создает расписание для трёх преамбул, длительностью 3 окна (в 4 окне должны передавать абоненты, выбравшие $Пр_1$, в 5 окне выбравшие $Пр_2$ и в 6 окне выбравшие $Пр_3$). В 4 окне, согласно расписанию, передает второй абонент ($A_2(Пр_1)$) – событие «успех». В начале 5 окна появляются сообщения у двух абонентов ($A_5(Пр_2)$, $A_6(Пр_4)$) и они передают их вместе с $A_3(Пр_2)$, который передавал по расписанию – событие «конфликт». БС детектирует 2 различные преамбулы и корректирует расписание. В 6 окне происходит «конфликт», т.к. передают 2 абонента $A_3(Пр_2)$ и $A_5(Пр_2)$. БС детектирует только одну преамбулу, расписание не перестраивается, а сообщения абонентов удаляются из системы. В 7 и 8 окнах согласно расписанию успешно передают $A_4(Пр_3)$ и ($A_6(Пр_4)$) соответственно.

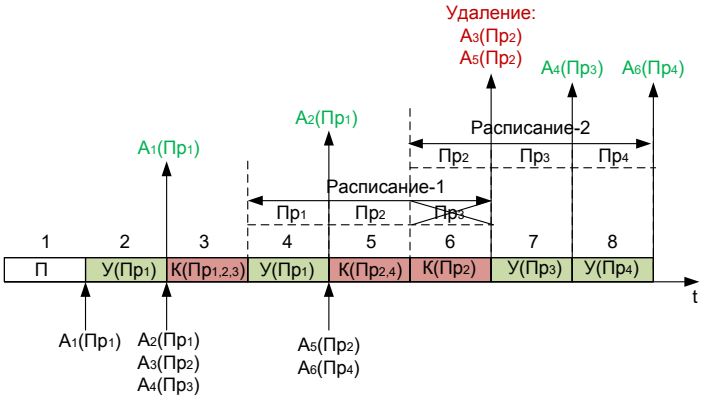


Рис. 1. Пример работы неблокируемого алгоритма
случайного множественного доступа с ортогональными преамбулами

Анализ системы

Рассмотрим работу системы в предположении, что число преамбул не ограничено $(L=\infty)$. С учетом допущения 3 работу данной системы можно описать следующим рекуррентным уравнением:

$$N_{t+1} = N_t - I\{\mathrm{V}_t = 0, N_t > 0\} - I\{\mathrm{V}_t = 1, N_t = 1\} + \mathrm{V}_t, \qquad (1)$$

где N_{t+1} – число активных абонентов в системе в момент времени t+1, N_t - число активных абонентов в системе в момент времени t, V_t - число абонентов поступивших в систему в момент времени t, $I\{\mathrm{V}_t = 0, N_t > 0\} = \begin{cases} 1, & \mathrm{V}_t = 0, N_t > 0 \\ 0, & \textit{иначе} \end{cases}$,

$I\{\mathrm{V}_t = 1, N_t = 1\} = \begin{cases} 1, & \mathrm{V}_t = 1, N_t = 1 \\ 0, & \textit{иначе} \end{cases}$.

В соответствии с рекуррентным уравнением (1) можно составить Марковскую цепь, в которой состояния означают количество активных абонентов в системе, и переходные вероятности определяются следующим образом:

$$\Pr\{j \mid 0\} = \begin{cases} e^{-\lambda} + \lambda e^{-\lambda}, & j = 0 \\ 0, & j = 1 \\ \dfrac{\lambda^i}{i!} e^{-\lambda}, & j > 1 \end{cases}, \quad \Pr\{j \mid i\} = \begin{cases} 0, & j = i,\ j < i-1, i > 0 \\ e^{-\lambda}, & j = i-1, i > 0 \\ \dfrac{\lambda^{j-i}}{(j-i)!} e^{-\lambda}, & j > i,\ i > 0 \end{cases}. \qquad (2)$$

Описанная Марковская цепь является апериодически неприводимой, то есть из любого состояния цепи можно попасть в другое, при этом не обязательно за один шаг, и однородной, так как переходные вероятности не меняются во времени. Если существует такое значение K, что при любых $n > K$ средний

снос $\mathrm{M}\left[N_{t+1}-N_t \mid N_t=n\right] > 0$, тогда Марковская цепь с ∞ числом состояний является неустойчивой, т.е. с течением времени N_t начинает неограниченно возрастать [8]. Вычислим $\mathrm{M}\left[N_{t+1}-N_t \mid N_t=n\right]$ для описанной Марковской цепи с учетом выражения (1) и, что $n \gg 1$:

$$\mathrm{M}\left[N_{t+1}-N_t \mid N_t=n\right]=\mathrm{M}\left[V_t\right]-\mathrm{M}\left[I\{\mathrm{V}_t=0, N_t>0\}\right]-\mathrm{M}\left[I\{\mathrm{V}_t=1, N_t=1\}\right]=\lambda-e^{-\lambda}. \quad (3)$$

Как видно из выражения (3) средний снос не зависит от значения n. Значит, система стабильна до значения $\lambda_{кр} \approx 0.5671$, определяемого из решения уравнения $\lambda-e^{-\lambda}=0$. Похожий результат для алгоритмов с гарантированной первой передачей был получен в работе [9].

Используя Марковскую цепь можно найти стационарное распределение вероятностей [8], вычислить среднее число абонентов в системе $\bar{\mathrm{N}}_{\mathrm{L}=\infty}(\lambda)$ и определить среднюю задержку в системе до $\lambda_{кр}$ используя теорему Литтла [10][11] как: $\bar{d}_{\mathrm{L}=\infty}(\lambda)=\dfrac{\bar{N}(\lambda)}{\lambda}+1$. Вероятность доставки P_d, может быть определена следующим образом:

$$P_d=\frac{\lambda_{вых}}{\lambda}, \quad (5)$$

В соответствии с выражением (5) и стабильностью системы до $\lambda_{кр}$ можно показать, что интенсивность выходного потока и вероятность доставки определяются как:

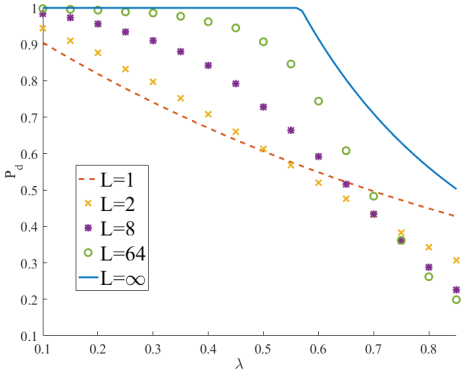
$$\lambda_{вых,\mathrm{L}=\infty}=\begin{cases}\lambda, & \lambda<0.5671\\ e^{-\lambda}, & \lambda \geq 0.5671\end{cases} \text{ и } P_{d,\mathrm{L}=\infty}=\begin{cases}1, & \lambda<0.5671\\ \dfrac{e^{-\lambda}}{\lambda}, & \lambda \geq 0.5671\end{cases}. \quad (6)$$

Для другого крайнего случая, когда число преамбул равно 1 $(L=1)$, абоненты, появившиеся в системе, тут же передают сообщение, при этом либо происходит успех, либо сообщения удаляются из системы в соответствии с допущением 5. Поэтому среднее число абонентов в системе $\bar{N}_{L=1}(\lambda)=\lambda$, а средняя задержка $\bar{d}_{L=1}(\lambda)=1$. Интенсивность выходного потока и вероятность доставки при этом определяются как:

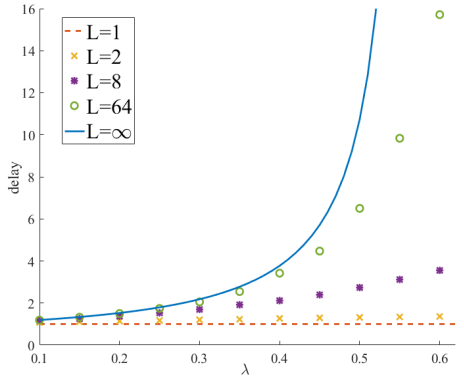
$$\lambda_{вых,L=1}=\lambda e^{-\lambda} \text{ и } P_{d,L=1}=e^{-\lambda}. \quad (7)$$

Численные результаты

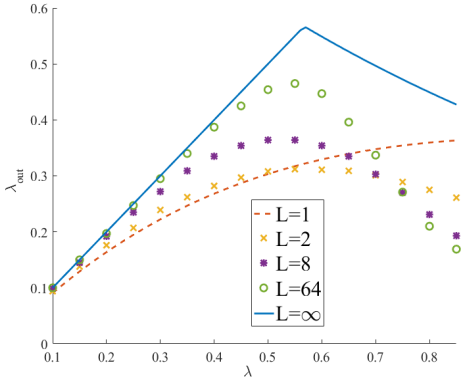
В данном разделе приведены характеристики рассматриваемой системы для различного числа преамбул. При этом для $L=1$ и $L=\infty$ характеристики получены на основе формул выведенных в предыдущем разделе. Для остальных L характеристики получены путем моделирования. На рисунке 2 приведены графики для характеристик системы при различных значениях L. С увеличением числа преамбул возрастает вероятность доставки сообщения.



а



б



в

Рис. 2. Характеристики системы для различных значений L:
а – вероятность доставки сообщения, б – средняя задержка,
в – интенсивность выходного потока

Заключение

В данной работе был описан и рассмотрен неблокированный алгоритм случайного доступа с использованием ортогональных преамбул. Использование преамбул позволяет системе переходить в режим с разделением по времени. Для случая с бесконечным числом преамбул описано рекуррентное уравнение для определения числа активных абонентов в системе. На основе него вычислена $\lambda_{кр} \approx 0.5671$. Для случая бесконечного числа преамбул и одной преамбулы вычислены значения основных характеристик системы. Для других значений числа преамбул показаны характеристики, полученные имитационным моделированием. С увеличением числа преамбул возрастет вероятность доставки сообщения.

Библиографический список

1. Lema M. A. et al. Business case and technology analysis for 5G low latency applications // IEEE Access. 2017. Т. 5. С. 5917-5935.

2. Andreev S. et al. Exploring synergy between communications, caching, and computing in 5G-grade deployments // IEEE Communications Magazine. 2016. Т. 54. №. 8. С. 60-69.

3. Orsino A. et al. Effects of Heterogeneous Mobility on D2D-and Drone-Assisted Mission-Critical MTC in 5G //IEEE Communications Magazine. 2017. Т. 55. No. 2. Pp. 79-87.

4. Ratasuk R. et al. Recent advancements in M2M communications in 4G networks and evolution towards 5G //2015 18th International Conference on Intelligence in Next Generation Networks. IEEE, 2015. Pp. 52-57.

5. Series M. IMT Vision-Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond //Recommendation ITU. 2015. Pp. 2083.

6. Gerasimenko M. et al. Energy and delay analysis of LTE-advanced RACH performance under MTC overload //2012 IEEE Globecom Workshops. IEEE. 2012. Pp. 1632-1637.

7. Lien S. Y., Chen K. C., Lin Y. Toward ubiquitous massive accesses in 3GPP machine-to-machine communications //IEEE Communications Magazine. 2011. Т. 49. №. 4. С. 66-74.

8. Цыбаков Б. С., Михайлов В. А. Свободный синхронный доступ пакетов в широковещательный канал с обратной связью // Проблемы передачи информации. 1978. Т. 14. №. 4. С. 32-59.

9. Kelly F. P. Stochastic models of computer communication systems // Journal of the Royal Statistical Society: Series B (Methodological). 1985. Т. 47. No. 3. Pp. 379-395.

10. Цыбаков Б. С., Лиханов Н. Б. Нижняя граница для задержки в системе случайного множественного доступа // Проблемы передачи информации. 1991. Т. 27. №. 3. С. 73-88.

11. Little J. D. C. A proof for the queuing formula: L= λ W //Operations research. 1961. Т. 9. №. 3. С. 383-387.

УДК 621.391

А.М. Вересова*, студент
А.А. Овчинников*, кандидат технических наук
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ОБ ОДНОМ АЛГОРИТМЕ ДЕКОДИРОВАНИЯ ПАКЕТОВ ДЛЯ БЛОЧНО-ПЕРЕСТАНОВОЧНЫХ НИЗКОПЛОТНОСТНЫХ КОДОВ

Рассмотрены подходы к декодированию блочно-перестановочных низкоплотностных кодов в каналах с памятью. Предложена оконная модификация алгоритма инвертирования бит для исправления пакетов ошибок, гарантированно исправляющая пакеты в рамках корректирующей способности кода. Описана процедура определения размера исправляемого пакета. Приведены результаты моделирования в канале с памятью с ограничением на длину пакета.

Ключевые слова: низкоплотностные коды, каналы с памятью, пакеты ошибок, алгоритм инвертирования бит.

A.M. Veresova*, student
A.A. Ovchinnikov*, PhD, head of department
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ABOUT ONE ALGORITHM FOR CORRECTING BURSTS USING BLOCK-PERMUTATION LDPC CODES

Approaches to decoding block-permutation low-density parity-check codes in channels with memory are considered. The modification of windowed bit-flipping algorithm for bursty channels is proposed, which is guaranteed to correct bursts in the correcting capabilities of the code. The procedure of determining the size of correctable bursts is described. The simulation results in a memory channel with a limit on the burst length are presented.

Keywords: low-density parity-check codes, channels with memory, bursts, bit-flipping.

Введение

Задача исправления ошибок при передаче, обработке и хранении информации является неотъемлемой частью современных инфокоммуникационных систем. Для решения этой задачи используется помехоустойчивое кодирование. Важное место среди современных кодов для исправления ошибок занимают коды с малой плотностью проверок на чётность (LDPC, low-density parity-check) [1-4]. Эти коды применяются во многих современных телекоммуникационных стандартах и системах связи [8-10]. Традиционно предполагается, что ошибки в канале происходят независимо, однако в большинстве реальных каналов связи ошибки могут группироваться, образуя так называемые пакеты ошибок. В такой ситуации традиционные алгоритмы декодирования не обеспечивают требуемой вероятности ошибки, что приводит к задаче построения алгоритма для эффективного исправления сгруппированных ошибок.

1. Основные понятия

Коды с малой плотностью проверок на четность были предложены Р. Галлагером в начале 60-х годов прошлого века [1, 2]. Проверочная матрица низкоплотностных кодов обладает свойством разреженности, то есть число ненулевых позиций мало по сравнению с общим числом ее элементов. Для задания кода также используется граф, для которого проверочная матрица является матрицей инциденций (граф Таннера). Как правило, минимальное расстояние LDPC-кода невелико, однако при использовании посимвольных итеративных декодеров они обеспечивают высокую корректирующую способность [3, 4].

Одним из распространенных способов задания проверочной матрицы низкоплотностного кода является использование блочно-перестановочной конструкции [2,5,6]. В общем случае такая конструкция задается следующим образом:

$$\mathbf{H}=\begin{bmatrix} \mathbf{C}_{11} & \mathbf{C}_{12} & \cdots & \mathbf{C}_{1\rho} \\ \mathbf{C}_{21} & \mathbf{C}_{22} & \cdots & \mathbf{C}_{2\rho} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \mathbf{C}_{\gamma 1} & \mathbf{C}_{\gamma 2} & \cdots & \mathbf{C}_{\gamma\rho} \end{bmatrix},$$

где $\mathbf{C}_{ij}-(m\times m)$ – блоки, как правило, представляющие собой степени матрицы циклической перестановки

$$\mathbf{C}=\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

Такая структура матрицы $\mathbf{H}$ позволяет получить квазициклический код, для которого разработаны эффективные процедуры кодирования и декодирования [4,7]. Наличие коротких циклов в графе Таннера негативно сказывается на работе итеративных декодеров, поэтому при построении кода степени матриц перестановок выбираются так, чтобы в соответствующем графе не было циклов длиной 4. Зачастую для улучшения структуры кода блоки перестановок перемежаются нулевыми блоками, что приводит к уменьшению числа циклов в соответствующем графе Таннера и, следовательно, улучшению работы итеративных декодеров.

Классическим алгоритмом декодирования LDPC-кодов с «жестким» решением является алгоритм инвертирования бит (bit-flip) [2,4]. Алгоритм состоит в итеративном выполнении следующих шагов (на первой итерации $\mathbf{y}$ – принятая из канала последовательность):

1) Вычисление синдрома $\mathbf{S}=\mathbf{y}\mathbf{H}^T$ в поле $GF(2)$;

2) Вычисление вектора $\mathbf{f}=\mathbf{S}\mathbf{H}$ в кольце целых чисел;

3) Поиск максимальных элементов вектора $\mathbf{f}$ и инверсия соответствующих им позиций в последовательности $\mathbf{y}$.

Условием выхода из алгоритма является выполнение равенства $\mathbf{S}=\mathbf{0}$ на первом шаге (что означает получение кодового слова), либо достижение максимального числа итераций. Операция на шаге 2 соответствует подсчету числа невыполненных проверок для каждого элемента принятой последовательности, то есть количество общих ненулевых позиций между $\mathbf{S}$ и соответствующим столбцом $\mathbf{H}$. Таким образом, суть алгоритма сводится к нахождению минимальной комбинации столбцов проверочной матрицы, образующих заданный синдром.

2. Определение длины исправляемого пакета

Будем называть пакетом ошибок длиной b вектор, в котором от первой до последней ненулевой позиции расположено не более, чем b элементов. Рассмотрим задачу декодирования пакетов ошибок. Введем некоторые обозначения: пусть $\mathbf{e}$ – вектор ошибок, образующий пакет, тогда $\mathbf{e}_b$ – его подвектор длиной b, на котором сгруппированы ошибки. Столбцы проверочной матрицы $\mathbf{H}$, соответствующие расположению пакета, обозначим $\mathbf{H}_b$.

Можно заметить, что справедливо равенство $\mathbf{S}=\mathbf{y}\mathbf{H}^T=\mathbf{e}\mathbf{H}^T=\mathbf{e}_b\mathbf{H}_b^T$. Исправление пакетов длиной b невозможно при существовании двух таких пакетов ошибок $\mathbf{e}_{b_1}$ и $\mathbf{e}_{b_2}$, которые имеют один и тот же синдром: $\mathbf{e}_{b_1}\mathbf{H}_{b_1}^T=\mathbf{e}_{b_2}\mathbf{H}_{b_2}^T$. Из этого следует, что максимальная длина исправляемого пакета не превышает $m-1$, где m – размер блока циклической перестановки в $\mathbf{H}$, так как сумма всех столбцов в пределах одного блока всегда дает единичный столбец. Чтобы определить величину b, рассмотрим $(\gamma m\times 2b)$-матрицу

$$\left[\mathbf{H}_{b_1}\,|\,\mathbf{H}_{b_2}\right]. \qquad (1)$$

Так как $2b<\gamma m$, максимальный возможный ранг матрицы (1) равен $2b$. Если (1) имеет полный ранг, это означает, что все столбцы матрицы линейно независимы, то есть невозможно из линейных комбинаций столбцов $\mathbf{H}_{b_1}$ и $\mathbf{H}_{b_2}$ получить одинаковый синдром. Число возможных вариантов матриц (1) из матрицы $\mathbf{H}$ оценивается сверху величиной $C_n^2\sim n^2$. Таким образом, определение длины исправляемого пакета может быть выполнено вычислением ранга всех возможных подматриц вида (1) из матрицы $\mathbf{H}$, начиная с $b=m-1$. Если некоторая подматрица (1) имеет неполный ранг, то код не может исправить пакеты длиной b. Тогда значение b уменьшается на единицу, и процедура повторяется. Определение ранга имеет полиномиальную сложность, таким образом, вся процедура определения величины b асимптотически полиномиальна.

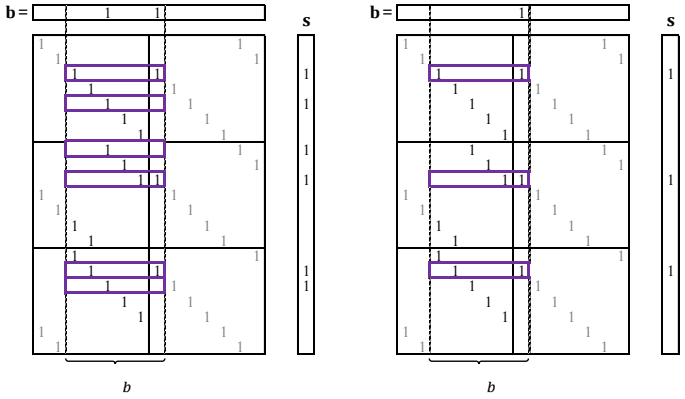
3. Алгоритм декодирования пакетов ошибок

Алгоритм инвертирования бит из раздела 1 малочувствителен к группированию ошибок и может быть применен для исправления пакетов ошибок. Однако, внутри пакета может оказаться большое количество ошибочных позиций, и классический алгоритм инвертирования бит может их не исправить.

Можно учесть группирование ошибок в алгоритме, если запретить инвертировать позиции, отстоящие друг от друга на определенное расстояние. Таким образом, может быть предложен оконный вариант алгоритма инвертирования бит. Пусть декодер последовательно рассматривает все возможные места расположения пакетов и предпринимает попытки исправления ошибок на выбранном участке. Тогда на каждой итерации декодирования шаг 3 алгоритма (см. раздел 1) выполняется для позиций текущего окна длиной b векторов $\mathbf{f}$ и $\mathbf{y}$.

Для блочно-перестановочной конструкции низкоплотностных кодов оконный алгоритм может быть усовершенствован. Рассмотрим некоторый пакет ошибок $\mathbf{e}_b$, соответствующий ему участок матрицы $\mathbf{H}_b$ и синдром $\mathbf{S}$. Если длина пакета b не превышает размер блока матрицы m, то в каждой рассматриваемой подматрице $\mathbf{H}_b$ ненулевой позиции синдрома $\mathbf{S}$ соответствует строка, в которой имеется одна, две или ноль единиц (см. рис. 1). Последний случай означает, что текущая подматрица $\mathbf{H}_b$ точно не соответствует правильной позиции пакета, и можно сдвигать окно декодирования на одну позицию вправо. В случае, когда ненулевой позиции синдрома соответствует строка $\mathbf{H}_b$, содержащая одну единицу, то позиция столбца, содержащего эту единицу, соответствует ошибке, и предпринимается попытка исправления: найденный столбец вычитается из синдрома и далее для текущего окна не рассматривается. На рис. 1, *а* приведен пример такого окна.

После выполнения описанной процедуры анализа ненулевых позиций синдрома (для текущего окна) может оказаться, что все ошибки исправлены (все позиции синдрома станут нулевыми). В противном случае образуется ситуация, представленная на рис. 1, *б*, то есть каждой единице синдрома соответствуют две ненулевые позиции подматрицы $\mathbf{H}_b$. В этом случае продолжим декодирование внутри окна с помощью стандартного алгоритма инвертирования бит.



а б

Рис. 1. Пакет ошибок, синдром и матрица $\mathbf{H}_b$: до предобработки(а) ; после предобработки(б)

Таким образом, предлагается алгоритм декодирования со скользящим окном, анализом соответствия ненулевых позиций синдрома и подматрицы $\mathbf{H}_b$, и, при необходимости, выполнением стандартных шагов алгоритма инвертирования бит: вычислением вектора $\mathbf{f}$ и инвертированием элементов, соответствующих максимальным значениям $\mathbf{f}$.

4. Результаты моделирования

Для проведения экспериментов была выбрана случайная блочно-перестановочная матрица, состоящая из 4×8 блоков размером $m = 31$, в которой отсутствуют циклы длиной 4. Это задает (248, 127)-код со скоростью $R \approx 0{,}5$. С помощью процедуры определения длины исправляемого пакета, описанной в разделе 2, было найдено, что выбранный код может исправлять любые пакеты ошибок длиной не более $b = m - 1 = 30$.

В среде программирования MatLab были реализованы классический и оконный варианты алгоритма инвертирования бит, а также алгоритм с предобработкой, предложенный в разделе 3. В процессе моделирования на кодовое слово накладывались пакеты ошибок длиной, не превышающей $b = 30$, с началом в случайной позиции. Вероятность ошибки внутри пакета составляла 0,5.

На рис. 2 показана зависимость вероятности ошибки на блок от максимального числа итераций алгоритма декодирования при различном размере окна в алгоритме инвертирования бит. Размеры окна выбирались кратными размеру блока m.

Можно заметить, что кривая вероятности ошибки для алгоритма инвертирования бит без использования окна не опускается ниже уровня 0,5. При использовании окон размером $3m$ и $4m$ значение вероятности постепенно стабилизируется на уровне не ниже 10^{-3}. Если же размер окна близок к длине пакета, вероятность ошибки убывает и достигает 10^{-7} при ограничении в 15 итераций.

Эксперименты показали, что алгоритм с предобработкой, предложенный в предыдущем разделе, исправил все сгенерированные пакеты ошибок длиной b (было сгенерировано порядка 100 тыс. пакетов).

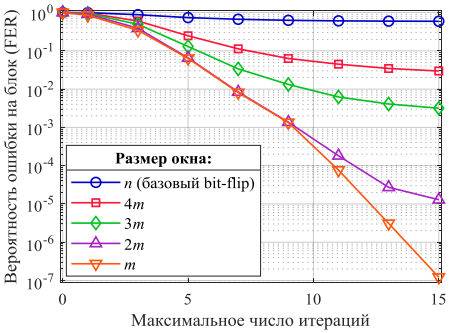


Рис. 2. Вероятность ошибки для оконного алгоритма декодирования

Заключение

Для исправления пакетов ошибок можно использовать алгоритм инвертирования бит. Однако, он не обеспечивает приемлемой вероятности ошибки. Поэтому в статье рассмотрено ограничение инвертируемых позиций рамками окна, а также предложена модификация алгоритма декодирования с учетом конструкции блочно-перестановочных низкоплотностных кодов. Проведенные эксперименты не выявили пакетов ошибок, не исправляемых предложенным алгоритмом декодирования. Предполагается, что этот алгоритм позволяет гарантированно исправлять любые пакеты в рамках корректирующей способности блочно-перестановочного LDPC-кода. Аналитическое доказательство этой гипотезы является предметом дальнейших исследований.

Библиографический список

1. Gallager R. G. Low-Density Parity-Check Codes // IRE Transactions on Information Theory. Jan. 1962. Vol. 8. No. 1. P. 21-28.

2. Gallager R. G. Low Density Parity Check Codes. Cambridge, MA: MIT Press, 1963. 90 p.

3. MacKay, D. J. C. Good error-correcting codes based on very sparse matrices // IEEE Transactions on Information Theory. March 1999. Vol. 45. No. 2. Pp. 399-431.

4. Lin S., Ryan W. Channel Codes: Classical and Modern. Cambridge University Press, 2009. 710 p.

5. Иванов Д.О., Козлов А.В., Овчинников А.А. Об одной конструкции кодов с малой плотностью проверок на четность с циклической структурой макроблоков // Информационно-управляющие системы. 2017. №2. С. 58-66.

6. Milenkovic Olgica, Djordjevic I.B., Vasic B. Block-Circulant Low-Density Parity-Check Codes for Optical Communication Systems // IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics. April 2004. Vol. 10. No. 2. Pp. 294-299.

7. Kabatiansky G., Semenov S., Krouk E. Error Correcting Coding and Security for Data Networks: Analysis of the Superchannel Concept. John Wiley & Sons, 2005. 278 p.

8. ITU-T Recommendation G.975.1. Forward Error Correction for High Bit Rate DWDM Submarine Systems. Feb. 2004.

9. IEEE 802.11n/d1.0. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. Mar. 2006.

10. IEEE 802.16e-2005. Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems. Feb. 2006.

УДК 004.056

Ю.А. Гатчин*, доктор технических наук, профессор
В.В. Сухостат**, кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет
информационных технологий, механики и оптики
******Санкт-Петербургский государственный экономический университет

ИССЛЕДОВАНИЕ УЯЗВИМОСТЕЙ ПРОЦЕССОВ ПЕРЕРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ В СИСТЕМАХ КРИТИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИОННОЙ ИНФРАСТРУКТУРЫ

Рассмотрены подходы к изучению уязвимостей процессов переработки информации в системах критической информационной инфраструктуры (КИИ) с учетом современных тенденций анализа. Проблема освещается применительно к изучению дисциплин для бакалавров и магистрантов направления 10.03.01 и 10.04.01 «Информационная безопасность».

Ключевые слова: процессы обработки информации, уязвимости, функции защиты информации, критическая информационная инфраструктура.

Ю.А. Gatchin*, PhD, Professor
V.V. Sukhostat**, PhD, Associate Professor
*St. Petersburg National Research University
of Information Technologies, Mechanics and Optics
**St. Petersburg State University of Economics

RESEARCH OF VULNERABILITIES OF INFORMATION PROCESSING PROCESSES SYSTEMS OF CRITICAL INFORMATION INFRASTRUCTURE

The approaches to the study of vulnerabilities of information processing in critical information infrastructure (CII) systems taking into account the current trends of analysis are considered.The problem is covered in relation to the study of disciplines for bachelors and masters of 10.03.01 and 10.04. 01 «Information security».

Keywords: the processes of information processing, vulnerability, information security functions, information protection, critical information infrastructure.

Введение

В представленной статье рассмотрена проблема изучения уязвимостей процессов переработки информации в системах КИИ. Анализ научной литературы [1-3, 7] показывает, что существующий уровень развития теории и практики по существу вопроса посредством стандартов информационной безопасности (ИБ), как правило, ориентируется на отдельных «нарушителей» анализируемой системы и не предполагает проведение исследований в виде информационных воздействий, аналогичных тем, которые применяют реальные нарушители.

Относительно защищенности КИИ государства необходимо отметить то обстоятельство, что объекты КИИ являются основными целями для воздействия со стороны сил информационных операций недружественных стран.

Их (сил) высокий уровень технических, организационных, временных и других возможностей для проведения профессиональных информационно-технических (ИТВ) и информационно-психологических (ИПВ) дает основания рассматривать эти силы в моделях ИБ не как «нарушителей», а как «противников», арсеналом которых являются беспрерывные изощренные атаки в информационном пространстве. При этом уровень защищенности КИИ и ее реальное состояние согласно стандартам ИБ может оказаться недостаточным для устойчивого функционирования в условиях применения целенаправленных информационных воздействий [7].

Предпринята попытка раскрыть эти вопросы, сосредоточив внимание на возможности исследования уязвимостей процессов переработки информации ИС КИИ посредством ИТВ и ИПВ.

Особенности выявления уязвимостей процессов переработки информации в критической информационной инфраструктуре

В теории безопасности под уязвимостью понимаются слабые звенья (недостатки) в системе обеспечения безопасности, наличие которых делает возможным реализацию угроз [6]. Также, согласно [4] уязвимость информационной системы – это недостаток (слабость) программного (программно-технического) средства или информационной системы в целом, который (которая) может быть использована для реализации угроз безопасности информации. Поэтому эти слабости могут быть использованы одной или несколькими угрозами, являющимися причиной нежелательных компьютерных инцидентов. Уязвимость как условие или набор условий позволяет угрозе причинить ущерб активам. При этом особенностью выявления уязвимостей системы необходимо отметить интеграцию угрозы и уязвимости в их четком определении взаимосвязи, что позволяет установить причину нарушения безопасности обрабатываемой таким объектом информации [8].

Далее, отмечая угрозу как возможную опасность (потенциальную или реально существующую) совершения какого-либо деяния (действия или бездействия), направленного против объекта защиты (информационных ресурсов), наносящего ущерб собственнику, владельцу или пользователю, проявляющегося в опасности нарушения конфиденциальности, целостности и(или) доступности информации, необходимо указать следующую особенность, которая проявляется в том, что одна уязвимость может привести к множеству угроз безопасности, неоднородных по направленности таких, как факт нарушения и (или) прекращения функционирования объекта КИИ, сети электросвязи, используемой для организации взаимодействия таких объектов, и (или) нарушения безопасности обрабатываемой таким объектом информации [4, 8, 11].

Относительно ущерба следует отметить тот факт, что одна уязвимость может привести к различным степеням ущерба для объекта КИИ в зависимости от её реализации. Так, искусственные/естественные угрозы и их злонамеренная/непреднамеренная реализация являются последствиями уязвимостей. Следовательно, любая угроза безопасности информации реализуется путем эксплуатации конкретной уязвимости информационной системы КИИ [8].

К проблемам теории процессов переработки информации в вычислительных системах, рассматриваемой как теория мультипрограммных систем с разделением времени, примыкают вопросы информационного сопряжения при двустороннем обмене информацией между человеком и машиной [1-3, 10].

Анализ состояния изучения влияния человеческого фактора в обеспечении ИБ показывает, что человек-оператор представляет собой одну из основных уязвимостей информационной системы, где оператор и его деятельность выступают и в качестве неотъемлемого компонента самой человеко-машинной системы, и необходимого условия ее бесперебойного и эффективного функционирования. При этом сами операторы подвержены угрозам не в меньшей степени, чем информация, циркулирующая в системе, или программно-технические средства [1-3]. Источники данных угроз, средства и способы их реализации по своей сущности в значительной степени отличаются от угроз, направленных на нанесение ущерба элементам информационной инфраструктуры, информационным ресурсам, технологиям и имеют информационно-полевую природу (электромагнитные излучения и техногенные поля).Одним из аспектов информационно-полевых угроз для операторов информационной системы являются информационно-психологические воздействия (ИПВ), которые условно можно разделить на две категории [1]:

– публичная дискредитация операторов как членов общества, т.е. прямое запугивание;

– специальные, заключающиеся в воздействии на оператора информационными помехами как через монитор компьютера (например, моргание экрана, вызывающее эпилептоидные приступы), так и техногенными полями, и излучениями.

На начальном этапе проникновения в систему широко распространены приемы социальной инженерии, психологической манипуляции, а также шантаж и психологическое давление на сотрудников [7, 9].

Роль человека-оператора в объектах КИИ и специфика его профессиональной деятельности, а в результате воздействия – не только уязвимый элемент автоматизированной системы, но и средство реализации угроз [5, 10].

Следовательно, применительно к оценке защищенности объектов КИИ проверке должны подвергаться, во-первых, уязвимости технических аспектов информационной системы. Во-вторых, в начале поиска слабостей информационной системы в обязательном порядке необходимо учитывать психологические особенности персонала и лиц, принимающих решения (ЛПР). В-третьих, необходим поиск «тонких мест» в соблюдении организационных регламентов обеспечения информационной безопасности. Выше изложенное позволяет КИИ формализовать в виде организационно-технической системы (ОТС) [7].

В [7] отмечена особенность такой ОТС, представленная как декомпозиция двух основных составляющих. Это:

– информационно-организационная подсистема, которая включает в себя персонал, операторов технических средств, лиц, принимающих решения, их психику, когнитивную и социальную сферы, а также нормативную базу по организационным мероприятиям ИБ;

– информационно-техническая подсистема, которая включает в себя технические (аппаратные и программные) средства формирования, хранения, обработки и представления информации, а также технические средства обеспечения ИБ.

С учетом такой декомпозиции ОТС, автор [7] предлагает проводить тестирование уровня ИБ информационно-организационной подсистемы специальными ИПВ, а тестирование информационно-технической подсистемы – специальными ИТВ. По мнению автора [7] сценарии тестирования должны носить комплексный характер и включать в себя последовательное применение тех ИТВ и ИПВ, которые характерны для предполагаемых реальных действий нарушителя/противника при реализации воздействий на КИИ. С нашей точки зрения, при оценке информационно-организационной системы КИИ необходимо учитывать характерную особенность перехода ИТВ в ИПВ и, наоборот, при целенаправленном влиянии на оператора и ЛПР.

Заключение

Предложен подход к выявлению уязвимостей процессов переработки информации в информационных системах КИИ с учетом комплексного рассмотрения декомпозиции структурных аспектов КИИ, а также характерных особенностей взаимозависимости ИТВ и ИПВ при оценке защищенности КИИ.

Библиографический список

1. Гатчин Ю.А., Поляков В.И., Сухостат В.В. Малков Н.В. Методика оценки защищенности оператора информационных систем в условиях деструктивных информационных воздействий // Вестник компьютерных и информационных технологий. 2015. № 2. С. 54 – 59.

2. Гатчин Ю.А., Поляков В.И., Сухостат В.В. Методика оценки информационной защищенности оператора автоматизированных систем на основе метода газоразрядной визуализации// Вестник компьютерных и информационных технологий. 2017. № 6. С. 45–49.

3. Гатчин Ю.А., Сухостат В.В., Куракин А.С., Донецкая Ю.В. Теория информационной безопасности и методология защиты информации. СПб: ИТМО, 2018. 100 с.

4. ГОСТ Р 56546-2015 Защита информации. Уязвимости информационных систем. Классификация уязвимостей информационных систем. URL: https://files.stroyinf.ru/Data2/1/4293759/4293759791.pdf (дата обращения: 30.03.2019.)

5. Информационная безопасность цифрового пространства: монография / под ред. Е.В. Стельмашонок, И.Н. Васильевой. СПб: ГЭУ, 2019. 155 с.

6. Макаренко С.И. Аудит безопасности критической инфраструктуры специальными информационными воздействиями. СПб.: Наукоемкие технологии, 2018. 122 с.

7. Силко А.А., Павлов А.Г., Кривилев С.А., Тухто С.В., Белов К.Г. Анализ уязвимостей программного обеспечения, используемого в системах видеонаблюдения на объектах учебно-материальной базы физической подготовки высшего военного учебного заведения // Вестник науки и образования. 2018. № 12(48). С. 41-43.

8. Федеральный закон «О безопасности критической информационной инфраструктуры Российской Федерации» от 26.07.2017 N 187-ФЗ (последняя редакция). URL: http://www.consultant.ru/document/cons_doc_LAW_220885 (дата обращения: 31.03.2019).

УДК 621.396

А.Д. Дранощук*, студент
А.И. Веселов*, кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ОБ ОЦЕНКЕ ПЕРЦЕПТУАЛЬНОГО КАЧЕСТВА В ЗАДАЧЕ СЖАТИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ

В статье рассматриваются подходы к оценке перцептуального качества в задаче сжатия изображений. Приводится обзор одного недавно предложенного метода LPIPS, аппроксимирующего визуальное восприятие изображений человеком. Предлагается вычислительно простая модификация данного метода, учитывающая только визуальные артефакты, возникающие в процессе сжатия изображений с потерями.

Ключевые слова: перцептуальное качество, сверточная нейронная сеть, критерий LPIPS, сжатие изображений.

A.D. Dranoshiuk*, Student
A.I. Veselov*, PhD, Associate Professor
* St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ABOUT PERCEPTUAL QUALITY ESTIMATION FOR IMAGE COMPRESSION

The article is devoted to the problem of perceptual quality estimation for the task of still image and video compression. LPIPS is described as a reference method for approximation of human perception of visual distortions. To consider only lossy image compression artifacts a low complexity modification of LPIPS is proposed.

Keywords: perceptual quality, convolutional neural network, LPIPS criterion, image compression.

Введение

Одной из ключевых задач, возникающих при сжатии изображений с потерями, является оценка визуального восприятия искажений, вносимых в процессе кодирования. На основе данной информации выполняется управление алгоритмом сжатия таким образом, чтобы обеспечить минимальную степень искажений при заданных требованиях к сжатому файлу (например, скорости кодирования). В современных стандартах сжатия неподвижных изображений и видеоданных, например в современных стандартах серии H.265 [1], для оценки визуального восприятия артефактов компрессии используются такие критерии, как пиковое отношение сигнал-шум (PSNR) и индекс структурной схожести (SSIM). Рассмотрим данные критерии подробнее. Обозначим через P_i пиксели исходного изображения, а пиксели восстановленного изображения – через Q_i, где i – индекс пикселя в изображении. Среднеквадратическая ошибка (MSE) задается как

$$MSE = \sum_{i=1}^{n} (P_i - Q_i)^2. \quad (1)$$

Соответственно, величина PSNR по определению равна

$$PSNR = 201 \log_{10} \frac{\max_i |P_i|}{RMSE}. \quad (2)$$

В отличие от PSNR, критерий SSIM основывается не на расчете разницы между интенсивностями пикселей исходного и искаженного изображений, а на сравнении их вероятностных моментов.

$$SSIM(x, y) = \frac{(2\mu_x\mu_y + c_1)(2\delta_{xy} + c_2)}{(\mu_x^2 + \mu_y^2 + c_1)(\delta_x^2 + \delta_y^2 + c_2)}, \quad (3)$$

где μ_x – среднее значение интенсивностей пикселей в изображений *x*, μ_y – среднее значение интенсивностей пикселей в изображений *y*, δ_x^2, δ_x^2 – оценка дисперсии интенсивностей *x* и *y*, соответственно, δ_{xy} – ковариация между *x* и *y*, $c_1 = (k_1 L)^2$, $c_2 = (k_2 L)^2$ – константы, предложенные авторами критерия SSIM, где $k_1 = 0.01$ и $k_2 = 0.03$, L – максимальное значение интенсивности пикселя (255 для 8-битного изображения).

Одним из недостатков рассмотренных критериев является их низкая корреляция с визуальным восприятием человека [2]. Например, высокое значение PSNR может быть получено при наличии заметных локальных искажений. Таким образом, есть необходимость в разработке альтернативных подходов, которые могли бы использоваться вместо PSNR и SSIM при сжатии изображений.

Описание критерия LPIPS

За последние 10 лет во многих прикладных областях цифровой обработки изображений существенного прогресса удалось достичь за счет подходов, основанных на применении сверточных нейронных сетей (CNN, Convolutional Neural Networks). В частности, для аппроксимации процесса восприятия визуальных искажений человеком была предложена нейронная сеть LPIPS. Рассмотрим основные принципы, лежащие в основе этого метода.

Сеть LPIPS обучена на картинках размером 64x64, но благодаря специальным слоям может обрабатывать картинки большего размера. Авторы данного метода собрали большую выборку изображений с различными визуальными искажениями, причем каждому изображению с помощью экспертной оценки поставлено в соответствие вещественное число, показывающее значимость данного искажения для его восприятия человеком. Выборка включает 20 различных искажений и 308 линейно составленных искажений (табл. 1).

В основе метода LPIPS лежит выделение сверточных признаков с промежуточных слоев заранее предобученных сетей, решающих задачу классификации изображений. Признаки выделяются с исходного и искаженного изображений, далее между ними считается разность. По полученным таким образом разностным данным обучается линейная регрессионная модель для предсказания визуальной заметности искажения. Архитектура регрессионной модели представлена в табл. 2. В качестве предобученной модели авторы используют одну

из трех архитектур, различающихся по вычислительной сложности: Alexnet [3], VGG16 [4], Squeeznet [5]. Показано, что с точки зрения корреляции с человеческим восприятием, данный метод существенно превосходит критерии PSNR и SSIM. Подобный результат означает, что если данные методы использовать в алгоритмах управления визуальным качеством в современных кодеках изображений и видеоданных, то, потенциально, можно достичь более высокого субъективного качества восприятия визуального сигнала, сжатого с потерями.

Таблица 1.

Типы искажений, учитываемые LPIPS

Общий тип искажения	Тип искажения
Фотометрические искажения	сдвиг освещенности, цветовой сдвиг, контрастность, насыщенность
Шум	равномерный белый шум, гауссовский белый, розовый и синий шум, гауссовский (между фиолетовым и коричневым) шум, артефакт шахматной доски.
Размытие	Гауссова двусторонняя фильтрация
Пространственные искажения	сдвиг, аффинная деформация, гомография, линейная деформация, кубическая деформация, ореолы, хроматическая аберрация
Сжатие	Артефакты от квантования спектральных коэффициентов

Таблица 2.

Архитектура сети для регрессионной модели

Тип слоя	Размерность данных на выходе слоя	Количество параметров
Сверточный слой № 1	(62, 62, 64)	256
Дропаут №1	(62, 62, 64)	0
Сверточный слой № 2	(29, 29, 128)	8320
Дропаут №2	(29, 29, 128)	0
Сверточный слой № 3	(29, 29, 256)	33024
Дропаут №3	(29, 29, 256)	
Сверточный слой № 4	(29, 29, 512)	131584
Дропаут №4	(29, 29, 512)	
Сверточный слой № 5	(29, 29, 512)	262656
Дропаут №5	(29, 29, 512)	
Выравнивающий слой № 1	(2097152)	0
Полносвязный слой № 1	(128)	268435584
Нормализация по минибатчам №1	(128)	512
Дропаут №6	(128)	0
Полносвязный слой № 2	(1)	129

Предложенная аппроксимация LPIPS

Так как метод LPIPS является глубокой нейронной сетью, обученной воспринимать искажения разного рода, напрямую применение данной сети в задаче сжатия невозможно из-за высокой вычислительной сложности. В связи

с этим в данной работе предлагается обучить аппроксимацию LPIPS, обладающую меньшей сложностью. Подобный эффект достигается за счет следующего:

– при тренировке будут рассматриваться только подмножества искажений, возникающие при сжатии, а не все исходные типы искажений;

– в качестве целевых значений при обучении предлагается использовать предсказания, полученные на выходе LPIPS, что позволит обучать аппроксимацию поведения нейронной сети, которая, как правило, обладает меньшей сложностью;

– принятие решения предлагается осуществлять только по разности между искаженным изображением и оригиналом, за счет чего суммарная сложность модели уменьшиться дополнительно как минимум в два раза.

В данной работе был выполнен предварительный анализ эффективности LPIPS для оценки чувствительности данного критерия к артефактам сжатия. Был проведен следующий эксперимент. Была собрана выборка изображений высокого качества. Для каждого изображения было получено несколько сжатых версий, причем каждая последующая версия соответствовала исходному изображению, сжатому с большей степенью сжатия, чем предыдущая. Зависимость критерия LPIPS от степени сжатия в таком случае должна быть строго монотонной: чем выше степень сжатия, тем больше должно быть значение LPIPS. Для анализа чувствительности LPIPS к степени сжатия было подсчитано число событий, когда значение критерия при увеличении степени сжатия падало. Данное событие можно рассматривать как ошибку критерия. В результате данного эксперимента было получено, что на рассмотренной выборке изображений ошибка LPIPS составляет менее 10%.

Для аппроксимации LPIPS предлагается использовать сверточную нейронную сеть меньшей глубины. Архитектура сети приведена в табл. 3. Реализация была выполнена с использованием библиотеки Keras [6]. Для генерации тренировочной выборки использовался неискаженный набор данных из работы LPIPS: различные изображения, размером 256x256 пикселей, были сжаты кодеком JPEG с разной степенью сжатия и разбиты случайным образом на фрагменты, размером 64x64 пикселя. Объем полученной таким образом выборки составил 300000 экземпляров. Для обучения использовался метод Adam [7], работающий в стохастическом режиме. Целевой функцией являлась максимизация коэффициента корреляции между предсказанными выходами и значениями на выходе LPIPS. Процесс обучения сошелся по истечении одной эпохи, после чего значение корреляции между предсказанными значениями и значениями на выходе LPIPS составило 0.92.

Результаты сравнительного анализа предложенной архитектуры и различных вариантов LPIPS приведены в табл. 4. Из приведенного сравнения видно, что предложенная аппроксимация LPIPS требует существенно меньше вычислительных ресурсов и затрат по памяти на хранение параметров модели, чем оригинальная модель.

Таблица 3

Архитектура сети

Тип слоя	Размерность данных на выходе слоя	Количество параметров
Сверточный слой № 1	(62, 62, 64)	1792
Нормализация по мини-батчам №1	(62, 62, 64)	256
Дропаут №1	(62, 62, 64)	0
Макс пулинг №1	(31, 31, 64)	0
Сверточный слой № 2	(29, 29, 64)	36928
Нормализация по мини-батчам №2	(29, 29, 64)	256
Дропаут №2	(29, 29, 64)	0
Макс пулинг №2	(14, 14, 64)	0
Выравнивающий слой № 1	(12544)	0
Полносвязный слой № 1	(128)	1605760
Нормализация по мини-батчам №3	(128)	512
Дропаут №5	(128)	0
Полносвязный слой № 2	(1)	129

Таблица 4

Сравнение вычислительной сложности рассмотренных сетей

Архитектура	Количество параметров, млн	Число операций, MFLOPS
LPIPS (AlexNet)	271.3	80.6
LPIPS (VGG16)	283.6	2511.4
LPIPS (SqueezeNet)	269.6	46
Предложенная архитектура	1.6	0.5

Заключение

Для анализа чувствительности предложенной модели к артефактам искажения был проведен эксперимент, аналогичный LPIPS. Точность классификации значимости визуальных искажений в данном эксперименте составила 87%, что на 5% ниже исходной сети. Таким образом, можно сделать вывод о возможности аппроксимации глубокой сети LPIPS в рамках задачи анализа артефактов сжатия менее глубокой сетью, обладающей существенно меньшей вычислительной сложностью. В качестве дальнейшего развития данного направления можно указать встраивание данного подхода в кодеки изображений и видеоданных.

Библиографический список

1. Sullivan G.J. Overview of the High Efficiency Video Coding (HEVC) Standard // IEEE Trans. on Circuits and Systems for Video Technology, 2012.

2. Zhang R., Isola P., Efros A., Shechtman E., Wang O. The Unreasonable Effectiveness of Deep Features as a Perceptual Metric // In proc. of Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR), 2018.

3. Krizhevsky A., Sutskever I., Hinton G. ImageNet classification with deep convolutional neural networks // Communications of the ACM. 2012. No. 60(6). Pp. 84–90.

4. Simonyan K., Zisserman A. Very Deep Convolutional Networks for Large-Scale Image Recognition // In proc. of Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR), 2014.

5. Iandola F.N., Moskewicz M.W., Ashraf K., Han S., Dally W.J., Keutzer K. SqueezeNet: AlexNet-level accuracy with 50x fewer parameters and <1MB model size // CoRR, 2017.

6. Chollet F. Deep Learning with Python. Manning Publications, 2017. 384 p.

7. Kingma D.P., Ba J. Adam: A Method for Stochastic Optimization // Published as a conference paper at the 3rd International Conference for Learning Representations, San Diego, 2015.

УДК 004.94

В.Г. Ерышов*, кандидат технических наук, доцент
М.Н. Исаева*, студент магистратуры
И.Д. Попов*, студент магистратуры
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

МОДЕЛЬ ПРОЦЕССА ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ ОТ НЕСАНКЦИОНИРОВАННОГО ДОСТУПА В ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

В данной статье рассматривается подход для оценки эффективности процесса защиты информации (ЗИ) от несанкционированного доступа (НСД) в информационных системах (ИС), основанный на построении имитационных моделей, которые позволяют определять вероятностно-временные характеристики, зависимости, показатели и происходящие в них события и состояния. Предлагается к рассмотрению разработанная модель, которая была реализована при помощи системы имитационного моделирования «*AnyLogic*».

Ключевые слова: системы защиты информации, защита от несанкционированного доступа, имитационное моделирование.

V.G. Eryshov*, PhD, Associate Professor
M.N. Isaeva*, master's student
I.D. Popov*, master's student
* St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

MODEL OF INFORMATION SECURITY PROCESS AGAINST UNAUTHORIZED ACCESS IN INFORMATION SYSTEMS

This paper discusses an approach to assess the effectiveness of the process of information security from unauthorized access in information systems, based on the construction of simulation models that allow you to determine the probabilistic-time characteristics, dependencies, parameters and the events and states occurring in them. The paper proposes to consider the developed model, which was implemented using the simulation modeling system «AnyLogic».

Keywords: information security systems, protection against unauthorized access, simulation.

Введение

Для оценки эффективности процесса защиты информации (ЗИ) от несанкционированного доступа (НСД) в информационных системах (ИС) и разработки требований к системам, реализующим процесс ЗИ, актуальной является задача построения моделей с целью определения вероятностно-временных характеристик, зависимостей, показателей, происходящих в них событий и состояний [1].

С целью определения данных характеристик и зависимостей могут применяться различные методы исследований в том числе: аналитическое, и имитационное моделирование. Имитационное моделирование, в отличие от аналитического, позволяет наиболее полно описывать и моделировать процессы появления нарушений безопасности информации (НБИ), защиты информации от НСД и, соответственно, всесторонне анализировать возможности рассматриваемой системы защиты информации (СЗИ) от НСД. Для этого необходимо разработать имитационную модель, с помощью которой и будут получены соответствующие характеристики и зависимости процессов, происходящих в системе ЗИ от НСД в ИС.

Описательная модель процесса ЗИ от НСД в ИС

На рис. 1 изображена описательная модель процесса ЗИ от НСД в ИС. Она включает в себя: процесс функционирования ИС, абонентского пункта (АП), СЗИ от НСД, системы добывания информации в виде компьютерной разведки.

Объекты СЗИ от НСД содержат: сервер ЗИ от НСД, автоматизированное рабочее место (АРМ) администратора безопасности информации (АБИ); которое осуществляет управление процессом и СЗИ. Информационная система защищаемого объекта информатизации (ОИ) состоит из: серверов, АРМов должностных лиц (ДЛ), коммутационного и периферийного оборудования. В состав абонентского пункта могут входить: почтовый сервер, АРМ, межсетевой экран (МЭ), коммутационное и периферийное оборудование.

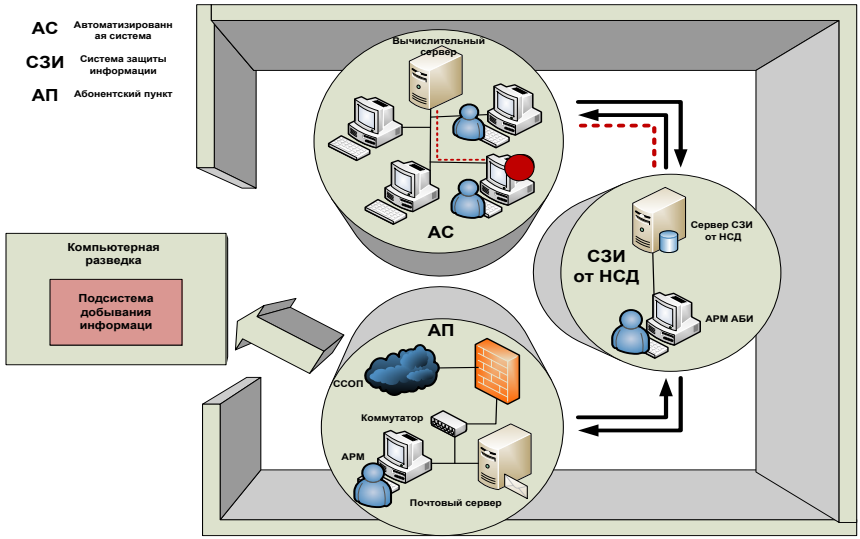


Рис. 1. Описательная модель процесса ЗИ от НСД в ИС

Система ЗИ от НСД осуществляет мониторинг защищенности информации от НСД, отслеживает работу АРМов, принимает решения при обнаружении нарушений безопасности информации (НБИ). Система работает с двумя сегментами: абонентский пункт и информационная система.

Описание структурной схемы потоков заявок в модели процесса ЗИ от НСД

На рис. 2 показана структурная схема потоков заявок в модели процесса ЗИ от НСД, реализованной в виде многоканальной системы массового обслуживания с очередями и приоритетами в обслуживании. Рассмотрим процесс, происходящий в данной модели. С АРМ ДЛ ИС, где установлены клиентские агенты СЗИ от НСД на сервер СЗИ от НСД посылаются потоки с сообщениями о действиях пользователей, то есть сервер контролирует лигитимные действия (ЛД) (поток А2) и нелигитимные действия (НЛД) (поток А1) пользователей. Кроме сообщений о действиях пользователей с АРМов посылаются сообщения на сервер о результатах проверок мониторинга ЗИ. Это сообщения об успешных проверках (поток А3), то есть, которые не выявили ошибок пользователей и НБИ.

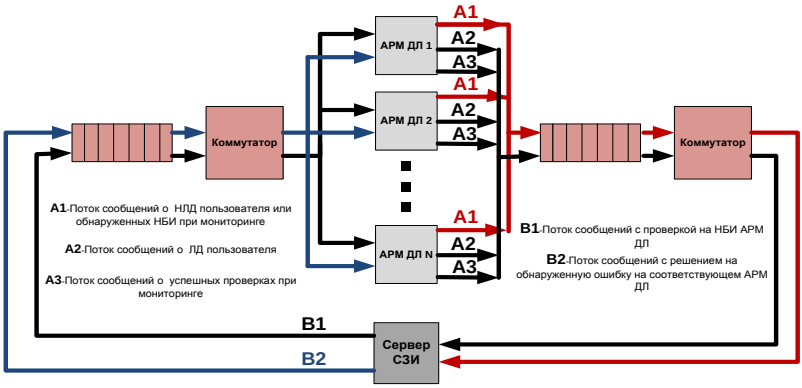


Рис. 2. Структурная схема потоков заявок в модели процесса ЗИ от НСД

С сервера СЗИ от НСД периодически отправляются заявки с проверкой АРМов на предмет наличия (отсутствия) НБИ (поток В1). Также после обработки сервером СЗИ от НСД сообщений о НБИ на АРМах и принятии им решения на блокировку (разблокировку) данных АРМов сервер СЗИ от НСД посылает заявку на блокировку (разблокировку) АРМа, на котором это НБИ было выявлено.

Разработанная модель может служить как для оценки эффективности процесса и существующих СЗИ от НСД (прямая задача), так и для разработки требований (критериев) к процессу и перспективным СЗИ от НСД (обратная задача – синтеза).

Основными исходными данными для моделирования являются: количество АРМ должностных лиц (ДЛ ИС), интервал поступления проверок на НБИ при мониторинге, интервал поступления на сервер отчетов о действиях пользо-

вателя, также времена обработки сообщений, как на коммутаторах, так и на сервере СЗИ от НСД и АРМ ДЛ. В случае необходимости оценки эффективности процесса и системы СЗИ от НСД исходными данными будут служить выше перечисленные исходные данные.

В случае решения обратной задачи (синтеза) исходными данными для моделирования будут являться заданные значения вероятностей и средних времен: вероятности возникновения и обнаружения НБИ, среднее время мониторинга, количество возникших и обнаруженных нарушений. По ним будут определяться количественные и качественные характеристики системы ЗИ от НСД, удовлетворяющие этим требованиям.

Структурная схема функционирования имитационной модели процесса ЗИ от НСД

Структурная схема функционирования имитационной модели процесса ЗИ от НСД в виде СМО представлена на рис. 3. На схеме показаны блоки функционирования АРМ ДЛ, сервера СЗИ от НСД, коммутаторов. Из блока АРМы на сервер СЗИ от НСД поступают отчеты об успешных проверках защищенности информации, действиях пользователя и НБИ на контролируемых АРМах.

Из блока сервер СЗИ от НСД осуществляются проверки НБИ на АРМах и посылаются сообщения на блокировку и разблокировку АРМов, на которых обнаружены НБИ. Кроме основных проверок, посылаемых с сервера СЗИ от НСД, существует возможность посылки дополнительных заявок с проверкой на наличие НБИ на определенный АРМ [1].

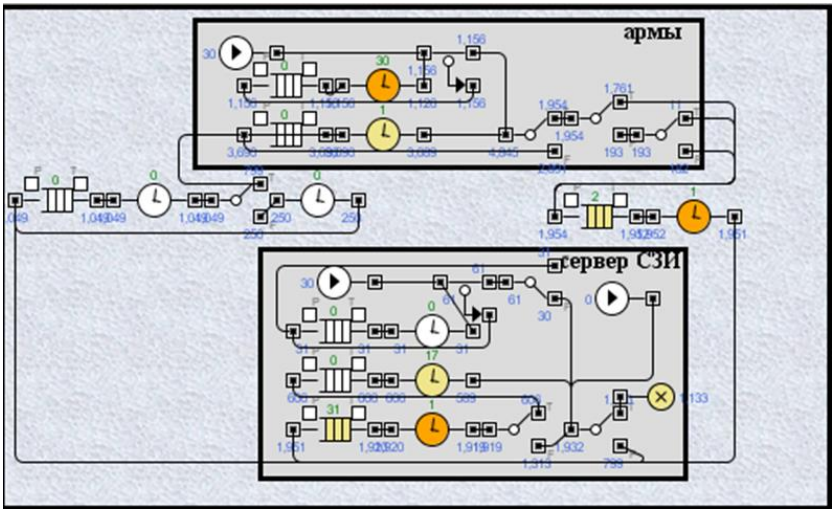


Рис. 3. Структурная схема функционирования имитационной модели процесса ЗИ от НСД в виде СМО

Описание работы модели при помощи блок-схем

Рассмотрим работу модели на примере разработанных алгоритмов ее реализующих, блок – схемы которых представлены на рис. 4.

Рассмотрим работу алгоритма, представленного на рис. 4А:

Блок 2 – Ввод исходных данных.

Блок 3 – Сообщения создаются на сервере ЗИ от НСД и отправляются на проверку соответствующего АРМ.

Блок 4 – Обслуживание сообщений коммутатором.

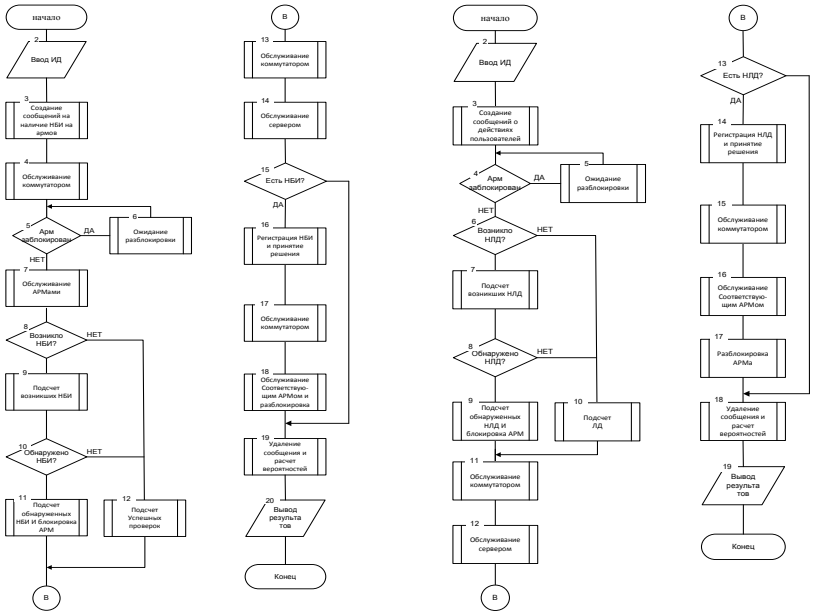
Блок 5 – Проверка условия, если АРМ заблокирован, то сообщение будет ждать разблокировки.

Блок 7 – Проверка АРМ на НБИ.

Блоки 8, 9, 12 – Если возникло НБИ (блок 8), то считаются возникшие НБИ (блок 9). Иначе считаются успешные проверки (блок 12).

Блок 14 – Обработка Сервером ЗИ от НСД.

Блоки 15, 16, 19 – Если пришло сообщение о НБИ (блок 15), то сервер ЗИ от НСД регистрирует на него и принимает решение о блокировке АРМ (блок 16), иначе сообщение удаляется (блок 19).



а б

Рис. 4. а – блок-схема алгоритма имитации поступления заявок с сервера СЗИ от НСД на проведение проверок АРМов на предмет наличия (отсутствия) на них НБИ в процессе мониторинга ЗИ; б – Блок-схема алгоритма имитации поступления сообщений с АРМов с отчетами о действиях пользователей на сервер СЗИ от НСД

Блок 17 – Обслуживание коммутатором.

Блок 18 – Обработка соответствующим АРМ и разблокировка.

Блок 19 – Удаление сообщения и расчет необходимых искомых данных.

Блок 20 – Вывод результатов.

Рассмотрим алгоритм имитации поступления сообщений с АРМов с отчетами о действиях пользователей на сервер СЗИ от НСД, представленного на рис. 4Б.

Блок 2 – Ввод исходных данных.

Блок 3 – отправка сообщений о действиях пользователей на сервер ЗИ от НСД.

Блок 4 – Проверка условия, если АРМ заблокирован сообщение будет ожидать его разблокировки.

Блоки 6, 7, 10 – Проверка условия, если возникло НЛД (блок 6), то считаются возникшие НЛД (блок 7), иначе считаются ЛД (блок 10).

Блоки 8, 9, 10 – Проверка условия, если обнаружено НЛД (блок 8), то считаются обнаруженные НЛД и блокируется АРМ на котором обнаружено нарушение (блок 9), иначе относим возникшие НЛД к ЛД и считаем ЛД (блок 10).

Блок 11- обслуживание коммутатором.

Блок 12- обработка сервером.

Блоки 13, 14, 19 – Проверка условия, если пришло сообщение о нарушении БИ (блок 13), то сервер ЗИ от НСД регистрирует НЛД и принимает решение о блокировке АРМ (блок 14), иначе сообщение удаляется (блок 18).

Блок 15 – обслуживание коммутатором.

Блок 16 – обработка соответствующим АРМ.

Блок 17 – разблокировка АРМ.

Блок 18 – Удаление сообщения и расчет необходимых искомых данных.

Блок 20 – Вывод результатов.

Заключение

Разработанная имитационная модель процесса ЗИ от НСД в ИС при помощи системы имитационного моделирования «AnyLogic», которая представлена в данной статье, обладает теоретической и практической новизной и позволяет с одной стороны, оценивать эффективность процесса и существующих систем ЗИ от НСД в зависимости от варьируемых исходных данных, а с другой, разрабатывать требования (критерии) для перспективных СЗИ от НСД.

Библиографический список

1. Ерышов В.Г., Корсунский А.С., Масленникова Т.Н. Имитационная модель системы защиты информации от несанкционированного доступа в автоматизированных системах / Сб. матер. НТК «Состояние, проблемы и перспективы создания корабельных информационно-управляющих комплексов». М.: ОАО Концерн «Моринформсистема-Агат», 2014.

УДК 004.94

В.Г. Ерышов*, кандидат технических наук, доцент
М.Н. Исаева*, студент магистратуры
И.Д. Попов*, студент магистратуры
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА НЕГЛАСНОГО ДОБЫВАНИЯ КОНФИДЕНЦИАЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ НАРУШИТЕЛЕМ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ НА ЗАЩИЩАЕМОМ ОБЪЕКТЕ

В статье рассмотрена модель на основе системы имитационного моделирования GPSS. Описана модель процесса действий нарушителя и ее имитационная модель. Исходными данными модели являются требуемые параметры, в том числе вероятностно-временные характеристики. На выходе получаются сгенерированные параметры и вероятностно-временные зависимости, которые будут являться основой для анализа существующих и синтеза новых систем защиты и контроля защищенности информации, обрабатываемой на защищаемых объектах.

Ключевые слова: информационная безопасность, нарушитель, имитационное моделирование, вероятностно-временные характеристики.

V.G. Eryshov*, PhD, Associate Professor
I.D. Popov*, master's student
M.N. Isaeva*, master's student
* St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

SIMULATION OF THE PROCESS OF SECRET OBTAINING CONFIDENTIAL INFORMATION BY THE INFORMATION SECURITY VIOLATOR AT THE PROTECTED OBJECT

The article describes a model based on the GPSS simulation system. The model of the process of actions of the violator and its imitation model are described. The initial data of the model are the required parameters, incl. probability-time characteristics. The output results in generated parameters and probability-time dependencies that will be the basis for analyzing existing and synthesizing new systems for protecting and controlling the security of information processed at the protected objects.

Keywords: information security, information security violator, simulation, probability-time characteristics.

Введение

В условиях бурного развития высокотехнологичных отраслей промышленности, информационных технологий на территории РФ за деятельностью как государственных, так и частных компаний, и организаций систематически ведется промышленный шпионаж конкурентами из крупных холдингов и корпораций иностранных государств. В своей деятельности они (агенты промышленного шпионажа) могут использовать специальную аппаратуру и техниче-

ские средства добывания информации, с помощью которых могут вести негласное добывание конфиденциальных сведений (коммерческая тайна, сведения о технологиях, партнерах, продуктах производства и т.д.) в непосредственной близости от промышленных объектов (представительств, офисов, зданий, помещений) либо непосредственно на них.

В данных условиях актуальной является задача моделирования процесса негласного добывания нарушителем информационной безопасности конфиденциальной информации, обрабатываемой на защищаемом объекте.

Описательная модель процесса негласного добывания конфиденциальной информации нарушителем информационной безопасности на защищаемом объекте.

В рамках разработки модели процесса негласного добывания конфиденциальной информации нарушителем информационной безопасности на защищаемом объекте возникает необходимость исследования характеристик органов добывания информации, возможности потенциальных нарушителей информационной безопасности (ИБ) [1]: вероятностно-временные характеристики вскрытия защищаемого объекта; вероятностно-временные характеристики обнаружения естественных технических каналов утечки информации (ТКУИ); вероятностно-временные характеристики проникновения нарушителя ИБ на защищаемый объект; вероятностно-временные характеристики установки специальных технических средств (СТС) негласного добывания конфиденциальной информации; достоверность, полнота добываемой информации с помощью естественных ТКУИ и установленных СТС на защищаемых объектах, а также своевременность ее добывания.

Для получения данных характеристик нарушителя ИБ могут применяться различные математические методы исследований в том числе: аналитические, имитационные. Имитационное моделирование, в отличие от аналитического, позволяет наиболее полно смоделировать процессы добывания и анализа информации и, соответственно, всесторонне проанализировать возможности нарушителя. Для этого необходимо разработать имитационную модель, с помощью которой и будут получены вероятностно-временные характеристики системы и нарушителя ИБ.

Описательная модель действий нарушителя ИБ показана на рис. 1. Она включает в себя: систему добывания информации, включающую в себя: подсистему добывания информации, ее анализа и управления; защищаемые объекты: автоматизированные системы, защищаемые помещения; систему контроля защищенности информации от ее утечки по ТКУИ, включающую в себя: подсистему обнаружения и локализации ТКУИ, анализа и управления.

Объектами негласного добывания информации могут быть защищаемые помещения, кабинеты должностных лиц, переговорные, серверные, АРМ сотрудников и другое оборудование осуществляющее обработку защищаемой информации. Под защищаемыми помещениями понимаются помещения, в которых сотрудники организации работают с защищаемой информацией. Необходимо особо отметить, что данные объекты, как правило, всегда обладают естественными ТКУИ.

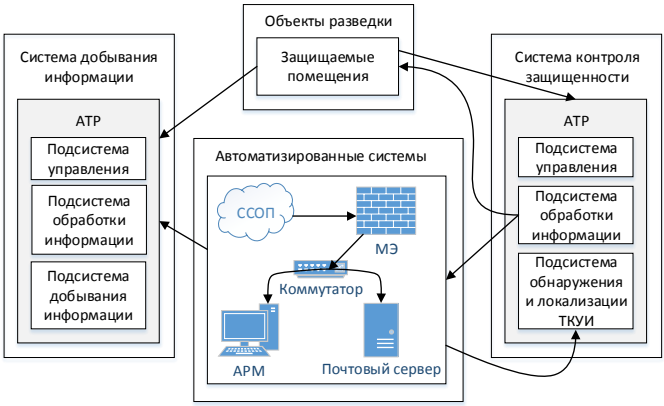


Рис. 1. Описательная модель процесса негласного добывания нарушителем информационной безопасности конфиденциальной информации, обрабатываемой на защищаемом объекте

Система добывания информации включает в себя органы и средства добывания информации, в том числе специальные технические средства (СТС) негласного добывания информации, образующие искусственные ТКУИ.

Система контроля защищенности информации (КЗИ) включает в себя органы, пункты и средства контроля защищенности информации, в том числе средства обнаружения естественных и искусственно созданных ТКУИ.

Описательная модель действий нарушителя БИ показывает, что главной его задачей является негласное добывание конфиденциальной информации, обрабатываемой в АС и циркулирующей в защищаемых помещениях, посредством естественных и искусственно созданных ТКУИ. Задачей системы контроля защищенности является своевременное, достоверное обнаружение, локализация и устранение ТКУИ, выявленных в процессе контроля на защищаемых объектах.

Имитационная модель процесса негласного добывания конфиденциальной информации нарушителем информационной безопасности на защищаемом объекте

Исходными данными, необходимыми для имитации действий нарушителя ИБ являются: максимальное количество органов разведки (негласного добывания информации); максимальное количество объектов разведки (защищаемых объектов); возможные типы и количество СТС органов негласного добывания информации; возможные типы и количество естественных ТКУИ защищаемых объектов; требуемые вероятности и времена обнаружения, наблюдения, анализа и вскрытия защищаемых объектов; требуемые вероятность и время существования естественных ТКУИ защищаемых объектов; требуемые вероятность и время проникновения нарушителя на защищаемые объекты.

Модель представляет собой имитационную модель, реализованную на основе системы имитационного моделирования «GPSS».

В разработанной имитационной модели последовательность действий нарушителя ИБ с целью негласного получения информации моделируется четырьмя основными блоками:

1. Имитация процесса вскрытия защищаемого объекта нарушителем ИБ, состоящего из подпроцессов обнаружения, наблюдения, анализа и принятия решения на использование естественных и искусственных каналов утечки.

2. Имитация процесса возникновения естественных ТКУИ на защищаемом объекте и их обнаружения нарушителем.

3. Имитация процесса внедрения на защищаемый объект СТС негласного добывания информации с проникновением и с использованием СТС, снимающих информацию извне, без проникновения на объект разведки.

4. Имитация процесса сбора и анализа добытой информации и определение ее достоверности, полноты и своевременности.

Структурная схема имитационной модели представлена на рис. 2.

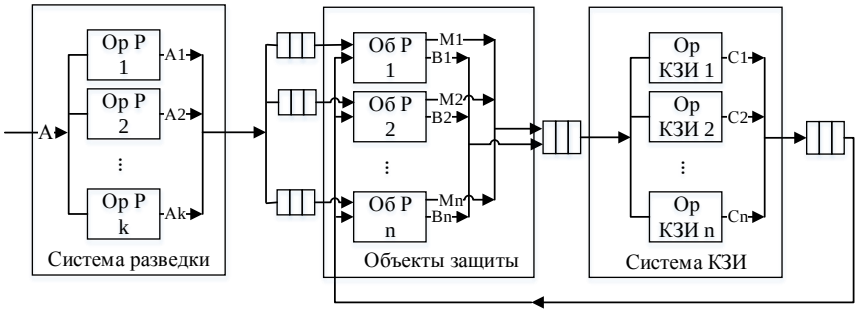


Рис. 2. Структурная схема имитационной модели:
Ор Р – орган разведки, Об Р – объект разведки, Ор КЗИ – орган КЗИ, А – поток событий по добыванию информации, В – поток событий по возникновению искусственных ТКУИ, С – поток событий по закрытию ТКУИ, М – поток событий по возникновению естественных ТКУИ

Нарушитель ИБ в разработанной имитационной модели моделируется как орган разведки, представляющий сбой многоканальную систему массового обслуживания (СМО) без очередей с экспоненциальными временами обслуживания заявок. Имитируется некая организованная, достаточно подготовленная группа нарушителей ИБ, имеющая необходимые силы и средства для получения доступа к защищаемой информации. Поэтому можно полагать, что для своевременного получения полной и достоверной информации нарушитель ИБ будет действовать одновременно по всем направлениям добывания информации, а именно: используя естественные и искусственные каналы утечки защищаемой информации.

В разработанной имитационной модели защищаемый объект, состоящий из N защищаемых помещений и автоматизированных систем (АС), представля-

ет сбой многоканальную СМО с очередями с экспоненциальными временами обслуживания заявок. Он хорошо защищен с использованием современных технических средств, способов и методов обеспечения защиты информации несанкционированного доступа к ней.

Система КЗИ представляет собой многоканальную СМО с очередями с экспоненциальными временами обслуживания заявок. Органы системы КЗИ с использованием современных технических средств контроля защищенности информации от ее утечки по ТКУИ своевременно обнаруживают, локализуют и устраняют обнаруженные ТКУИ.

Рассмотрим последовательность действий нарушителя ИБ по несанкционированному добыванию конфиденциальной информации о защищаемом объекте.

Блок-схема алгоритма работы имитационной модели представлена на рис. 3.

Блок № 5 – Розыгрыш вероятности обнаружения органом разведки *K* объекта разведки *N*.

Блок № 7 – Розыгрыш вероятности наблюдения органом разведки *K* объекта разведки *N*.

Блок № 9 – Розыгрыш вероятности анализа органом разведки *K* объекта разведки *N*.

Блок № 11 – Розыгрыш вероятности принятия решения органом разведки *K* объекта разведки *N*.

Блок № 13 – Определение вероятности вскрытия органом разведки *K* объекта разведки *N*: $P_{вскр_п} = P_{обн_п} \cdot P_{наб_п} \cdot P_{ан_п} \cdot P_{пр_п}$.

Блок № 16 – Розыгрыш допустимой вероятности существования естественных ТКУИ.

Блок № 18 – Розыгрыш вероятности обнаружения органом разведки естественных ТКУИ.

Блок № 22 – Определение органом разведки предельного времени функционирования СТС на объект разведки.

Блок № 23 – Розыгрыш вероятности проникновения органа разведки *K* на объект разведки *N*.

Блок № 27 – Проникновение органа разведки *K* на объект разведки *N*.

Блок № 28 – Установка и включение СТС органом разведки *K* на объекте разведки *N*.

Блок № 29 – Сбор органом разведки информации по ТКУИ и СТС.

Блок № 30 – Анализ полученной информации и принятие решение органом разведки по добытой информации по естественным и искусственным ТКУИ.

Блок № 31 – Определение на основе полученной информации вероятностей достоверности, полноты и своевременности разведывательной информации.

Выходными данными разработанной модели являются: сгенерированное количество органов негласного добывания информации; сгенерированное количество защищаемых объектов; сгенерированные типы и количество СТС органов негласного добывания информации; сгенерированные типы и количество естественных ТКУИ защищаемых объектов; сгенерированные вероятности и времена

обнаружения, наблюдения, анализа и вскрытия защищаемых объектов; сгенерированные вероятности и времена существования естественных ТКУИ защищаемых объектов; сгенерированные вероятность и время проникновения нарушителя ИБ на защищаемые объекты; расчетные вероятности и времена достоверности, полноты добытой информации с помощью естественных ТКУИ и установленных СТС на защищаемых объектах, а также своевременности ее добывания.

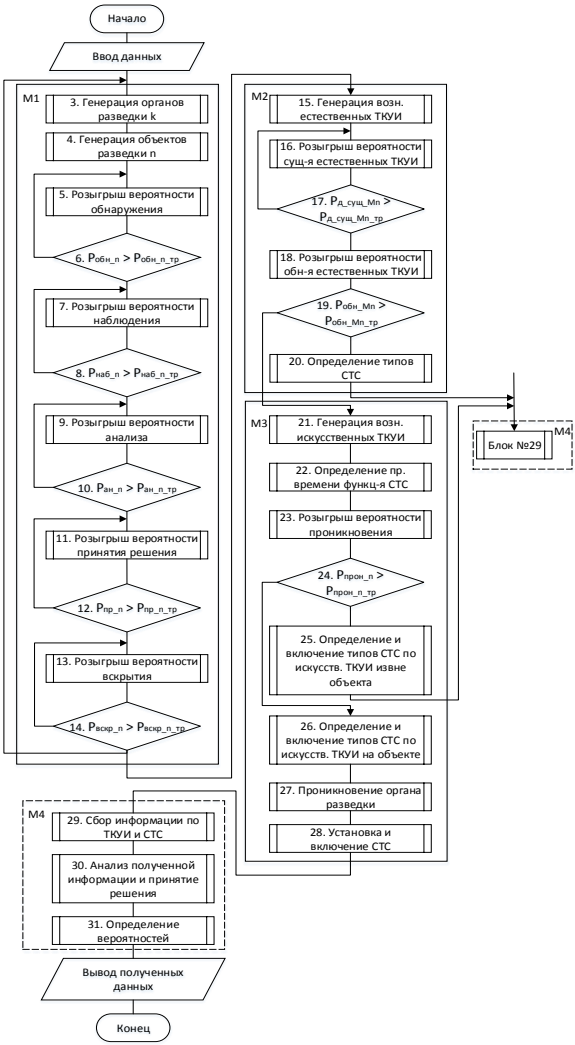


Рис. 3. Блок-схема алгоритма работы имитационной модели

После выполнения действий, указанных в блоках алгоритма, нарушитель ИБ имеет данные о полноте, достоверности и своевременности полученной информации.

Выводы

Таким образом, разработанная модель, описанная в терминах теории СМО, обладает теоретической и практической новизной и позволяет получать вероятностно-временные характеристики нарушителя ИБ по несанкционированному добыванию конфиденциальной информации о защищаемом объекте при варьируемых исходных данных входящих и выходящих потоков событий исследуемого процесса.

Полученные в модели и в результате проведенного моделирования вероятностно-временные зависимости послужат в дальнейшем основой для анализа существующих и синтеза новых систем защиты и контроля защищенности информации, обрабатываемой на защищаемых объектах.

Библиографический список

1. Корсунский А.С., Ерышов В.Г., Алашеев А.А. Модель оценки эффективности процесса контроля защищенности конфиденциальной информации, обрабатываемой на объекте информатизации. / Новые технологии. Том 3. Материалы IX всероссийской конференции. М.: РАН, 2012. С. 82-91.

УДК 004.91

И.В. Зайцева*,* кандидат физико-математических наук, доцент
О.А. Малафеев**,* доктор физико-математических наук, профессор
С.А. Сычев**,* кандидат технических наук, доцент
*Ставропольский государственный аграрный университет
**Санкт-Петербургский государственный университет
***Санкт-Петербургский государственный
архитектурно-строительный университет

АНАЛИЗ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ АСПЕКТОВ ПРИМЕНЯЕМЫХ АЛГОРИТМОВ ОПТИМИЗАЦИИ[1]

При решении прикладных задач оптимизации возникают вопросы анализа вычислительных аспектов применяемых методов. Применение генераторов тестовых задач является наиболее перспективным в этом направлении. Рассматривается реализация генератора тестовых задач, отвечающего этим требованиям и позволяющего генерировать следующие классы тестовых задач: вырожденные, плохо обусловленные, неопределенные, выпуклые и задачи общего назначения.

Ключевые слова: анализ, вычислительные методы, алгоритм, оптимизация, моделирование

I.V. Zaitseva*,* PhD, Associate Professor
O. A. Malafeev**,* PhD, Professor
S.A. Sychev, PhD, Associate Professor
*Stavropol state agrarian University
**St. Petersburg state University
***Saint Petersburg State University of Architecture and Civil Engineering

ANALYSIS OF COMPUTATIONAL ASPECTS OF OPTIMIZATION ALGORITHMS USED

In the solution of applied optimization problems arise in the analysis of the computational aspects of the methods used. The use of test problem generators is the most promising in this direction. We consider the implementation of the generator of test problems that meets these requirements and allows to generate the following classes of test problems: degenerate, ill-conditioned, indefinite, convex and General-purpose problems.

Keywords: analysis, computational methods, algorithm, optimization, modeling.

Введение

На сегодняшний день актуальными остаются вопросы анализа вычислительных аспектов применяемых методов при решении прикладных задач оптимизации. Для определения тех или иных свойств алгоритмов оптимизации

[1] Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 18-01-00796.

в настоящее время предложены общие принципы экспериментального определения эффективности вычислительных алгоритмов. Однако их использование сопряжено с определенными трудностями, а именно, каждая тестовая задача требует отдельного программирования и позволяет исследовать только какое-то определенное свойство алгоритма.

1. Обоснование необходимости сравнения алгоритмов задач нелинейного программирования

Общепризнано, что не существует универсального метода, который одинаково хорошо решал бы все предлагаемые задачи нелинейного программирования $\min f(x)$ при ограничениях:

$$g_i(x) = 0,\ j = \overline{1, m_1}$$

$$x \in R^n : g_i(x) \geq 0,\ j = \overline{m_1 + 1, m}$$

$$x_c \leq x \leq x_u \qquad (1)$$

Функции $f, g_i : R^n \to R^1,\ j = \overline{1, m}$ непрерывно дифференцируемы. Различные методы являются эффективными для решения определенных классов задач нелинейного программирования.

В следствии этого возникает необходимость решения таких проблем как сравнение эффективности работы (по различным критериям) алгоритмов задач нелинейного программирования при решении определенного класса задач и проверка эффективности работы алгоритма решения задач нелинейного программирования при решении различных классов задач.

Применение генераторов тестовых задач является наиболее перспективным в этом направлении, удовлетворяющим основным требованиям: каждый класс задач должен быть достаточно «представительным» и описываться определенным (небольшим) числом параметров; для каждой тестовой задачи должны быть известны точка оптимума и соответствующе значение целевой функции, а также обеспечен широкий набор начальных точек.

2. Реализация генератора тестовых задач

Рассмотрим реализацию одного генератора тестовых задач, отвечающего этим требованиям и позволяющего генерировать следующие классы тестовых задач: вырожденные, плохо обусловленные, неопределенные, выпуклые и задачи общего назначения. Теоретической основой для построения генератора являются достаточные условия оптимальности второго порядка, которые сформулируем в [1].

Пусть $f, g_1, ..., g_m$ – дважды дифференцируемые функции. Точка $x^* \in R^n$ является изолированным локальным минимумом задачи (1), если существует вектор $u^* = (u_1^*, ..., u_{m_1}^*, u_{m_1+1}^*, ..., u_m^*)$, такой, что имеют место следующие условия:

а) условия (Куна-Таккера)

$$g_j(x^*) = 0,\ j = \overline{1, m_1},$$

$$g_j(x^*) \geq 0,\ j = \overline{m_1+1, m},$$

$$u_j^* \geq 0,\ j = \overline{m_1+1, m},$$

$$u_j g_j(x^*) = 0,\ j = \overline{m_1+1, m}$$

$$D_x L(x^*, u^*) = 0 \qquad (2)$$

б) условия второго порядка.

Для каждого вектора $y, y \neq 0$, для которого $y^T D_x g_j(x^*) = 0,\ j = \overline{1, m}$, и $y^T D_x g_j(x^*) = 0$ для всех $jcu_j^* > 0,\ j = \overline{m_1+1, m}$, выполняется условие:

$$y^T D_x^2 L(x^*, u^*) y > 0 \qquad (3)$$

Здесь $L(x,u)$ – функция Лагранжа задачи (1).

Генератор тестовых задач использует произвольные дважды непрерывно дифференцируемые (в соответствии с конструируемым классом) функции $S_j,\ j = \overline{0, m}$, определенные на любом подмножестве R^n, содержащем $[x_1, x_u]$.

Выбранная случайным образом точка $x^*, x_l < x^* < x_u$ будут определять (по крайней мере) локальный минимум сконструированной тестовой задачи нелинейного программирования.

Целевую функцию и ограничения тестовой задачи определим следующим образом:

$$g_j(x) \underline{\Delta} S_j(x) - S_j(x^*),\ j = \overline{1, m_1 + m_a},$$

$$g_j(x) \underline{\Delta} S_j(x) - S_j(x^*) + \mu_j,\ j = \overline{1, m_1 + m_a + 1, m}\ , \qquad (4)$$

где μ_j – случайно выбраны на интервале $(0,b), m_a$, – число активных в точке x^* ограничений неравенств,

$$f(x) \underline{\Delta} S_0(x) + \frac{1}{2} x^T H x + q^T x + \alpha, \qquad (5)$$

где H – матрица размерности $n \times n, q \in R^n, \alpha \in R$.

Квадратичную часть $f(x)$ определим так, чтобы точка x^* удовлетворяла условиям (2), (3) и условию $f(x^*) = 0$, а вектор множителей Лагранжа $u^* = (u_1^*, ..., u_m^*)^T$, исходя из условий:

$$u_j^* > 0 \ \text{ для } \ \mathrm{j} = \overline{\mathrm{m}_1 + 1, m_1 + m_a},$$

$$u_j^* = 0 \ \text{ для } \ \mathrm{j} = \overline{\mathrm{m}_1 + m_a + 1, m}.$$

Кроме того, введем в рассмотрение матрицу P размерности $n \times n$, такую, что $y^T P y > 0$ для

$$\forall y \neq 0 : y^T D_x g_j(x^*) = 0,\ j = \overline{1, m}, y^T D_x g_j(x^*) = 0,\ j \in Y = \left\{ j : u_j^* > 0,\ j = m_1 + 1, m \right\}$$

Тогда определение матрицы

$$H \underline{\Delta} - D_2^x S_0(x^*) + \sum_{j=1}^{m} u_j^* D_x g_j(x^*) + P$$

ведет к условию $D_2^x L(x^*, u^*) > 0$, что означает выполнение условий второго порядка (3) задачи нелинейного программирования с функциями $f, g_j, j = \overline{1,m}$, заданными формулами (5), (4).

Условие $D_x L(x^*, u^*) = 0$ из (2) требует определить $q \in R^n$ в виде

$$q \underline{\Delta} D_x S_0(x^*) - Hx^* + \sum_{j=1}^{m} u_j^* D_x g_j(x^*)$$

Наконец, постоянный множитель α, определенный как

$$d \underline{\Delta} - S_0(x^*) - \frac{1}{2} x^{*T} H x^* - q^T x^*,$$

гарантирует выполнение условия $f(x^*) = 0$.

Таким образом, конструирование тестовых задач, удовлетворяющих условию второго порядка, предполагает, что должна быть задана следующая информация:

– последовательность дважды непрерывно дифференцируемых функций $S_0, S_1, ..., S_m$

– оптимальные множители Лагранжа $u_1^*, ..., u_m^*$, удовлетворяющие условиям Куна-Таккера;

– матрица P (или фактически гессиан функции Лагранжа).

Данная информация определяет различные классы тестовых задач. В частности, для задач общего назначения зададим функции $S_0, S_1, ..., S_m$:

$$S_j(x) = \sum_{j=1}^{k} C_j \prod_{i=1}^{n} x_i^{a_{ij}}, x > 0 \qquad (6)$$

где коэффициенты C_j и показатели степени a_{ij} – действительные числа. Функции такого рода обладают простой структурой, их удобно программировать, задавая $C_j, a_{ij}, j = \overline{1,k}, j = \overline{1,n}$ случайным образом в заданных границах и предусматривая возможность изменения плотности коэффициентов матрицы $(a_{ij}), i = \overline{1,k}, j = \overline{1,n}$.

Оптимальные значения множителей Лагранжа задаем случайными числами в заданных интервалах:

$$u_j^* \in (b_1, b_2), j = \overline{1, m_1},$$

$$u_j^* \in (0, b_3), j = \overline{m_1 + 1, m_1 + m_a},$$

$$u_j^* = 0, j = \overline{m_1 + m_a + 1, m}.$$

Строим положительную определенную матрицу P, полагая:

$$P \underline{\Delta} U^T U,$$

где U – верхняя треугольная матрица с элементами, случайно выбранными в интервале (b_4, b_5). Границы $b, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5$ задаются заранее пользователем. Для получения соответствующих случайных чисел может быть использован генератор псевдослучайных чисел с равномерным распределением.

В общем случае элементы сумм в (6) не являются выпуклыми функциями. Это означает, что данное решение x^* является только одним из локальных минимумов. Поэтому полученная тестовая задача может быть использована для исследования глобальной сходимости алгоритма задачи нелинейного программирования.

Для получения выпуклых тестовых задач полагаем:

$$S_j \underline{\Delta} \sum_{j=1} kC_j \exp(\sum_{i=1} na_{ij} x_i),$$

где $C_j, a_{ij}, j = \overline{1,k}, i = \overline{1,n}$ – случайные числа.

Специальные параметры, вносимые в матрицу P, позволяют получить тестовые задачи с различными числами обусловленности матрицы Гессе функции Лагранжа и неопределенные задачи.

Так, матрица

$$P = \begin{pmatrix} H_v & 0 \\ 0 & I_{n-v} \end{pmatrix},$$

где I – единичная матрица, H_v – гильбертова матрица

$$H_v = (\frac{1}{i+j-1})_{vv},$$

имеет известное число обусловленности: $condH_v = \exp(3,5v)$, (например, $H_3 \cong 3,6 \cdot 10^4, condH_5 \cong 4 \cdot 10^7$ и т.д.). Задание матрицы P в виде

$$P = \begin{pmatrix} GU_1^T U_1 & 0 \\ 0 & U_2^T U_2 \end{pmatrix},$$

где U_1, U_2 – верхние треугольные матрицы, приводит к неопределенным задачам при условии $G \le 0$.

Выводы

Простейшие генераторы тестовых задач общего назначения и плохо обусловленных были реализованы и применены при решении конкретной прикладной задачи. При этом предварительно были исследованы свойства целевой функции задачи, сконструирована тестовая задача с аналогичными свойствами и именно по этой задаче выбирался алгоритм оптимизации. Проведение тестирования на базе реализованного генератора дает возможность более обоснован-

но выбирать оптимизационный алгоритм для решения каждой конкретной задачи. Создание универсального программного генератора тестовых задач требует, естественно, большей концентрации относительно задания различных параметров, что возможно только при накоплении определенного опыта.

Библиографический список

1. Гусева Л.Л., Зайцева И.В. Методы резервирования механизмов защиты для повышения отказоустойчивости системы защиты информации // Информационное противодействие угрозам терроризма. 2010. №14. С. 102-106.

2. Зайцева И.В., Ермакова А.Н., Гайчук Д.В., Резеньков Д.Н., Шлаев Д.В. Исследование математической модели резервирования информационной системы // Инженерный вестник Дона. 2017. № 1(44). С. 29.

3. Малафеев О.А., Линейная алгебра с приложениями к моделированию коррупционных систем и процессов / Н.Н. Сотникова, И.В Зайцева, Ю.А. Пичугин, К.И. Костюков, Г.М. Хитров. Ставрополь, 2016. 216 с.

4. Сычев С.А. Дескриптивный статистический анализ как основа построения логической схемы исследования. М.: РУСАЙНС, 2016. С. 24-32.

5. Легкова И.А., Зарубин В.П., Никитина С.А., Сычев С.А. Возможности современной компьютерной техники для проведения инженерных расчетов / Пожарная и аварийная безопасность. Сб. материалов XI Международной науч.-практ. конф. 2016. С. 265-267.

6. Malafeyev O.A., Neverova E.G., Nemnyugin S.A., Alferov G.V. Multi-criteria model of laser radiation control / 2nd International Conference on Emission Electronics (ICEE) Selected papers. Proceedings Edited by: N. V. Egorov, D. A. Ovsyannikov, E. I. Veremey. 2014. Pp. 33-37.

7. Kolokoltsov V.N., Malafeyev O.A. Understanding game theory: introduction to the analysis of many agent systems with competition and cooperation. 2010. 286 p.

8. Malafeyev O.A., Nemnyugin S.A., Alferov G.V. Charged particles beam focusing with uncontrollable changing parameters / 2nd International Conference on Emission Electronics (ICEE) Selected papers. Proceedings Edited by: N. V. Egorov, D. A. Ovsyannikov, E. I. Veremey. 2014. Pp. 25-27.

9. Zaitseva I., Malafeyev O., Strekopytov S., Ermakova A., Shlaev D., Game-theoretical model of labour force training // Journal of Theoretical and Applied Information Technology. 2018. 96(4). Pp. 978-983.

10. Malafeyev O., Farvazov K, Zenovich O., Zaitseva I., Kostyukov K., Svechinskaya T., Geopolitical model of investment power station construction project implementation, 2018, AIP Conference Proceedings. URL: http://doi.org/ 10.1063/1.5032028.

11. Zaitseva I., Malafeyev O., Strekopytov S., Bondarenko G., Lovyannikov D., Mathematic model of regional economy development by the final result of labor resources, 2018. AIP Conference Proceedings. URL: https://doi.org/10.1063/1.5031973.

12. Malafeyev O.A., Rylow D., Zaitseva I., Ermakova A., Shlaev D., Multistage voting model with alternative elimination, 2018. AIP Conference Proceedings. URL: http://doi.org/ 10.1063/1.5043756.

УДК 004.942

И.В. Зайцева**, кандидат физико-математических наук, доцент
О.А. Малафеев,*** доктор физико-математических наук, профессор
Р.В. Крон**, кандидат технических наук, доцент
*Ставропольский государственный аграрный университет
**Санкт-Петербургский государственный университет

ОПТИМИЗАЦИИ ЗАТРАТ НА СОПРОВОЖДЕНИЯ ПРОЦЕССОВ РЕЗЕРВИРОВАНИЯ В УСЛОВИЯХ НЕПОЛНОТЫ ИНФОРМАЦИИ В ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ[1]

Исследование оптимизационных проблем компонентов сложной системы можно осуществлять на основе системного подхода. В соответствии с принципом двойственного рассмотрения, ни один элемент системы не является изолированным объектом, поскольку он включается в другую систему более высокого уровня. В моделях сложных систем в качестве исходных элементов должны рассматриваться достаточно интегрируемые их подсистемы с заданными свойствами и связями между ними. Без учета взаимосвязанности элементов системы результаты локальной оптимизации могут не только не соответствовать глобальному экстремуму, но даже противоречить ему. Поэтому при системном подходе важную роль играет изучение технологических особенностей системы и ее структуры. Описание таких компонентов позволяет прояснить качественные связи, объединяющие отдельные звенья в систему, также охарактеризовать их с помощью некоторых количественных соотношений.

Ключевые слова: оптимизация, резервирование, сложная система, системный подход, инфокоммуникационные системы

I.V. Zaitseva**, PhD, Associate Professor
O. A. Malafeev,*** PhD, Professor
R.V. Kron**, PhD, Associate Professor
*Stavropol state agrarian University
**St. Petersburg state University

OPTIMIZATION OF EXPENSES FOR SUPPORT OF THE PROCESSES OF RESERVING WITH INCOMPLETE INFORMATION IN INFORMATION AND COMMUNICATION SYSTEMS

The study of optimization problems of components of a complex system can be carried out on the basis of a systematic approach. In accordance with the principle of dual consideration, no element of the system is an isolated object, since it is included in another system of a higher level. In models of complex systems, sufficiently integrated subsystems with specified properties and connections between them should be considered as initial elements. Without taking into account the interconnectedness of the system elements, the results of local optimization may not only not correspond

[1] Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 18-01-00796

to the global extremum, but even contradict it. Therefore, the system approach plays an important role in the study of technological features of the system and its structure. The description of such components makes it possible to clarify the qualitative links that unite the individual links in the system, as well as to characterize them with the help of some quantitative relations.

Key words: optimization, redundancy, complex system, system approach, information and communication systems

Введение

Принципы системности играют решающую роль для исследования проблем оптимизации затрат на создание и использование резервов инфокоммуникационных систем различных уровней. Принцип резервирования можно рассматривать как один из законов организации работы системы. При этом следует отметить, что резервы инфокоммуникационных систем объективно существуют независимо от того, предусматривалось их создание заранее или нет.

Оптимизационные задачи на резервирование, как правило, достаточно сложны, причиной чего является то обстоятельство, что учет системности объективно усложняет математические модели инфокоммуникационных систем и затрудняет их исследование привычными аналитическими методами. В то же время, интуитивный подход не позволяет выработать даже ориентировочную стратегию осуществления затрат, связанных с резервированием инфокоммуникационных систем.

1. Оптимизации затрат на резервирование участков инфокоммуникационной системы

Рассмотрим типичную ситуацию оптимизации затрат на резервирование участков инфокоммуникационной системы, структура которых изображена на рис. 1.

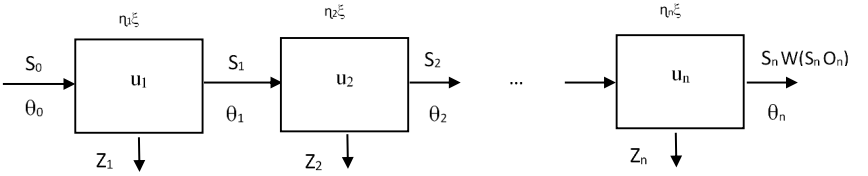


Рис. 1. Структура инфокоммуникационной системы

При этом, в соответствии с [3], горизонтальными стрелками отмечен ход технологического процесса передачи информации; через S_i обозначена стоимость информации на выходе из *i*-го звена системы; Z_i – стоимость, создаваемая в *i*-м компоненте; u_i – вариант использования ресурсов *i*-м компонентом; O_i – среднее время задержки с поставкой плановой информации *i*-м компонентом своему потребителю $i+1$-му компоненту; η_i – собственная нестабильность *i*-го компонента; $W(S_n\theta_n)$ -величина потерь от нестабильности работы системы.

На первый взгляд, затраты на резервирование звеньев инфокоммуникационной системы, изображенной на рисунке 1, должны уменьшаться по мере движения информации по системе. Данное утверждение подтверждает тот факт, что работа каждого компонента зависит опосредованно от всех предыдущих компонентов, в свою очередь, влияет на работу всех последующих. В этом смысле «значение», например, первого компонента выше, чем последнего, а значит, возникает естественное стремление предоставить ему приоритет при распределении затрат на резервирование.

По мере прохождения обрабатываемой информации соответствующего ей технологического цикла возрастает ее стоимость. Следовательно, при отсутствии достаточных резервов в последних компонентах системы потери из-за возникающей в их работе нестабильности могут оказаться весьма значительными, т.к. величина этих потерь тем выше, чем больше стоимость неполученной в срок информации. Таким образом, нельзя исключать возможность того, что при оптимальных затратах на резервирование инфокоммуникационных систем следует придерживаться принципа наращивания резервов при переходе с компонентом с меньшим номером к компоненту, номер которого больше.

2. Пример исследования инфокоммуникационной системы

Объектом нашего исследования является инфокоммуникационная система (рисунок 2), в котором осуществляются процессы обработки информации (компоненты А и В), а также процесс хранения (компонент С).

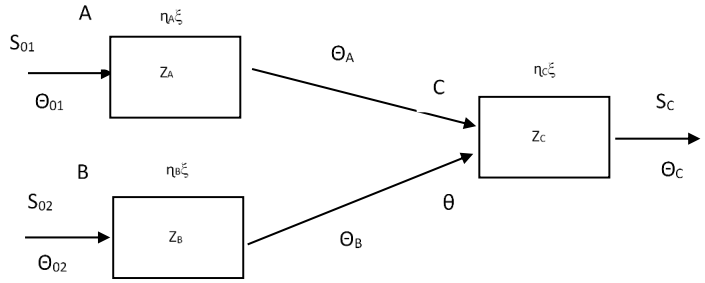


Рис. 2. Структурная схема инфокоммуникационной системы

Обозначения $S_c, S_{01}, S_{02}, \theta_{01}, \theta_{02}, \theta_A, \theta_C, Z_A, Z_B, Z_C, \eta_A, \eta_B, \eta_C$ соответствует аналогичным обозначениям для инфокоммуникационной системы (см. рис. 1), θ – среднее время задержки формирования комплектов.

При оптимизации затрат на резервирование производственных ресурсов рассматриваемой инфокоммуникационной системы необходимо учитывать следующие обстоятельства:

– для звена *C*, в котором, помимо образования новой стоимости, происходит суммирование стоимостей, создаваемых в компонентах-поставщиках, исходной информации являются сборочные компоненты, в то время как получает

оно раздельные типы информации из звеньев *A* и *B*. Поэтому, ввиду не сопряженности времен выпуска информации, а также различной стоимости комплектующих, в компоненте *C* может производиться неэквивалентное по стоимости резервирование информация, выходящая из участков *A* и *B*;

– недоставка отдельной информации, выпускаемой одним из компонентов *A* или *B*, может вызвать задержку с формированием комплекта хранения, стоимость которого выше стоимости первоначальной информации.

3. Пример процесса резервирования информации

Рассмотрим подробнее процесс резервирования информации, поступающей на хранение в компонент *D*. Предположим сначала, что между компонентами *A* и *B* с одной стороны, и компонентом хранения *D* – с другой, имеется еще один компонент *C*, в функцию которого входит и технологическая операция «формирование комплекта информации» (рис. 3). Будем считать, что стоимость, создаваемая в компоненте *C*, сравнительно мала.

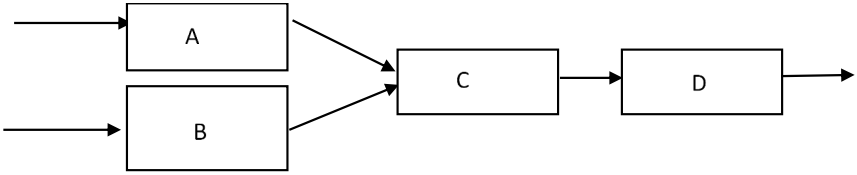


Рис. 3. Структурная схема резервирования информации

Поскольку компоненты-поставщики направляют свою информацию в компонент *C*, где происходит формирование комплектов информации. Для повышения надежности работы этого компонента и уменьшения потерь, связанных с несвоевременной поставкой информации компонентами *A* и *B*, в *C* создаются резервы соответствующих компонентов информации. Компонент *D*, получая в качестве исходного полуфабриката входящую информацию, создает определенный запас, позволяющий уменьшить потери от несвоевременной поставки ему информации компонентом *C* и связанной с этим нестабильности в его работе.

В исходной ситуации компонент *C* отсутствует как самостоятельный компонент. Компоненты *A* и *B* направляют исходную информацию непосредственно в компонент хранения *D*, совмещающий функции формирования комплектов и осуществления хранения. *B* нем при этом будут создаваться резервы комплектов, повышающие надежность работы компонента *D*. Резервы, поступающих из компонентов *A* и *B*, позволяющие формировать комплекты с минимальный потерями, вызванными отсутствием той или иной информации. В *C* создается определенные запасы информации, поставляемой компонентами *A* и *B*.

Для упрощения дальнейших рассуждений будем предполагать, что каждое из компонентов *A* и *B* выпускает только один вид информации, причем выход его осуществляется с одинаковой для разных компонентов интенсивностью.

4. Математическая модель алгоритма поиска

Введем в рассмотрение статистические характеристики процесса производства информации. Обозначим через $g(t)$ функцию удельной интенсивности выпуска: $g(t) = 1/V_0 * dv/dt = const$. При этом имеется в виду, что функция $g(t)$ определена лишь на том промежутке времени, когда осуществляется выход информации. Определим ряд функций распределения случайных величин $F_1(t), F_2(t), F_0(t)$ – доли плановых заданий по выпуску информации и формированию комплектов, выполненных компонентами *A*, *B*, *C* соответственно к моменту времени *t:* $R_1(t), R_2(t), R_0(t)$ – вероятности начала выхода информации и комплектов звеньями *A*, *B* и *C* к моменту *t*. Через $f_1(t), f_2(t), f_0(t), r_1(t), r_2(t)$ обозначим плотности распределения соответствующих случайных величин.

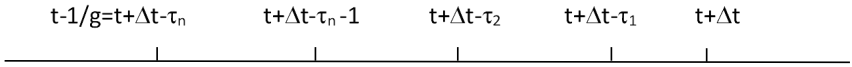
Следовательно, имеет место равенство

$$R_0(t) = R_1(t) * R_2(t) \tag{1}$$

После дифференцирования получаем

$$r_0(t) = r_1(t)R_2(t) + r_2(t)R_1(t) \tag{2}$$

Определим теперь вид функций $f_i(t), i = I + 3$. Для этого зафиксируем некоторый момент времени *t* и придадим ему приращение Δt. Доля планового задания, выполненная за промежуток времени Δt, составляет $F_i(t * \Delta t) - F_i(t)$. Очевидно, что если информация формируется на отрезке времени $[t, t * \Delta t]$, то процесс ее реализации начался не ранее $t - 1/g$ и не позднее $t + \Delta t$. Вычислим вероятность (p_i) того, что выход информации или комплектов (в зависимости от рассматриваемой функции F_i) осуществляется с момента *t* до $t + \Delta t$. Для этого разобьем отрезок $[t - 1/g; t + \Delta t]$ на ряд элементарных отрезков:



Искомую вероятность P_i можно вычислить по формуле:

$$P_i = \lim_{\max \Delta r \to 0} \sum_{k-1}^{n} r_i(t + \Delta t - \tau_k)\Delta\tau_k = \int_0^{\frac{1}{g}+\Delta t} r_i(t + \Delta t - \tau)d\tau$$

Таким образом, доля задания, выпущенная за промежуток Δt, составит: $F_i(t + \Delta t) - F_i(t) = g\Delta t P_i$. Теперь можно определить вид функции $f_i(t)$:

$$f_i(t) = \lim_{\Delta t \to 0} \frac{\Delta F}{\Delta t} = g\int_0^{\frac{1}{g}} r_i(t - \tau)d\tau$$

С учетом соотношения (2) получаем

$$f_0(t) = g\int_0^{1/g} r_0(t-\tau)d\tau = g\int_0^{1/g}\left[r_1(t-\tau)R_2(t-\tau) + r_2(t-\tau)R_1(t-\tau)\right]d\tau.$$

Интегрируя по частям:

$$\frac{f_0(t)}{g} = \int_0^{1/g} r_1(t-\tau)R_2(t-\tau)d\tau + \int_0^{1/g} r_2(t-\tau)R_1(t-\tau)d\tau =$$

$$= \int_{1/g}^{0} r_2(t-\tau)R_2(t-\tau)d(t-\tau) + \int_{1/g}^{0} r_2(t-\tau)R_1(t-\tau)d(t-\tau) =$$

$$= \int_{1/g}^{0} R_2(t-\tau)dR_1(t-\tau) + \int_{1/g}^{0} R_1(t-\tau)r_2(t-\tau)d(t-\tau) =$$

$$= R_2(t-\tau)R_1(t-\tau)\Big|_{1/g}^{0} \ldots \int_{1/g}^{0} R_1(t-\tau)r_2(t-\tau)d(t-\tau) +$$

$$+\int_{1/g}^{0} R_1(t-\tau)r_2(t-\tau)d(t-\tau) = R_1(t)R_2(t) - R_1(t-1/g)R_2(t-1/g)$$

Значит, среднее время запаздывания выхода информации относительно плановых сроков можно найти по формуле

$$\theta\int_{t_0}^{\infty}(t-t_0)\,f_0(t)dt$$

Другими словами, имеет место равенство

$$\theta = \int_{t_0}^{\infty}(t-t_0)\,f_0(t)dt = g\int_{10}^{\infty}(t-t_0)\int_0^{1/g}\left[r_1(t-\tau)R_2(t-\tau) + \right.$$

$$\left. + r_2(t-\tau)R_1(t-\tau)\right]d\tau dt = g\int_{t_0}^{\infty}(t-t_0)\left[R_1(t)R_2(t) - \right.$$

$$\left. - R_1(t-1/g)R_2(t-1/g)\right], \qquad (3)$$

где θ – время задержки формирования комплектов. Аналогично находим средние времена недопоставок информации компонентами *A* и *B*:

$$\theta_A = g\int_{t_0}^{\infty}(t-t_0)\int_0^{1/g} r_1(t-\tau)d\tau dt = g\int_{10}^{\infty}(t-t_0)\left[R_1(t) - R_1(t-1/g)\right]dt \qquad (3')$$

$$\theta_B = g\int_{t_0}^{\infty}(t-t_0)\int_0^{1/g} r_2(t-\tau)d\tau dt = g\int_{10}^{\infty}(t-t_0)\left[R_2(t) - R_2(t-1/g)\right]dt \qquad (3'')$$

Полученные для нахождения величин θ,θ_A,θ_B формулы имеют непосредственное отношение к нахождению штрафных коэффициентов, позволяющих определить ущерб от недопоставки информации компонентами *A* и *B* поскольку для компонента *C* исходной информацией являются сборочные комплекты, то совокупность компонентов *A* и *B* можно рассматривать как единое производство, занятое их выпуском. Применял результат, полученный в [2], имеем:

$$S_{01}\theta_{01} + S_{02}\theta_{02} = (S_{01} + S_{02} + Z_A + Z_B)\theta \quad (4)$$

Очевидно, штраф за несвоевременную поставку комплектов в звено *C* должен распределяться между компонентами *A* и *B*. В следствии этого выполняется балансовое соотношение

$$\beta(S_{01} + S_{02} + Z_A + Z_B)\theta - \beta_A(S_{01} + Z_A)\theta_A + \beta_B(S_{02} + Z_B)\theta_B \quad (5)$$

Через β,β_A,β_B здесь обозначены соответствующие штрафные коэффициенты.

Если величины θ_{01} и θ_{02} известны заранее, то штрафные коэффициенты β_A и β_B можно определить из равенств

$$\begin{cases} \beta_A(S_{01} + Z_A)\theta_A = \beta S_{01}\theta_{01} \\ \beta_B(S_{02} + Z_B)\theta_B = \beta S_{02}\theta_{02} \end{cases} \quad (6)$$

Найденные из решения системы (6) значения β_A и β_B будут, очевидно, удовлетворять соотношениям (4) и (5).

Выводы

Таким образом, для нахождения коэффициентов β_A и β_B необходимо знать средние времена задержек с поставками информации θ_A и θ_B и уметь вычислять соответствующие им затраты Z_A и Z_B. Можно предположить следующий алгоритм поиска этих величин.

1. На основе модельных экспериментов определяем, какой вид имеет функции плотности распределения случайных величин $r_1(t)$ и $r_2(t)$. Как правило, соответствующие случайные величины распределены по нормальному или близким к нему законам.

2. По выбранному из условия (4) значению θ находим совокупность пар вида (r_1, r_2), для каждой из которых выполнено соотношение (3).

3. Каждой паре вида (r_1, r_2) по формулам (3'), (3") сопоставляем пару вида $(\theta_A\theta_B)$.

4.Из совокупности пар вида $(\theta_A\theta_B)$ выбираем искомую пару $(\overline{\theta_A}\overline{\theta_B})$, для которой суммарные затраты $Z_A + Z_B$ на производство информации в компонентах *A* и *B* окажутся минимальными.

Серия проведенных численных экспериментов показала, что если стоимость информации компонента A выше стоимости информации, выпускаемых компонентом B, то в ряде важных случаев отношение величин β_A и β_B значительно больше единицы, но меньше величины, обратной к отношению стоимостей $S_{01} + Z_A$ и $S_{02} + Z_B$.

Библиографический список

1. Гусева Л.Л., Зайцева И.В. Методы резервирования механизмов защиты для повышения отказоустойчивости системы защиты информации // Информационное противодействие угрозам терроризма. 2010. №14. С. 102-106.

2. Зайцева И.В., Ермакова А.Н., Гайчук Д.В., Резеньков Д.Н., Шлаев Д.В. Исследование математической модели резервирования информационной системы // Инженерный вестник Дона. 2017. № 1(44). С. 29.

3. Малафеев О.А., Линейная алгебра с приложениями к моделированию коррупционных систем и процессов / Н.Н. Сотникова, И.В Зайцева, Ю.А. Пичугин, К.И. Костюков, Г.М. Хитров. Ставрополь, 2016. 216 с.

4. Malafeyev O.A., Neverova E.G., Nemnyugin S.A., Alferov G.V. Multi-criteria model of laser radiation control. / 2nd International Conference on Emission Electronics (ICEE) Selected papers. Proceedings Edited by: N. V. Egorov, D. A. Ovsyannikov, E. I. Veremey. 2014. Pp. 33-37.

5. Kolokoltsov V.N., Malafeyev O.A. Understanding game theory: introduction to the analysis of many agent systems with competition and cooperation. 2010. 286 p.

6. Malafeyev O.A., Nemnyugin S.A., Alferov G.V. Charged particles beam focusing with uncontrollable changing parameters / 2nd International Conference on Emission Electronics (ICEE) Selected papers. Proceedings Edited by: N. V. Egorov, D. A. Ovsyannikov, E. I. Veremey. 2014. Pp. 25-27.

7. Malafeyev O., Alferov G., Andreyeva M. Group strategy of robots in game-theoretic model of interception with incomplete information / International Conference on Mechanics − Seventh Polyakhov's Reading, 2015. Pp. 710-751.

УДК 629.735.33

Н.В. Зеулин*, магистр
В.А. Давыдов**, кандидат технических наук, доцент
И.А. Пастушок*, кандидат технических наук, старший преподаватель
А.М. Тюрликов*, доктор технических наук, профессор
* Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения
**Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики»

ОБ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ВЫЧЕТНЫХ КОДОВ В МОДУЛЬНОЙ МЕТРИКЕ ДЛЯ ИСПРАВЛЕНИЯ ОШИБОК В КАНАЛЕ С АБГШ ПРИ МОДУЛЯЦИИ 1024-КАМ

Рассмотрено сравнение вычетного кода, исправляющего ошибки в модульной метрике, с кодом БЧХ, исправляющим ошибки в метрике Хэмминга. Конструкция кодов, исправляющих ошибки в модульной метрике, обладает большей скоростью по сравнению с аналогичной конструкцией в метрике Хэмминга с ростом мощности входного алфавита канала. Переход от кода БЧХ к вычетному коду той же мощности позволяет уменьшить вероятность ошибки декодирования. Также представлен способ выбора оптимального размера зоны стирания для минимизации вероятности ошибки декодирования.

Ключевые слова: теория кодирования, модульная метрика, вычетный код, код БЧХ.

N.V. Zeulin*, student
V.A. Davydov**, PhD, Associate Professor
I.A. Pastushok*, PhD, Senior Lecturer
A.M. Turlikov*, PhD, Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation
**National Research University Higher School of Economics

ON USAGE OF REMAINDER CODES IN MODULAR METRICS FOR ERROR CORRECTION IN AWGN CHANNEL WITH MODULATION 1024-QAM

The article describes comparison of remainder code in modular metrics and BCH code in Hamming metrics. Code in modular metrics has greater rate than similar code in Hamming metrics for large power of input alphabet. Using of remainder code decreases decoding error rate compared to BCH code with the same power. Also, the way to choose optimal erasure zone for minimizing decoding error probability is proposed.

Keywords: coding theory, modular metrics, remainder code, BCH code.

Введение

В данной работе было выполнено сравнение исправления ошибок с использованием вычетного кода в модульной метрике и кода БЧХ в метрике Хэмминга в канале с АБГШ при большом размере сигнального созвездия. В настоящее время исследование кодов, исправляющих ошибки в модульной метрике,

не является обширным, и сводится к доказательству существования совершенных кодов или их отсутствия [1]. Такой низкий интерес к кодам в модульной метрике может быть связан с тем фактом, что не существует канала, согласующегося с модульной метрикой [2]. Однако, несмотря на то, что метрика Хэмминга согласована только с двоичным симметричным каналом (ДСК), наиболее известные коды исправляют ошибки именно в ней.

Вычетный код, предложенный в [3], позволяет исправлять ошибки в модульной метрике. Как будет показано далее, такой код обладает большей мощностью по сравнению с аналогичным кодом, исправляющим ошибки в метрике Хэмминга. Способ декодирования вычетного кода при использовании квантования на 2^z уровней описан в [4]. Сравнение вычетного кода с кодом БЧХ в двоичном канале с аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ) и квантованным выходом было выполнено в [5].

Вычетный код

Пусть $\bar{\mathbf{u}} = \{u_1, u_2, ..., u_n \mid u_i \in \mathbb{Z}\}$, $\bar{\mathbf{v}} = \{v_1, v_2, ..., v_n \mid v_i \in \mathbb{Z}\}$. Определим расстояние между векторами $\bar{\mathbf{u}}$ и $\bar{\mathbf{v}}$ в модульной метрике как $d_m(\bar{\mathbf{u}}, \bar{\mathbf{v}}) = \sum_{i=1}^{n} |u_i - v_i|$ и вес в модульной метрике как $w_M(\bar{\mathbf{u}}) = \sum_{i=1}^{n} |u_i|$. Если $d_M(\bar{\mathbf{u}}, \bar{\mathbf{v}}) = t$, тогда будем говорить, что вектор $\bar{\mathbf{u}}$ был получен из вектора $\bar{\mathbf{v}}$ путем наложения t ошибок. Введем отношение порядка $\bar{\mathbf{u}} \gg \bar{\mathbf{v}} \equiv \{u_i \geq v_i \mid i = \overline{1,n}\}$. Если $d_M(\bar{\mathbf{u}}, \bar{\mathbf{v}}) = t$ и $\bar{\mathbf{u}} \gg \bar{\mathbf{v}}$, тогда будем говорить, что вектор $\bar{\mathbf{u}}$ был получен из вектора $\bar{\mathbf{v}}$ путем наложения t однонаправленных увеличивающих ошибок. Если $d_M(\bar{\mathbf{u}}, \bar{\mathbf{v}}) = t$ и $\bar{\mathbf{v}} \gg \bar{\mathbf{u}}$, тогда будем говорить, что вектор $\bar{\mathbf{u}}$ был получен из вектора $\bar{\mathbf{v}}$ путем наложения t однонаправленных уменьшающих ошибок.

Пусть $\mathbb{F}[x]$ – кольцо полиномов от переменной x над полем GF(2). Определим множество $A = \{\alpha_1, \alpha_2, ..., \alpha_n \mid \alpha_i \in GF(2^m)\}$. Будем называть элементы множества A локаторами информационных позиций. Определим отображение $\mathcal{F}(\bar{\mathbf{u}})$ вектора $\bar{\mathbf{u}}$ в локаторный полином $u(x)$ как

$$\mathcal{F}(\bar{\mathbf{u}}) \equiv u(x) = \prod_{i=1}^{n} (1 - x\alpha_i^{-1})^{u_i}. \qquad (1)$$

Определение 1 [2]. Вычетным кодом, или мультикодом, называется множество векторов $C = \{\bar{\mathbf{c}} \in Q^n : \mathcal{F}(\bar{\mathbf{c}}_i) \equiv \mathrm{c}_i(x) = \mathrm{s}(x) \bmod x^{t+1}\}$, где $s(x) \in \mathbb{F}_2[x] / x^{t+1}$ – полином степени не больше, чем t.

Теорема 1 [2]. Вычетный код $\mathcal{C}$ исправляет не менее t однонаправленных ошибок в модульной метрике.

Теорема 2 [2]. Вычетный код $\mathcal{B} = \{\bar{\mathbf{c}} \in \mathcal{C} : w_M(\bar{\mathbf{c}}) = \sigma \ mod\ (2t+1)\}$ исправляет не менее t ошибок в модульной метрике.

Теорема 3 [3]. Вычетны код

$$\mathcal{C}^* = \{\bar{\mathbf{u}} \in Q^n : \mathcal{F}(\bar{\mathbf{u}}) = s(x)^{2^z} \bmod x^{2^z(t+1)}\},\ s(x)^{2^z} \in \mathbb{F}_2[x] / x^{2^z(t+1)},$$

$\deg(\mathrm{s}(x)^{2^z}) \le 2^z t + 2^z - 1$ исправляет не менее $2^z t + 2^z - 1$ однонаправленных ошибок в модульной метрике.

Теорема 4 [3]. Вычетный код $\mathcal{B}^* = \{\bar{\mathbf{c}} \in \mathcal{C}^* : w_M(\bar{\mathrm{c}}) = \sigma \bmod (2t+1)\}$ исправляет не менее ошибок в модульной метрике.

Если на приемной стороне используется квантование на 2^z уровней, вычетный код $\mathcal{C}^*$ может быть получен из $\mathcal{C}$ как $\mathcal{C}^* = \{2^z \bar{\mathbf{c}} \mid \bar{\mathbf{c}} \in \mathcal{C}\}$.

Сравним мощностную оценку кода в метрике Хэмминга с $d_H = 2t+1$ с мощностной оценкой кода в модульной метрике с $d_M = 2t+1$. Пусть для передачи кодового слова используется N сигнальных точек из сигнального созвездия мощности Q, каждая из которых описывается двоичным вектором длины m. Тогда существует код БЧХ C_H длины mN, нижняя граница мощности которого может быть записана как

$$|C_H| \ge \frac{2^{mN}}{(mN+1)^t}. \tag{2}$$

Для кода, исправляющего ошибки в модульной метрике, каждая сигнальная точка будет представлена парой символов $(q_x, q_y) \in \{0,...,q-1\}^2\sqrt{2}$, где $q = \sqrt{Q} = 2^{m/2}$ – размер входного алфавита, q_x - номер сигнальной точки по оси x и q_y – номер сигнальной точки по оси y. Представление сигнальной точки в виде такой пары будем называть модульным представлением сигнальной точки. Тогда кодовое слово кода в модульной метрике C_M имеет длину $2N$, и его мощность оценивается снизу как

$$|C_M| \ge \frac{2^{2(m/2)N}}{(2t+1)(2N+1)^t} = \frac{q^{2N}}{(2t+1)(2N+1)^t}. \tag{3}$$

Разделив (3) на (2), получим

$$\frac{|C_M|}{|C_H|} = \frac{2^{2(m/2)N}}{(2t+1)(2N+1)^t} \cdot \frac{(mN+1)^t}{2^{mN-1}} \sim \frac{2^{m/2}}{(t+0.5)} = \frac{\sqrt{Q}}{(t+0.5)}. \tag{4}$$

Из (4) следует, что с ростом размера сигнального созвездия число слов кода в модульной метрике больше числа слов кода в метрике Хэмминга.

Модель канала

Рассмотрим канал с q-ным входом и q-ным выходом. Для передачи сообщений используется квадратурная амплитудная модуляция (КАМ) размерности Q. Пусть $q = \sqrt{Q}$. На вход модулятора подается двоичная последовательность $\bar{\mathrm{m}} \in 2^n$. При передаче слов кода БЧХ используется модуляционный код Грея, при передаче слов вычетного кода используется бинарный код, в q-ичной записи совпадающий с модульным представлением. Сигнальный вектор $\bar{\mathrm{x}}$ передается по каналу с АБГШ, и на входе демодулятора может быть представлен

как $\bar{y} = \bar{x} + \bar{n}$, $\bar{\mathbf{n}} \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2)$. В результате демодуляции в случае передачи слова кода БЧХ на выход подается двоичная последовательность $\hat{m} \in 2^n$ с удаленными символами для добора длины, кратной $\log_2 q$, и q-ичная последовательность в случае передачи слова вычетного кода.

Введем зону стирания размера 2α при демодуляции принятого сигнала. В случае передачи слова вычетного кода получим канал с q-ным входом и $2q$-ным выходом и алфавитом $\{0,...,2(q-1)\}$. Так, при попадании символа в решающую область сигнальной точки каждый из символов пары (q_x, q_y) имеет четный вес в модульной метрике, и при попадании в зону стирания один или каждый из символов пары имеет нечетный вес в модульной метрике. Величина α может быть найдена решением задачи минимизации вероятности ошибки декодирования P_e:

$$\alpha = \arg \min_{0 \le \alpha \le \Delta/2} P_e \,, \tag{5}$$

где Δ – расстояние между соседними сигнальными точками в сигнальном созвездии КАМ. Для кода, исправляющего не менее t ошибок в метрике Хэмминга, аналогичная задача может быть записана как

$$\alpha = \arg \min_{0 \le \alpha \le \Delta/2} \Pr\left\{ \left\lfloor \frac{d_{\min} - s - 1}{2} \right\rfloor > t \right\}, \tag{6}$$

где s – количество стираний.

Дадим верхнюю оценку вероятности ошибки декодирования кода в модульной метрике, исправляющего не менее t ошибок в модульной метрике. Пусть передается сигнальная точка, соответствующая началу системы координат на сигнальной плоскости. Вероятность ошибки веса i в модульной метрике по одной из компонент (q_x, q_y) равна

$$P_e(i) = \Pr\{X = i\} = \begin{cases} 2 \int\limits_{-\Delta/2 + \frac{i}{2}\Delta + \alpha}^{\Delta/2 + i\Delta - \alpha} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} dx, & i - \text{четное}, \\ 2 \int\limits_{\Delta/2 + \frac{i-1}{2}\Delta - \alpha}^{\Delta/2 + \frac{i-1}{2}\Delta + \alpha} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} dx, & i - \text{нечетное, и} \end{cases} \tag{7}$$

$$P_e(i) = \Pr\{X = i\} = \begin{cases} 2\left(\int\limits_{-\Delta/2 + \frac{i}{2}\Delta + \alpha}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} dx \right), & i = q/2, \\ \int\limits_{-\Delta/2 + \alpha}^{\Delta/2 - \alpha} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} dx, & i = 0. \end{cases}$$

Вероятность того, что на кодовом слове длины n произойдет более t ошибок, и, соответственно, вероятность ошибки декодирования, оценивается сверху как

$$P_e = 1 - P_c \le 1 - \sum_{i_e=0}^{t/e} \sum_{i_{e-1}=0}^{(et-ei_e)/(e-1)} \cdots \sum_{i_1=0}^{et-\sum_{j=2}^{e} ji_j} P_e(0)^{n-\sum_{j=1}^{e} i_j} \prod_{j=1}^{e} C_{n-\sum_{k=j+1}^{e} i_k}^{i_j} P_e(j)^{i_j}, \qquad (8)$$

где $e = q/2$ – максимальное число ошибок.

Численные результаты

Путем имитационного моделирования с 10^6 итерациями была получена оценка вероятности ошибки декодирования вычетного кода $\mathcal{B}(15,5,9)$ и кода БЧХ(15,5,7). Минимальное расстояние кода $\mathcal{B}(15,5,9)$ равно 16, минимальное расстояние кода БЧХ(15,5,7) совпадает с конструктивным. Передача кодовых слов проводилась по каналу с АБГШ с использованием модуляции 1024-КАМ и модуляционного кода Грея в случае передачи слова кода БЧХ, или модульного представления в случае передачи слова вычетного кода.

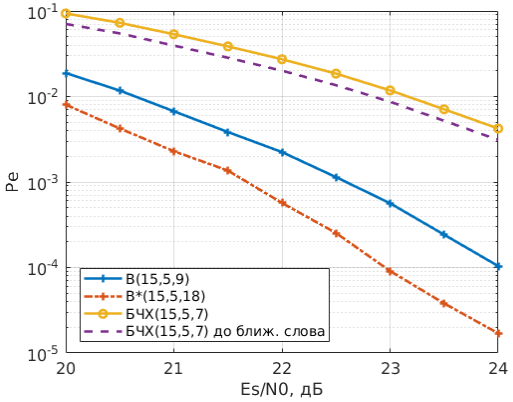


Рис. 1. Вероятность ошибки декодирования

На рис. 1 видно, что переход к вычетному коду позволяет выиграть порядка 3дБ при Pe=10^{-2}. Размер зоны стирания был выбран путем решения оптимизационной задачи (5) и (6). Вероятность ошибки декодирования используемого кода БЧХ на заданном интервале ОСШ минимальна при отсутствии зоны стирания. Введение зоны стирания для вычетного кода позволяет существенно уменьшить вероятность ошибки декодирования вычетного кода. Используемое при моделировании количество итераций не позволяет оценить вероятность ошибки декодирования вычетного кода до ближайшего кодового слова в модульной метрике.

Заключение

В результате работы было получено сравнение вероятности ошибки декодирования вычетного кода и кода БЧХ. Конструкция вычетного кода обладает большей скоростью по сравнению с конструкцией кода БЧХ при большом размере входного алфавита. Переход к вычетному коду при использовании больших сигнальных созвездий позволяет уменьшить вероятность ошибки декодирования. Использование зоны стирания позволяет значительно уменьшить вероятность ошибки декодирования.

Библиографический список

1. Etzion T. Product constructions for perfect Lee codes // IEEE Transactions on Information Theory. 2011. T. 57. No. 11. C. 7473-7481.

2. Firer M., Walker J. L. Matched metrics and channels// IEEE Transactions on Information Theory. 2016. T. 62. No. 3. C. 1150-1156.

3. Давыдов В.А. Коды, исправляющие ошибки в модульной метрике, метрике Ли и ошибки оператора // Проблемы передачи информации/ 1993. Т. 29. Вып. 3. С. 10-20.

4. Давыдов В.А. О применении модульной метрики к решению задачи декодирования по минимуму евклидового расстояния // Проблемы передачи информации (принято к публикации).

5. Зеулин Н.В. Об использовании модульной метрики для декодирования в канале с АБГШ с двоичным входом и троичным выходом// Сборник работ SEIM'19 (принято к публикации).

УДК 004.728.3.057.4

М.С. Ильдеряков*, студент
Н.В. Степанов*, студент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ LPWAN СЕТИ

В данной работе предложена методика проведения экспериментов на малом числе устройств для оценки систем с большим числом устройств. Представлен программный комплекс для оценки функционирования сетей LPWAN (*Long Range Wide-Area Networks*, LoRaWAN). Показан пример работы данного программного комплекса применительно к сети LoRaWAN для оценки вероятности доставки сообщений от числа устройств к базовой станции при реализации данной методики. Данная методика может быть использован для оценки эффективности и других LPWAN сетей.

Ключевые слова: программный комплекс; LPWAN; Packet delivery ratio.

M.S. Ilderyakov*, student
N.V. Stepanov*, student
*Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ASSESING PROBABILITY MESSEGE DELIVERY IN LORAWAN NETWORKS

In this paper, the proposed methodology for conducting experiments on a small number of devices for evaluating systems with a large number of devices. A software package for assessing the performance of LPWAN (Long Range Wide Area Networks, LoRaWAN) networks is presented. An example of the operation of this software system as applied to the LoRaWAN network for estimating the probability of message delivery from a number of devices to a base station when implementing this technique is shown. This technique can be used to evaluate the performance of other LPWAN networks.

Keywords: software package;LPWANPacket delivery ratio.

Введение

В течение последних лет возрастает востребованность технологии LoRaWAN3, которая в свою очередь имеет ряд преимуществ перед другими аналогичными технологиями. Однако следует обратить внимание на тот факт, что технология LoRa достаточно молода и не до конца исследована. В частности, следует отметить, что наиболее актуальным является вопрос взаимодействия большого количества передающих устройств. Именно этой проблеме и посвящена данная работа.

Исследование взаимодействия большого количества передающих устройств LoRa (Long Range) 2 несомненно, имеет большое значение для дальнейшего развития технологии. В частности, существенным параметром в данном вопросе является вероятность успешной доставки пакета, передаваемого устройством. Для оценки данного параметра неоспоримое значение имеют экспериментальные данные. Суть эксперимента заключается в одновременном включении разного количества устройств (для каждого эксперимента), передающих пакеты с одинаковым интервалом времени. На базовой станции ведутся логфайлы, в которых фиксируется информация о количестве как полученных, так и пропущенных пакетов (пакеты нумеруются по порядку, соответственно если пакет пропущен, то это можно отследить по значению счетчика). Оценка вероятности для каждого эксперимента, очевидно, оценивается достаточно просто — достаточно разделить количество доставленных пакетов на количество отправленных.

Обоснование использования модели

Во многих работах анализа масштабируемости сети LoRaWAN, где оценивается вероятность успешной доставки. Рассматривается типовой сценарий с большим число устройств (Например, Np. =10000), большим периодом передачи сообщения (Например, Tp.=10 мин) и короткими пакетами (Например, tp.=41.22 млс. (10 байт) 4). Провести экспериментальное исследование при таком количестве устройств не представляется возможным. Однако следует выполнить следующее условие:

$$T_{э.}\, N_{э.}\, \lambda_{э.} \approx T_{р.}\, N_{р.}\, \lambda_{р.},$$

где λp=1/tp. – интенсивность входного потока для типового сценария; Tp., Np., и λp.=1/tэ. – период, число устройств и интенсивность входного потока соответственно; tэ. – длительность длинного пакета, заданное из условия проведения эксперимента (Например, 118.02 млс. (64 байт) 4),

Имитируя большое число перекрытий сообщений в типовом сценарии, соотношение одного устройства в экспериментальной системе к числу устройств в типовой системе порядка 4:1000. Данные сценарии некоторыми теоретическими формулами. Если рассмотреть модель системы, когда при любом наложении пакетов сообщения не доставляются, то получим вероятность успешной доставки (1).

$$Pr\{T = 2t_{\text{сообщ.}}\} = e^{-\lambda N 2t}, \quad (1)$$

где T – перекрытие сообщений, при котором сообщение не распознаётся; λ – интенсивность входного потока; N – число устройств; t – длительность пакета.

В ситуации, когда сообщения не будут распознаны при полном наложении сообщений, вероятность успешной доставки определяется теоретической формулой (2).

$$Pr\{T = 2t_{\text{сообщ.}}\} = e^{-\lambda N t}. \quad (2)$$

Данные вероятности представлены на рис. 1 в качестве верхней и нижней границы средней вероятности доставки сообщений.

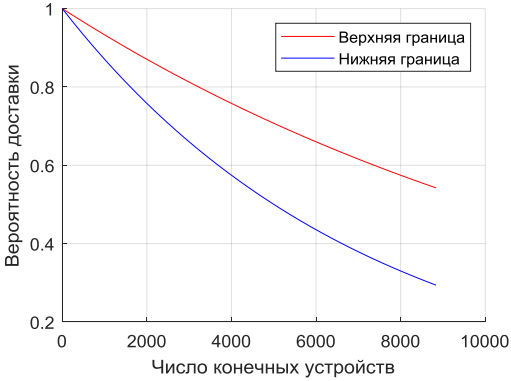


Рис. 1. Теоретические расчеты для типового сценария

Описание программного комплекса

Специально для оценки вероятности успешной доставки была разработана программа, позволяющая экспериментально оценить данный параметр. Программа управляет ходом эксперимента. На вход программы подается перечень устройств, участвующих в эксперименте. Далее программа поочередно перебирает устройства, предлагая оператору включить устройство с тем или иным номером. На каждой итерации включается только одно устройство, после включения оператор подает сигнал в программу о том, что устройство было включено. После того как все устройства были включены (если оператор случайно не включил устройство или устройство по какой-то причине не отвечает это будет зафиксировано в выходном файле программы) начинает непосредственно эксперимент. В течение определенного времени (время задается в качестве входного параметра) устройства передают пакеты на базовую станцию, где вся информация пишется в лог-файлы. На отдельном компьютере в течение всего эксперимента должен быть запущен LoRaWAN 3 сервер, который имеет доступ к лог-файлам базовой станции. После окончания времени, отведенного на эксперимент, программа начинает сбор и обработку данных. Посредством API сервера программа по протоколу web socket отправляет на сервер json запрос по каждому устройству. Запрос отправляется с учетом выборки по времени от начала и до конца эксперимента. Ответ сервера по каждому устройству проходит парсинг — лишняя информация отрезается, остальные данные проходят обработку и приводятся в вид удобный для последующей работы с выходным файлом программы. В ответе сервера по каждому устройству имеется счетчик пакетов. Поскольку пакеты нумеруются последовательно, данный параметр позволяет с легкостью оценить, сколько пакетов было доставлено, а сколько пропущено. Также привязка по времени и интервал, через который отправляются пакеты, позволяет без труда вычислить, сколько всего пакетов должно было быть отправлено в течение эксперимента. Все данные прошедшие обработку пишутся в выходной файл. Файл имеет следующий формат — каждая

строка имеет три значения: id устройства, количество доставленных пакетов и количество пропущенных пакетов.

После того как эксперимент завершен оператору предлагается, выключить устройства по определенному алгоритму. Сначала выключаются устройства, которые отвечали в течение всего эксперимента, затем устройства, которые стали отвечать в после проведения эксперимента и наконец, устройства, которые не отвечали в течение всего времени работы программы. Такой порядок выключения позволяет оценить, какие устройства были неисправны или не включены по ошибке оператора.

Алгоритм работы программы

Далее алгоритм работы программы будет рассмотрен более детально. Условно программу можно разделить на три составные части: часть, отвечающая за сам эксперимент, клиентская часть и часть отвечающая за парсинг ответов с сервера. Для работы этой части необходимо составить две таблицы в формате xls. Первая таблица перечисляет все имеющиеся устройства и ставит в соответствие id каждого устройства с его EUI. Это упрощает работу оператора, поскольку id устройства гораздо легче для восприятия. ID представляет собой номер устройства, где через нижнее подчеркивание указан его spreading factor. EUI- идентификатор используется для запросов на сервер. Во второй таблице достаточно просто перечислить id устройств, задействованных в текущем эксперименте. Порядок не имеет значения. Устройства из таблицы задающей ход эксперимента будут браться поочередно, таким образом можно при надобности задавать последовательность включения устройств. Когда программа берет очередное устройство из таблицы, она сопоставляет его id с EUI и сохраняет данное значение в памяти. В итоге после включения всех устройств в памяти хранится матрица 2 на N, где N — число устройств. После того как матрица сформирована фиксируется время начала эксперимента и вычисляется время его окончания. Затем программа ожидает пока время, отведенное на эксперимент, не истечет. По истечении этого срока программа проходит по строкам матрицы. Формируя запрос на сервер для каждого устройства, участвующего в текущем эксперименте. Запрос имеет следующие ключевые параметры: EUI устройства, время начала и время окончания эксперимента. Подобный запрос позволяет получить выборку в нужном интервале времени. Ответ, полученный от сервера, передается в часть программы, отвечающей за парсинг. После обработки ответа с сервера результаты по каждому устройству пишутся в выходной файл программы. Также есть второй файл, имеющий вспомогательное значение, в нем фиксируется время отправки каждого пакета для конкретного устройства. Этот файл для получения дополнительной информации, в случае возникновения неоднозначных результатов эксперимента. По завершению последней итерации, эксперимент можно считать завершенным.

Далее производится оценка приоритетов выключения устройств. Для этого по уже имеющемуся файлу с результатами проведения эксперимента составляется список устройств с высоким приоритетом (устройства, отвечающие в течение эксперимента). Далее оператору предлагается поочередно выключать устройства из данного списка, если при этом какое-то из устройств до этого

момента молчавшее начинает отвечать, то это устройство заносится во второй список с более низким приоритетом. После того как будут перебраны все устройства из первого списка программа просит оператора поочередно отключать устройства из второго списка, если после отключения какого-то из устройств, программа фиксирует ответ другого, ранее не отвечавшего, то последние также заносится в данный список. Когда во втором списке не остается ни одного устройства, оператору предлагается поочередно отключить оставшиеся устройства. В случае если по ходу вышеописанного алгоритма какие-то устройства до этого молчавшие начинают отвечать, то эта информация дописывается в конец результирующего файла с пометкой: «после отключения устройства с номером id-устройства были получены ответы от следующих устройств: (далее идет перечисление соответствующих устройств)».

Клиентская часть программы является ключевым звеном, посредством которого происходит взаимодействие с сервером LoRAWAN 1. API сервера принимает запросы в формате json (ключ: значение). Сначала программа устанавливает соединение с сервером, если по каким-то причинам соединение не может быть установлено, то программа информирует об этом оператора, указывая на отсутствие связи с сервером и причину по которой она не была установлена. Когда соединение установлено, производится авторизация пользователя на сервере, для этого требуется указать такие данные как: адрес сервера, логин пользователя и его пароль. Если соединение было успешно, то установлено и авторизация прошла успешно формируется json-запрос к серверу, содержание которого продиктовано целью реализуемой задачи, а именно получить информацию по каждому устройству за определенный промежуток времени. Получив ответ от сервера, клиентская часть программы перенаправляет его на последующую за этим обработку.

Перейдем к описанию части программы, отвечающей за парсинг ответов с сервера, а также обработки полученных данных. Ответ с сервера также приходит в json формате и содержит избыточные данные. Поэтому для отсечения лишней информации каждый ответ требует разбора, обработки и перевода данных в надлежащий вид, для удобства работы с ними. Ответ с сервера имеет следующий вид: имя опрошенного устройства и информацию по каждому пакету за указанный в запросе интервал времени. Информация о каждом пакете в свою очередь содержит время его отправки, само сообщение, номер пакета (является очень важным параметром для работы данной программы) а также ряд других сведений, не имеющих значения для рассматриваемой задачи. При разборе каждого ответа из него извлекаются такие значения как: id устройства, временная метка и значение счетчика пакетов. Все параметры сохраняются программой в памяти в виде списка. Временная метка и значение счетчика пакетов записываются индивидуально для каждого принятого пакета. Поскольку временная метка имеет изначально неудобный для восприятия формат (количество миллисекунд от начала эпохи UNIX (полночь 31декабря 1969 года)) она переводится в привычный формат — время/дата.

Обработка информации

После того как все нужные данные сохранены в памяти, производится обработка информации. Данный алгоритм выглядит следующим образом: про-

грамма перебирает все значения счетчика пакетов, если же на какой-то итерации обнаруживается, что текущее значение счетчика отличается от предыдущего более чем на единицу, то значение пропущенных пакетов увеличивается на разницу между значением счетчика на текущей итерации и его же значением на предыдущей. Таким образом, на выходе алгоритма можно получить количество пропущенных пакетов. Количество же успешно доставленных пакетов, рассчитывается следующим образом: так как ответ сервера для каждого устройства содержит информацию по всем доставленным пакетам и не имеет в прямом виде информации о пропущенных пакетах (за исключением их нумерации), то для оценки данного значения достаточно посчитать о скольких пакетах имеется информация в ответе сервера, это и будет количеством доставленных пакетов. После того как количества полученных и пропущенных пакетов завершена, информация пишется в выходной файл.

В исходном виде результирующий файл выглядит следующим образом: сначала идет информация, непосредственно относящаяся к текущему эксперименту, а именно перечень всех устройств с количество доставленных и пропущенных пакетов для каждого, далее идет информация о том, ответили ли какие-либо устройства после отключения других.

Результаты проведения эксперимента

Было проведено некоторое количество экспериментов с заданным числом устройств. Для разных экспериментов было использовано 7, 14, 22, 31 и 36 устройств, которые в типовом сценарии соответствуют 1718, 3436, 5399, 7607 и 8835 соответственно. Результаты продемонстрированы на рис. 2. Квадратными маркерами обозначены сами опыты с заданным числом устройств. Чёрная линия отражает средний результат вероятности успешной доставки для проведённых экспериментов.

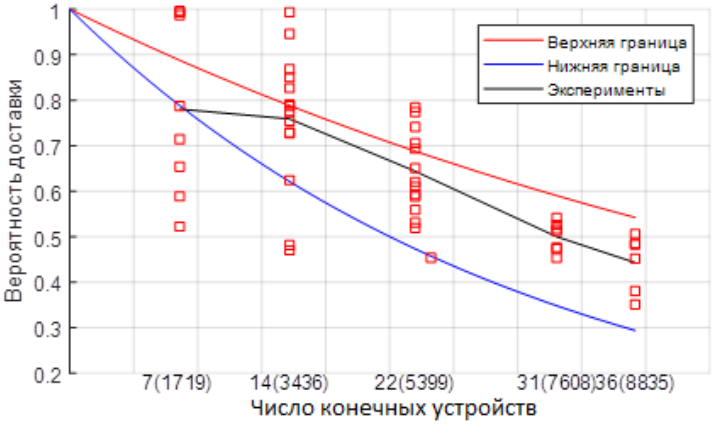


Рис. 2 Результаты, полученные с помощью программного комплекса

Заключение

Предложена методика, позволяющая с использованием нескольких десятков устройств экспериментально оценивать вероятность успешной доставки сообщений в системе LoRaWAN для типовой системы, содержащей несколько тысяч устройств.

Описан программный комплекс, управляющий ходом эксперимента, реализующий данную методику.

Работа данного программного комплекса продемонстрирована на сценарии, когда все устройства находятся в одинаковых радио-условиях и используют для передачи SF7.

Данный программный комплекс может быть использован для оценки вероятности успешной доставки и для других сценариев.

Благодарности

Работа выполнена в рамках инициативного научного проекта № 8.8540.2017 / 8.9 «Разработка алгоритмов передачи данных в системах IoT с учетом ограничений на сложность устройств». Авторы благодарят организацию «AURORA Mobile Technologies» (ООО «Лаборатория Интернета Вещей») за предоставленное оборудование и содействие в исследовании и лично директору по развитию бизнеса Гусеву Олегу Валерьевичу.

Библиографический список

1. «Limitations». The Things Network. 2019-02-18. Retrieved 2019-02-18.

2. «What is LoRa and how does it work?» *enterpriseiotinsights.com*. Retrieved 2019-02-09.

3. Ram, Prashant (2018-08-07). «LPWAN, LoRa, LoRaWAN and the Internet of Things». Coinmonks. Retrieved 2019-02-09.

4. LoRa калькулятор. URL: https://www.loratools.nl/#/airtime Available at: https://www.sigfox.com/en (дата обращения: 20.05.2018).

5. Оборудование LoRa. URL: http://www.auroramobile.ru/product_855.html (дата обращения: 30.03.2019).

6. Оборудование LoRa. URL: http://iotvega.com/product/si11 (дата обращения: 30.03.2019).

УДК 621.391

Д.В. Ильина*,* старший преподаватель
А.А. Овчинников*,* кандидат технических наук, заведующий кафедрой
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

О МНОГОПОРОГОВОМ ДЕКОДИРОВАНИИ КОДОВ С МАЛОЙ ПЛОТНОСТЬЮ ПРОВЕРОК НА ЧЕТНОСТЬ

Рассматривается декодирование кодов с малой плотностью проверок на четность с помощью алгоритма инвертирования бит. Описывается многопороговый декодер, основанный на алгоритме инвертирования бит, использующий динамическое изменение порогов в процессе итераций декодирования, а также предлагается простейшая эмпирическая методика вычисления этих порогов. Приводятся результаты моделирования в канале с аддитивным белым гауссовым шумом и демодуляцией с жестким решением.

Ключевые слова: LDPC-коды, алгоритм инвертирования бит, многопороговое декодирование

D.V.Ilina*,* Senior Lecturer
A.A. Ovchinnikov*,* PhD, Head of department
*St. Petersburg State University Aerospace Instrumentation

ABOUTH MULTI-THRESHOLD DECODING OF LOW-DENSITY PARITY-CHECK CODES

Decoding of low-density parity-check codes with bit-flip algorithm is considered. The multi-threshold decoder based on the bit inversion algorithm is described using dynamically changed threshold during the decoding iterations, as well as the simplest empirical method is proposed for thresholds calculation. Simulation results in Gaussian channel with hard decision demodulation are given.

Keywords: low-density parity-check codes, bit-flip algorithm, multi-threshold decoding

Введение

Коды с малой плотностью проверок на четность (LDPC- коды, low-density parity-check code) были предложены Р. Галлагером в 1962 году [1] и позднее стали темой исследования многих научных работ [2-4]. Но несмотря на это, LDPC-коды были не востребованы достаточно долгое время из-за сложности реализации алгоритмов для кодов длиной порядка нескольких тысяч бит, что является типичным для LDPC кодов. В последние 20 лет низкоплотностные коды нашли свое применение в системах цифрового телерадиовещания, в телекоммуникационных стандартах, стандартах спутниковой связи. Это связано с тем, что для кодов с малой плотностью проверок на четность характерно обеспечение экспоненциального убывания вероятности ошибки с увеличением длины кода при логарифмическом росте числа операций, необходимых для де-

кодирования одного символа кодового слова. Это приводит к тому, что коды с малой плотностью проверок на четность используются как в беспроводных каналах связи, где передача идет в областях сравнительно низких отношений сигнал/шум, так и в проводных оптических каналах [5-7], где наряду с требованиями обеспечить чрезвычайно низкие вероятности ошибки (не превышающие 10^{-15} на информационный бит) необходимо использовать крайне быстрые процедуры кодирования и декодирования, т.к. скорости передачи в таких каналах могут достигать 400 Гбит/с и выше. При исследовании данных кодов были предложены различные циклические или квазициклические конструкции LDPC-кодов, что позволило проводить не только быстрое декодирование, но и предложить эффективные алгоритмы декодирования.

Однако наилучшие с точки зрения вероятности ошибки методы декодирования в реальных современных системах связи зачастую не удовлетворяют высоким требованиям по вычислительной эффективности, а простейшие в реализации декодеры значительно проигрывают по вероятности ошибки, что ставит задачу исследования компромиссных декодеров с крайне малой сложностью реализации, но не с катастрофической потерей вероятности ошибки.

LDPC-коды

Коды с малой плотностью проверок на четность задаются проверочной матрицей **H**, в которой содержится малое количество единиц (в данной работе будут рассматриваться только двоичные коды). В частности, если условно обозначить (n, γ, ρ)-код как линейный код длиной *n*, то тогда соответственно γ и ρ будут означать количество ненулевых позиций, которые содержат каждый столбец и каждая строка проверочной матрицы соответственно. На практике величины *n* обычно довольно велики и составляют тысячи, иногда десятки тысяч, однако вес строк и столбцов проверочной матрицы остается довольно малым, обычно в пределах единиц для γ и десятков для ρ. Увеличение *n* при сохранении значений γ и ρ в среднем дает код с лучшими характеристиками [8]. Современные LDPC-коды чаще всего задаются блочно-перестановочной конструкцией. Зачастую коды представляются также двудольным графом Таннера. Стандартным требованием при построении низкоплотностных кодов является отсутствие в графе Таннера циклов длиной 4, которые негативно влияли бы на вероятность ошибки декодирования. В таком случае обхват графа (длина минимального цикла) равен не менее, чем 6.

Декодирование LDPC-кодов

Чтобы проанализировать вероятность ошибки при декодировании LDPC-кодов, в основном, используется либо асимптотический анализ для вероятностных ансамблей кодов, а для оценки помехоустойчивости конкретных LDPC-кодов на конечных длинах широко используется моделирование. Это связано с тем, что связь структуры кода с вероятностью ошибки, обеспечиваемой декодером, крайне трудно выявить и оценить. В наиболее частом случае моделируется передача по каналу с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ), для ко-

торого еще в работе Р. Галлагера был предложен алгоритм распространения доверия (belief propagation) [1], принимающий на вход «мягкие» решения демодулятора, как правило, в виде логарифма отношения правдоподобия (LLR, log-likelihood ratio) [9].

Несмотря на то, что сложность реализации алгоритма распространения доверия в современных вычислительных системах не так велика, требования к вычислительной эффективности современных декодеров также зачастую крайне высоки, это приводит к необходимости упрощения декодера, зачастую за счет потерь в вероятности ошибки, а в ряде случаев для выполнения вычислительных ограничений системы связи приводит к необходимости использовать «жесткое» декодирование, которое намного проще «мягкого» алгоритма распространения доверия, но при этом существенно теряет в вероятности ошибки. Таким образом, актуальной задачей является построение декодеров, сложность которых фактически сравнима с жестким декодированием, а потери в вероятности ошибки по сравнению с мягким декодированием не так велики.

Самым распространенным «жестким» алгоритмом декодирования LDPC-кодов является алгоритм инвертирования бит (bit-flip), предложенный Р. Галлагером [1]. Пусть $\mathbf{r}$ – принятое из канала слово, и $\mathbf{H}$ – проверочная матрица низкоплотностного кода. Тогда алгоритм инвертирования бит можно описать следующим образом [9].

1. Вычислить синдром $\mathbf{S} = \mathbf{r}\mathbf{H}^T$ в поле GF(2). Если $\mathbf{S} = \mathbf{0}$, возвратить $\mathbf{r}$, являющееся кодовым словом.

2. Вычислить $\mathbf{f} = \mathbf{S}\mathbf{H}$ в кольце целых чисел.

3. Определить элементы $\mathbf{f}$, не меньшие некоторого порога b, и проинвертировать соответствующие элементы в $\mathbf{r}$ (в качестве наиболее простого варианта в качестве порога можно выбрать $b = \max\{\mathbf{f}\}$).

4. Если не достигнуто максимальное количество итераций, вернуться к шагу 1. В противном случае возвратить $\mathbf{r}$.

Особенностью этого алгоритма, равно как и практически всех других алгоритмов декодирования низкоплотностных кодов, является то, что он принимает решение по каждому принятому символу в отдельности, проводя некоторое количество итераций, число которых не превышает некоторого заранее заданного предела. При этом, несмотря на то, что моделирование показывает крайне малые вероятности ошибки декодирования низкоплотностных кодов, отсутствуют доказательства того, что с помощью этих декодеров какие-либо множества ошибок могут быть гарантированно исправлены, тем более при ограниченном (и в некоторых случаях достаточно малом) количестве итераций.

Обратим внимание, что правило инвертирования бит, описанное в п. 3, является крайне простым и самым распространенным, однако известно, что это правило не является оптимальным с точки зрения обеспечиваемой вероятности ошибки. Известны и другие правила для инвертирования [9], кроме того, известно, что при определенном выборе порога b алгоритм инвертирования бит совпадает с мажоритарным декодированием, которое обеспечивает гораздо худшую вероятность ошибки при высоком количестве ошибок на входе деко-

дера, однако гарантирует исправление всех ошибок за одну итерацию, если количество входных ошибок не превышает γ/2 [10]. В целом можно считать, что порог декодирования зависит от уровня входного шума: чем выше шум, тем выше должен быть порог инвертирования бит, однако при уменьшении шума (например, в процессе выполнения итераций декодирования) уменьшение порога инвертирования позволит улучшить вероятность ошибки. Это приводит к идее использования динамически изменяемых порогов декодирования в процессе выполнения итераций алгоритма инвертирования бит, однако задача определения правила изменения порогов является открытой, и на данный момент может решаться только эмпирическими методами.

Результаты моделирования

Для определения правила изменения порогов рассмотрим следующую методику. Определим среднее количество ошибок $\overline{t}_{in}^{(1)}$ на входе декодера в соответствии со значением шума в канале. С помощью моделирования определим среднее количество $\overline{t}_{out}^{(1)}$ ошибок на выходе одной итерации. Будем решать задачу оптимизации, минимизируя значение $\overline{t}_{out}^{(1)}$ путем изменения порога инвертирования b. Если $\overline{t}_{out}^{(1)} < \overline{t}_{in}^{(1)}$ (в противном случае декодер не может обеспечить исправление ошибок при данном уровне шума), будем считать, что на вход второй итерации в среднем поступает $\overline{t}_{out}^{(1)}$ ошибок, примем новое значение $\overline{t}_{in}^{(2)} = \overline{t}_{out}^{(1)}$ и будем аналогичным образом минимизировать величину $\overline{t}_{out}^{(2)}$. Эту процедуру можно повторять до максимального количества итераций декодирования (обычно эта величина не превышает 10).

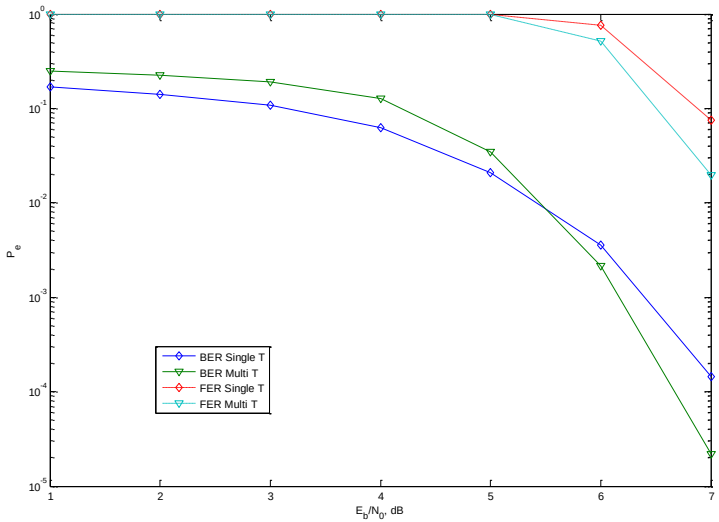


Рис. 1. Вероятность ошибки при декодировании при помощи различных декодеров при различных соотношениях сигнал/шум в канале

Результаты моделирования на рис. 1 приведены для передачи в гауссовом канале при демодуляции с жестким принятием решения для блочно-перестановочного (1524,762)-кода. Рассматривается вероятность ошибки декодирования с помощью инвертирования бит для 5 итераций, а также схема декодирования с помощью инвертирования бит, при которой для каждой итерации устанавливался свой порог для принятия решения. Видно, что пороговый декодер позволяет уменьшить вероятность ошибки.

Одним из направлений дальнейших исследований является рассмотрение иных порогов декодирования, соответствующих алгоритму инвертирования бит.

Заключение

В данной статье рассматривается возможность динамического изменения порогов в алгоритме инвертирования бит. Предлагается методика эмпирического вычисления порогов, основанная на жадном алгоритме локальной оптимизации. Решение соответствующей глобальной оптимизационной задачи (т.е. минимизация выходной вероятности ошибки декодера), а также возможность вариации порогов для отдельных позиций декодируемого слова являются направлениями дальнейших исследований.

Библиографический список

1. Gallager R. G. Low Density Parity Check Codes. Cambridge, MA: MIT Press, 1963.

2. Zyablov V. V. Estimation of the Error-Correction Complexity for Gallager Low-Density Codes / V.V. Zyablov, M. S. Pinsker // Problems of Information Transmission. 1975. Vol. 11. No. 1. Pp. 23-36.

3. Richardson T.J. The Capacity of Low-Density Parity-Check Codes Under Message-Passing Decoding / T. J. Richardson, R. L. Urbanke // IEEE Transactions on Information Theory, Feb. 2001. Vol. 47. No. 2. Pp. 599-618.

4. On the Design of Low-Density Parity-Check Codes Within 0.0045 dB of the Shannon Limit / S.-Y. Chung, G. D. Forney, T. J. Richardson, R. Urbanke // IEEE Communications Letters. Feb. 2001. Vol. 5. No. 2. Pp. 58-60.

5. ITU-T Recommendation G.975.1. Forward error correction for high bit rate DWDM submarine systems. Feb. 2004.

6. Djordjevic I. Coding for optical channels / I. Djordjevic, W. Ryan, B. Vasic // Springer, 2010. 444 p.

7. Блаунштейн Н. Ш., Крук Е.А., Сергеев М.Б. Оптическая связь: оптоволоконная, атмосферная. СПб.: ГУАП, 2016. 286 с.

8. Золотарев В.В., Овечкин Г.В. Эффективные алгоритмы помехоустойчивого кодирования для цифровых систем связи // Электросвязь. 2003. № 9. С. 34–37.

9. Lin S., Ryan W. Channel Codes: Classical and Modern. Cambridge: Cambridge university press, 2009. 710 p.

10. Ильина Д.В., Овчинников А.А. Гибридное декодирование низкоплотностных кодов в дискретных каналах связи / Волновая электроника и ее применения в информационных и телекоммуникационных системах. Сб. ст. XXI международная молодежная конференция. 2018. С. 306-312.

УДК 004.728.3.057.4

С. А. Кузьмичёв,* студент
Н. В. Степанов,* студент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ УСЛОВИЙ УСПЕШНОГО ПРИЁМА СООБЩЕНИЙ В СЕТИ LORAWAN

В работе описывается методика проведения экспериментальных исследований для определения условий успешного приёма сообщений в сети LoRaWAN с учётом наложения сообщений от разных оконечных устройств. Приводятся описания результатов экспериментов, выполненных на основе данной методики. Приводятся сравнения данных результатов с результатами из других работ. Полученные результаты могут быть использованы для уточнения существующих моделей, описывающих условия успешного приёма сообщений на базовой станции. В рамках нашего сценария будет предложена модель, позволяющая уточнить теоретическую формулу вероятности успешной доставки сообщения при перекрытии двух пакетов.

Ключевые слова: оценка вероятности успешной передачи, построение модели, анализ экспериментов, создание методики, LoRa, СМО, плотные сети.

S. A. Kuzmichev,* student
N. V. Stepanov,* student
* Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

EXPERIMENTAL RESEARCH TO DETERMINE THE CONDITIONS FOR SUCCESSFUL RECEPTION OF MESSAGES IN THE LORAWAN

The paper describes the method of experimental research to determine the conditions for successful reception of messages from end devices in LoRaWAN with the consideration of interference by other frames. We present results of experiments made by this method. Results compare with results from others articles. We provide clarify the existing model of successful reception of messages in LoRaWAN. Our model clarifies theoretical formula for successful reception of message with interference of two frames.

Keywords: probability of success receiving frames, create model, analysis of experiments, describes the method, LoRa, Queueing Systems.

Введение

В основе систем массового обслуживания стоит задача обеспечения качественной работы плотных сетей. Одной из таких сетей является сеть LoRaWAN (Long Range Wide-Area Networks). Наибольшую популярность данная система завоевала за счёт обеспечения большей дальности связи и низкой собственной потребляемой мощности по сравнению с другими системами. По этой причине исследования по данной системе активно проводятся.

В большинстве работ по анализу технологии LoRa (Long Range) предполагаются методики, которые основана на предположении, что при любом наложении сообщений с одинаковым коэффициентом расширения спектра SF (spreading factor) и близкими по мощности на базовой станции (GW) не распознаются сообщения [1]. На базе этого предположения выполняется анализ близкий к анализу алгоритма типа асинхронная АЛОХА [5]. Существует относительное небольшое число работ, в которых утверждается, что в случае перекрытия при определённых условиях возможен успешный приём одного из сообщений [2],[3]. В этих работах описываются эксперимент, в ходе которого специальным образом формируются сообщения от абонентов. Исследуются зависимости оптимального приёма от величины перекрытий сообщений. На базе результатов этих работ ряд авторов (см. на пример [4]) предлагают существенно усложнить модель [5]. В работах [2],[4] инициируется передача сообщений с заданной задержкой и проверяется доставка сообщения. Достоинство методик в данных работах это чёткая зависимость вероятности успешной доставки от сдвига. Однако нельзя использовать эти методики при работе в реальной системе, кроме того сложно реализовать случайные пересечения двух и более устройств. Настоящая работа предоставит более точные данные по результатам вероятности доставки сообщений от перекрытия конфликтующих сообщений. Нашей задачей является определение условий успешного приёма сообщений в сети LoRaWAN. Будет получена количественная характеристика и оценка вероятности успешной доставки от количества и способа наложения мешающих сообщений.

В данной работе будет предложена методика проведения экспериментов, представлены результаты проведённых экспериментов. На основе полученных результатов будет предложена формула расчета вероятности успешной доставки.

1. Описание методики

Данная методика позволит определить условия успешного приёма для сценария, когда мощность сигнала на базовой станции от всех устройств одинаковая, при этом все устройства используют одинаковый SF. Устройства терминологии протокола LoRa принято называть оконечными устройствами (ED). Они сконфигурированы в нашей модели на период передачи по uplink в 7 секунд, без подтверждений отправленных пакетов для получения интенсивности схожей с интенсивностью в реальных системах при заданном числе устройств. При этом нет возможности имитировать фиксированную задержку. Для обеспечения задержки мы случайным образом включаем ED. Большое число устройств позволит повысить вероятность наложения сообщений в канале, за счёт этого результаты будут более близки к реальной системе. В рамках проведения экспериментов будем считать, что все ED располагаются в одинаковых радио-условиях, так как расположены близко друг к другу.

1.1. Описание анализа перекрытий сообщений

Анализ перекрытия сообщений выполнялся на основании данных, полученных с GW в ходе нескольких экспериментов длившихся по 12 минут. В ходе эксперимента для каждого ED составляется набор значений времени окончания

успешно переданных пакетов. Затем, на основании счетчика пакетов интерполируются наборы значений времени окончания передачи пакетов, не принятых GW. На основании этих данных для каждого рассматриваемого пакета ищется ближайший пакет из множества наборов от других устройств такой, что его время окончания передачи (T_i) меньше времени окончания передачи рассматриваемого в данный момент пакета (T) по абсолютной величине:

$$x_i = |T - T_i| < t, \quad (1)$$

где t – время передачи сообщения.

Вследствие этого устанавливается факт перекрытия. Затем, по значению разности времени (1) передачи двух ближайших пакетов выбирается участок, в котором произошло перекрытие. Так как длина преамбулы равна 8 байт, а длина пакета равна 64 байтам, время передачи пакета разбивается на 9 участков (тогда первый участок будет соответствовать времени передачи преамбулы), в которых отмечаются события.

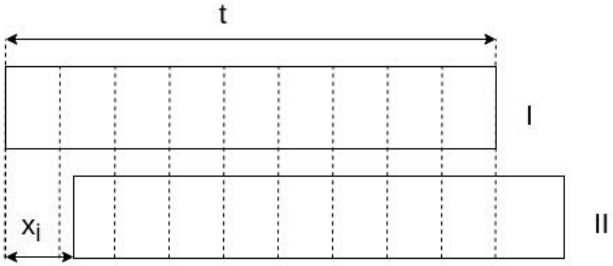


Рис. 1. Пример перекрытия пакетов

Также, каждое событие относится к одной из четырех групп:

1. оба пакета переданы;
2. оба пакета не переданы;
3. передан только первый пакет;
4. передан только второй пакет.

Первым пакетом является рассматриваемый, относительно которого ищется ближайший – второй.

После подсчета всех событий перекрытия был принято рассматривать группу 3 так как она наиболее наглядна для отображения наложения сообщений.

2. Результаты экспериментов

Для проверки этой методики использовалось оборудование базовая станция RisingHF Type:RHF2S008 [5] и устройства Vega SI-11 – pulse counter [6]. В результате проведения экспериментов с числом оконечных устройств порядка 20, получена гистограмма вероятности группы, когда передан только первый пакет. На рис. 2 хорошо видно смещение относительно нуля в правую сторону, так как в этом случае мешающий пакет передавался позже.

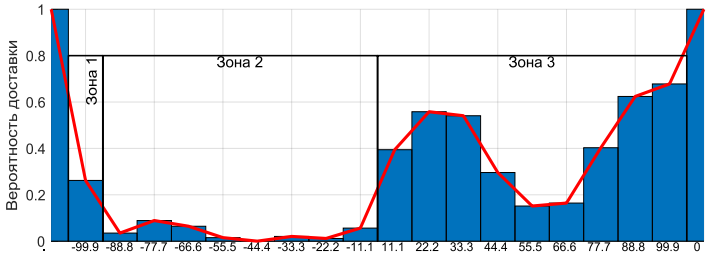


Рис. 2. Вероятности успешной доставки для случая, когда передан только первый пакет относительно участка, в котором произошло перекрытие

Наши результаты близки с результатами из следующих работ [2],[4]. С нашей точки зрения наличие зоны 2 обусловленно в первую очередь тем, что после начала передачи пакета, GW становится неактивнен для принятия новых кадров. Вследствие чего происходит потеря пакетов в течение времени (8/9)*t*. В одной из работ [3] привидено аналогичное утверждение.

3. Модель, описывающая возникновения конфликтов на основе полученных результатов

Во многих работах, например, в работе [5], для рассматриваемого сценария предполагается, что конфликты возникают при любом наложении. Таким образом расчёт вероятности успешной доставки $Pr\{y\}$ вычисляется по следующей формуле:

$$Pr\{y\} = e^{-\lambda N 2t},$$

где λ – интенсивность входного потока и N – количество устройств.

Используя результаты эксперимента, уточним данную формулу. Для упрощения наших дальнейших рассуждений введём следующие обозначения:

A_0 – событие, в котором у заданного сообщения нет пересечений с другими сообщениями;

A_1 – событие, которое возникает при пересечение с одним мешающим сообщением.

Выведем вероятность успешной доставки с учётом введённых обозначений:

$$\Pr\{y\} = \sum_{i=0}^{\infty} \Pr\{y \mid A_i\} \Pr\{A_i\}.$$

С учётом того, что число мешающих сообщений с малой вероятностью превышает 1, получаем следующее неравенство (данное условие введено в связи с недостаточными экспериментальными данными о перекрытии трех и более устройств):

$$\Pr\{y\} \geq \sum_{i=0}^{1} \Pr\{y \mid A_i\} \Pr\{A_i\}.$$

Если раскрыть сумму, то формула расчёта вероятности успешной доставки примет следующий вид:

$$\Pr\{y \mid A_0\}\Pr\{A_0\} + \Pr\{y \mid B_1A_1\}\Pr\{B_1A_1\} + \Pr\{y \mid B_2A_1\}\Pr\{B_2A_1\} + \Pr\{y \mid B_3A_1\}\Pr\{B_3A_1\}, \quad (2)$$

где B_i – начало мешающего сообщения, которое находится в зоне с номером $i = \overline{1,3}$

На основе экспериментов мы получили зависимость вероятности успешной доставки от смещения. Полученные результаты смещений и вероятностей успешной доставки аппроксимируем, поделив область пересечений на три зоны и присвоив данным областям фиксированные значения (см. рис. 3). Данные действия опишем с помощью системы допущений.

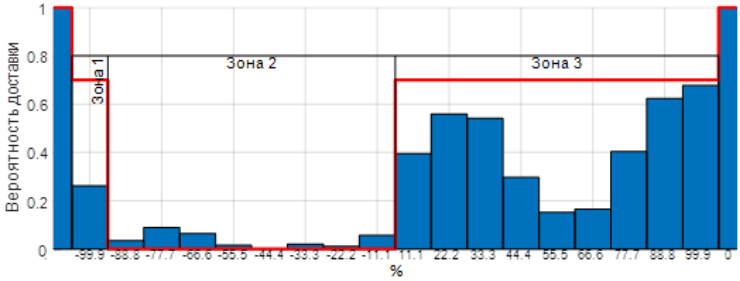


Рис. 3. Вероятности успешной доставки для пересеченных сообщений с моделью оценки вероятности успешной доставки

Допущение 1. Если сообщения ни с кем не пересекаются, то вероятность доставки такого сообщения равна 1 ($\Pr\{success \mid A_0\} = 1$). Это следует из условий модели системы (см. раздел 1).

Допущение 2. Если сообщение пересекается и начало мешающего сообщения попадает в зону 1 и зону 3, то будем считать вероятность успешной доставки в таком случае равной P_1 ($\Pr\{success \mid B_1A_1\} = \Pr\{success \mid B_3A_1\} = P_1$).

Допущение 3. Если сообщения пересекаются и начало мешающего сообщения попадает в зону 2, то будем считать вероятность успешной доставки в таком случае равной 0 ($\Pr\{success \mid B_2A_1\} = 0$).

По результатам анализа перекрытий сообщений, представленных на рисунке 2, определяем размены зон. Делаем вывод, что после начала передачи, устройство захватывает GW и передает сообщение с некоторой вероятностью P_1. Сообщения от других устройств не принимаются в течение времени $\frac{8}{9}t$. С учётом, введённых допущений и анализа экспериментальных результатов, теоретическую формулу вероятности доставки сообщения (2) можно представить следующим виде:

$$Pr\{success\} = e^{-\lambda N 2t} + P_1 k\lambda N 2te^{-\lambda N 2t}, \quad (3)$$

где $k = \frac{2-(1-\tau)}{2}$, τ – доля преамбулы от длины пакета. В нашем случае доля преамбулы составляет 1/9 от длины пакета, так как длина преамбулы равна 8 байтам и длина пакета равна 72 байтам – 64 байта информационной части и 8 байт преамбулы [3].

Первое слагаемое уравнения (3) определяет вероятность возникновения события A_0, в котором сообщение успешно передаётся. Второе слагаемое отражает возникновение ситуаций попадания в зоны 1 и 3, при котором вероятности успешного приёма равны P_1. Кроме того второе слагаемое учитывает попадание мешающего сообщения в зону 2, где выполняется допущение 3.

4. Экспериментальная проверка предложенной модели

Предложенная методика, описанная в разделе 3, представлена красной линией на рис. 3 для экспериментальных значений вероятности успешной доставки.

На рис. 4 представлены результаты вероятности успешной доставки сообщений при различном количестве включённых устройств. При этом есть ранее известные оценки, определяющие верхнюю и нижнюю границу вероятности успешной доставки для данного сценария. Они представлены на рисунке красным и синим цветом соответственно. Выделен пунктирной линией график, полученный с помощью нашей модели, который входит в доверительный интервал для проведённых экспериментов. Таким образом, предложенная методика позволяет оценить работу реальной системы.

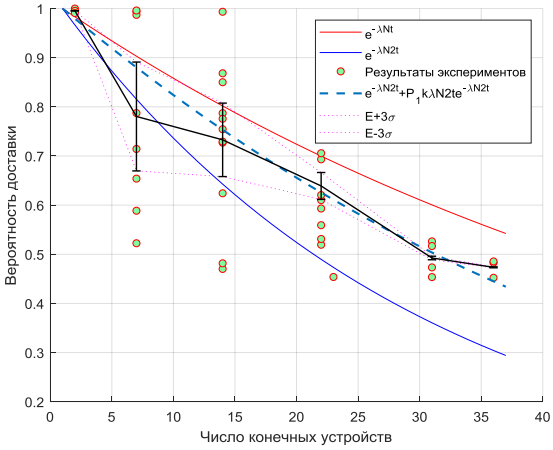


Рис. 4. Экспериментальные данные с результатами нашей модели

Заключение

В результате проведенных экспериментов и анализа перекрытий сообщений была предложена модель, позволяющая уточнить теоретическую формулу вероятности успешной доставки сообщения при перекрытии двух пакетов.

В дальнейшем планируется продолжить исследования по уточнению формулы вероятности успешной доставки в зависимости от участка перекрытия. Избавится от допущения о конфликте только двух устройств. Провести больше экспериментов, позволяющих оценить вероятность успешной доставки при пересечении трех и более устройств.

Предложена методика, позволяющая исследовать влияние наложений сообщений от разных оконечных устройств на успешность приёма сообщений, базовой станцией.

С помощью данной методики был проанализирован сценарий, когда все устройства передают сообщения с одинаковым значением SF и мощность сигнала от разных устройств на базовой станции одинакова.

В результате этого анализа была построена эмпирическая зависимость вероятности успешного приёма от величины перекрытия принимаемого сообщения с мешающим сообщением

На основе данной эмпирической формулы была предложена формула, позволяющая для анализируемого сценария построить зависимость вероятности успешной доставки от числа устройств и интенсивности передачи сообщений. Проведены эксперименты, которые показывают, что если в системе имеется более 20 устройств, то данная формула достаточно точно оценивает вероятность доставки сообщения.

Предложенная методика может быть обобщена на более общие сценарии, когда мощность сигнала от разных устройств на базовой станции различна, что приводит к необходимости использовать различные значения SF для различных устройств.

Благодарности

Работа выполнена в рамках инициативного научного проекта № 8.8540.2017/8.9 «Разработка алгоритмов передачи данных в системах IoT с учетом ограничений на сложность устройств». Авторы благодарят организацию «AURORA Mobile Technologies» (ООО «Лаборатория Интернета Вещей») за предоставленное оборудование и содействие в исследовании.

Библиографический список

1. Goursaud C., Gorce J. M. Dedicated networks for IoT: PHY/MAC state of the art and challenges //EAI endorsed transactions on Internet of Things. – 2015.

2. Haxhibeqiri J. et al. Lora scalability: A simulation model based on interference measurements //Sensors. – 2017. – Т. 17. – №. 6. – С. 1193.

3. Rahmadhani A., Kuipers F. When LoRaWAN Frames Collide //Proc. of the 12th International Workshop on Wireless Network Testbeds, Experimental Evaluation & Characterization (ACM WiNTECH 2018). – 2018.

4. Sørensen R. B. et al. Analysis of LoRaWAN Uplink with Multiple Demodulating Paths and Capture Effect //arXiv preprint arXiv:1902.02866. – 2019.

5. Georgiou O., Raza U. Low power wide area network analysis: Can LoRa scale? //IEEE Wireless Communications Letters. – 2017. – Т. 6. – №. 2. – С. 162-165.

6. LoRa калькулятор. URL: https://www.loratools.nl/#/airtime Available at: https://www.sigfox.com/en (дата обращения: 27.03.2019).

7. Оборудование LoRa. URL: http://www.auroramobile.ru/product_855.html (дата обращения: 30.03.2019).

8. Оборудование LoRa. URL: http://iotvega.com/product/si11 (дата обращения: 30.03.2019).

УДК 658.26.389.006

Л. А. Литвинчук*, кандидат технических наук, доцент
Т. П. Мишура*, кандидат технических наук, доцент
О. Л. Козлова*, инженер-программист
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ОПТИМИЗАЦИЯ И МОДЕЛИРОВАНИЕ АЛГОРИТМА ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ И ОБНАРУЖЕНИЯ ОТКАЗАВШИХ ЭЛЕМЕНТОВ В КОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

Получен алгоритм оптимальной стратегии поиска и обнаружения отказавших элементов в сложно-разветвленных коммуникационных системах. При решении этой задачи для параллельных цепей впервые была введена целевая функция в виде билинейной формы, экстремумы которой определяются последовательностью строк и столбцов входящей в неё матрицы. Для последовательных цепей доказано, что оптимальный алгоритм сводится к поиску скачка функции состояния методом половинного деления с выбором элементов с минимальным временем измерения. Методом математического моделирования проверена оптимальность объединённого алгоритма для сложной последовательно- параллельной схемы соединения элементов.

Ключевые слова: алгоритм оптимальной стратегии поиска и измерения, целевая функция в виде билинейной формы, программа для математического моделирования

L.A. Litvinchuk*, PhD, Associate Professor
T.P. Misura*, PhD, Associate Professor
O.L. Kozlova*, engineer-programmer
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

OPTIMIZATION AND SIMULATION OF THE ALGORITHM FOR THE DIAGNOSIS AND DETECTION OF FAILED ELEMENTS IN COMMUNICATION SYSTEMS

The algorithm of the optimal strategy for searching and measuring the state of failed elements in complex-branched communication systems is obtained. In solving this problem for parallel chains, the target function was first introduced in the form of a bilinear form, the extremum of which are determined by the sequence of rows and columns of the matrix entering into it. For successive chains it is proved that the optimal algorithm is reduced to the search for a jump in the state function by the half-division method with the selection of elements with a minimum measurement time. Using the mathematical modeling method, the operability and optimality of the combined algorithm for a complex series-parallel connection scheme of elements was verified.

Keywords: algorithm of optimal search and measurement strategy, objective function in a bilinear form, a program for mathematical modeling.

Введение

В статье под коммуникационными системами подразумеваются системы передачи информации, системы управления сложными объектами, системы электроснабжения, водоснабжения, газо- и нефтепроводы и т.д. При проектировании таких систем разработчики предусматривают возможность проведения поиска неисправностей и восстановления системы. Поэтому, как правило, эти системы представляются в виде N блоков, включающих как отдельные элементы, так и сложные схемы из многих элементов (например, микросхемы). На выходе блоков создаются контрольные точки, в которых можно проводить измерение состояния системы. Эти блоки объединяются в последовательно-параллельные цепи. При отказе отдельного блока происходит отказ всей системы, или её части. Такое состояние блоков или частей системы характеризуется функцией состояния S_n, которая принимает только бинарные значения: 1 – работает, 0 – отказ. Исследуются вероятности отказа каждого блока и времена измерения состояний в контрольных точках.

После этого выбирается оптимальный алгоритм поиска отказавших блоков. Алгоритм поиска состоит в пошаговом определении адреса точки, в которой должно произойти очередное измерение состояния цепи. Вероятность ошибки принятия решения относительно этого состояния полагается равной нулю. В качестве критерия оптимальности выберем минимум среднего времени измерения для обнаружения отказавшего элемента. Предположим, что выбрана некоторая k стратегия поиска. Если известна вероятность p_i отказа i-го элемента, то среднее время измерения для выбранной k стратегии будет равно:

$$\overline{\tau_k} = \sum_{i=1}^{n(k)} p_i \tau_{ik} .$$

Необходим выбор такой стратегии k_0, при которой $\overline{\tau_{k_0}} = \min(\overline{\tau_k})$.

Любая k стратегия заключается в выборе определенной последовательности измерений состояний отдельных элементов. Назовем набор этих последовательностей классом возможных стратегий. Для выяснения, какие последовательности могут входить в этот класс, нужно проанализировать возможные структуры соединения отдельных элементов в общую функциональную схему. Обратимся для этого к частному примеру, показанному на рис 1.

Представим схему в виде набора параллельных каналов, каждый из которых включает все последовательные блоки, входящие в него. Получаем пять последовательных каналов, соединенных параллельно. Рассмотрим простейший случай трех элементов. Здесь число возможных последовательностей измерений равно числу перестановок, т.е. шести. Запишем для первых двух среднее время измерения:

$1-2-3\ \overline{\tau_1} = \tau_1 p_1 + (\tau_1 + \tau_2) p_2 + (\tau_1 + \tau_2 + \tau_3) p_3,$

$1-3-2\ \overline{\tau_2} = \tau_1 p_1 + (\tau_1 + \tau_2 + \tau_3) p_2 + (\tau_1 + \tau_3) p_3.$

Обратим особое внимание на то, что каждое слагаемое должно содержать произведение одноименных значений времени и вероятности $\tau_i p_i$. Всю эту систему уравнений можно записать в сокращенном виде, воспользовавшись

выражением для билинейной формы из матричного анализа. Введем вектор времени измерения $\tau^T = (\tau_1, \tau_2, ...\tau_n)$, вектор вероятностей отказа $p^T = (p_1, p_2, ...p_n)$ и верхне-треугольную единичную матрицу A. Тогда эти уравнения можно записать в виде

$$\overline{\tau_1} = (\tau_1, \tau_2, \tau_3)\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}\begin{pmatrix} p_1 \\ p_2 \\ p_3 \end{pmatrix} = \tau^T A_{123} p,\ \overline{\tau_2} = (\tau_1, \tau_2, \tau_3)\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}\begin{pmatrix} p_1 \\ p_2 \\ p_3 \end{pmatrix} = \tau^T A_{132} p.$$

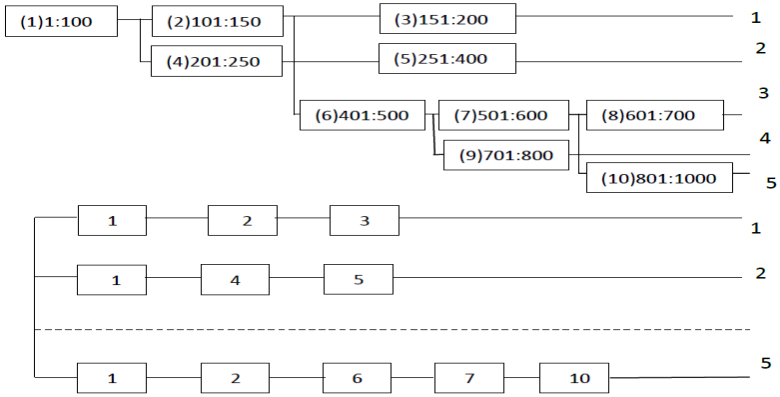


Рис. 1. Функциональная схема системы, с помощью которой моделируется алгоритм поиска 1,2,...10 – блоки, содержащие последовательные элементы

Замечаем, что уравнения отличаются одновременной перестановкой строк и столбцов в верхне - треугольной единичной матрице. Например, A_{123} и A_{132} отличаются перестановкой второй и третьей строки и второго и третьего столбца:

A=triu(ones(N)); $A_{b(n,:)} = A([b(n,:)],[b(n,:)])$, где, например, $b(2,:)$ = [1 3 2] при N =3.

Определяется номер перестановки k, дающей минимальное среднее время измерения и сама последовательность K измерений.

1. Оптимизация алгоритма поиска отказа для параллельной цепи

Сформулируем теперь в общем виде задачу оптимизации алгоритма определения отказавшего элемента в наборе параллельных каналов. Как показано выше, эта задача сводится к задаче нахождения минимума дискретной целевой функции $f = a^T Ab$, которая является функцией от перестановок строк и столбцов в верхне-треугольной единичной матрице A при ограничениях $a_i > 0, b_i > 0, i = 1...N$.

С такой целевой функцией ещё не сталкивалась ни одна задача математического программирования. Выберем удовлетворяющие ограничениям векторы a, b одинаковой длины N и составим целевую функцию $f = a^T A(p(k,:), p(m,:))b$, где $p(k,:), p(m,:)$ - векторы перестановок из N элементов. В этом случае решение задачи сводится к нахождению наименьшего значения $f(k_0, m_0) = \min(f)$, где $p(k_0,:), p(m_0,:)$ - те перестановки, которые минимизируют целевую функцию f. Для получения максимального значения целевой функции необходимо распределение строк и столбцов матрицы изменить на дополнительное, т.е. *k*3=N+1-*k*1=6-*k*1=3 2 5 1 4; *k*4=6-*k*2=1 2 3 4 5. Минимальные и максимальные значения целевой функции: fmin=2.7321; fmax =8.4377. Дальнейшее увеличение числа N до 8 приведет к увеличению времени поиска комбинаторными методами до 10 часов.

N=1000;fmin = 4.39e+04; fmax =2.08e+05;Elapsed time is 0.08 seconds. N=10000; Out of memory.

```
for n=1:N;f1(n)=sum(a(I(1:n)))*b(I3(n));end,fs1=cumsum(f1);fmin=fs1(N);
for n=1:N;f2(n)=sum(a(I2(1:n)))*b(I1(n));end,fs2=cumsum(f2);fmax=fs2(N);
f1min= a*A(r1,c1)*b'; f1max = a*A(r2,c2)*b' ;
```

Это условие может быть выполнено только тогда, когда строки и столбцы матрицы A будут переставляться одинаково. В этом случае перестановка строк и столбцов, приводящая к экстремумам целевой функции, не совпадает ни с порядком элементов вектора *a*, ни вектора *b*.

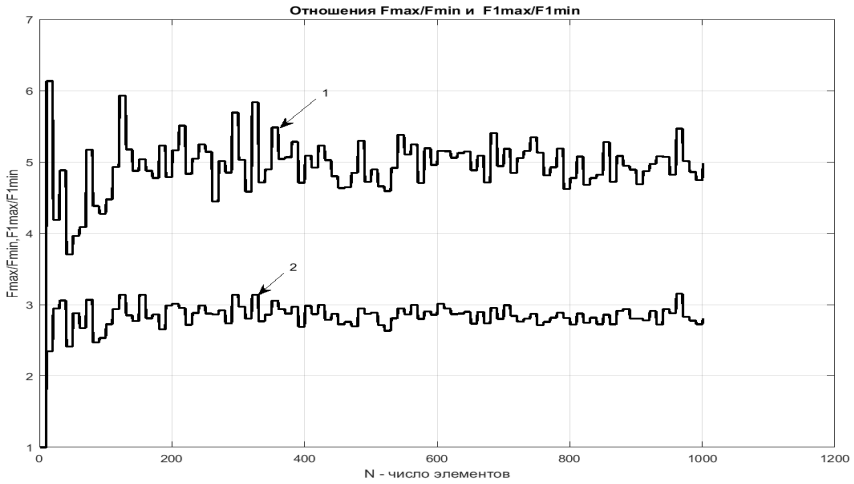


Рис. 2. Отношение максимального значения целевой функции к минимальному значению в зависимости от числа параллельных элементов: 1 – $f1_{max}/f1_{min}$; 2 – f_{max}/f_{min}

Выведем выражение для определения этой оптимальной последовательности.

Запишем целевую функцию в виде:

$$f = a^T Ab = a^T A(p(n,:), p(n,:))b, \ \min(f) = a^T A(p(n_0,:), p(n_0,:))b,$$

где $p(n_0.:)$ – одинаковая перестановка строк и столбцов матрицы A, приводящая к минимуму целевую функцию. Умножим целевую функцию на постоянную величину $f_1 = \|1./b\| \otimes f$, или

$$f_1 = (1./b)^T (1./b) \otimes f = ((1./b)^T \otimes a^T) A(p(n,:), p(n,:))(b \otimes (1./b)) =$$
$$(a./b)^T A(p(n,:), p(n,:))(b./b) = (a./b)^T A(p(n,:), p(n,:))e.$$

```
[~,I]=sort(a./b);[~,I1]=sort(I);
```
(1)

Оценим предельную величину N=3·10^6; Elapsed time is 0.87 seconds. N=10^7; Out memory (рис. 2).

Видим, что выигрыш во времени поиска в первом случае равен примерно 5, а во втором случае в среднем равен 3.

2. Оптимизация алгоритма поиска для последовательной цепи

Для последовательной цепи состояние на выходе определяется состоянием всех элементов, образующих цепь: $S=S_1S_2...S_N$. Если S=0, то в цепи существуют отказавшие элементы.

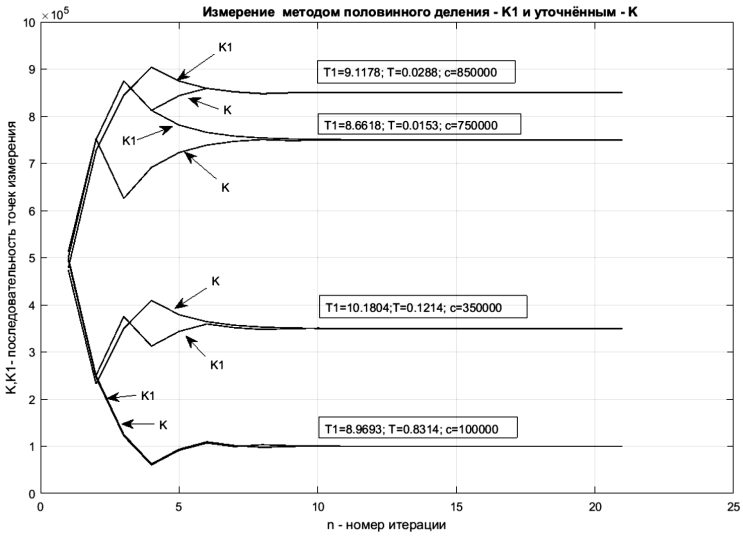


Рис. 3. Точки измерения при поиске строгим методом половинного деления и с учётом времени измерения отдельных элементов при общем количестве последовательных элементов N=106

Состояние системы можно представить в виде *f(1:n-1)*=1, *f(n:N)*=0, где *n* – номер первого элемента. Следует отметить, что до настоящего времени не существует математической теории поиска точек разрыва функции. Эта информация позволяет определять направление очередного деления с помощью одного измерения. При поиске методом половинного деления n=round(log2(N))=27. Для метода золотого сечения 4.0e-06, а для метода Фибоначчи - 3.14e-06. В реальном случае при поиске точки отказа очередное значение вектора состояния *b* не вычисляется, а измеряется в указываемой программой точке. Поэтому от учета вероятностей отказа скорость поиска скорее всего не будет зависеть. Иначе обстоит дело с учетом времени измерения в каждой точке поиска. Очевидно, что если время измерения для близко расположенных элементов различно, то следует несколько отклониться от точки строгого половинного деления и выбрать рядом стоящую точку, время измерения для которой существенно меньше. Такой алгоритм может значительно сократить время поиска, практически не влияя на число итераций. Получается новый набор точек измерения, для которых суммарное время меньше первоначального. На рис. 3 приведены последовательности *K*1 точек измерения при строгом делении на 2 (кривые *K*1) и уточненные последовательности *K* с учетом времени измерения отдельных элементов (кривые *K*) для количества элементов *N*=10^6.

Видим, что точки измерения *K* сдвинуты относительно *K*1 незначительно, однако общее время измерения *T* оказывается существенно меньше *T*1. Причем это время зависит от места отказа. Конечно, при моделировании использовался случайный вектор *t=rand(1,N)* для элементов, поэтому конкретные значения суммарного времени измерения зависят только от конкретной реализации этой случайной величины, однако сами различия подтверждают возможность влиять на время измерения оптимизацией метода поиска.

3. Моделирование и анализ оптимального алгоритма поиска в сложной цепи

Рассмотрим подробнее программу, с помощью которой моделируется и анализируется оптимальный алгоритм поиска отказавших элементов для схемы рис 1.

```
M=1000;t=rand(1,M);p0=rand(1,M);s=sum(p0);p=p0/(M*s);
m1(1,1).d=[1:200];m1(1,2).d=[1:100 201:400];m1(1,3).d=[1:150 401:700];
m1(1,4).d=[1:150 401:500 701:800];m1(1,5).d=[1:150 401:600 801:1000];
d(1).d=[3 5 8 9 10];M1=length(d(1).d);
for k=1:M1;for n=1:M1; p1(k).d(n)=sum(p(m1(k, n).d));end
 v1(k).d=p1(k).d./t(d(1).d); q(k)=find(v1(k).d==max( v1(k).d));
for n=1:M1;m1(k+1,n).d=setdiff(m1(k, n).d,m1(k, q(k)).d); end, end
k, J=d(1).d(q)
k=randi(M1,1);N=length(m1(k, q(k)).d);N
t1=t(m1(k, q(k)).d);p2=p(m1(k, q(k)).d);p3=cumsum(p2);v=p3./t1;K1(1)=round(N/2);
a=randi([0,1],1,round(log2(N))); n1=length(a);
for n=1:n1;b(n)=(-1)^(a(n)+1);end
```

```
for n=1:n1; K1(n+1)=round(K1(n)+b(n)*K1(1)/2^n);end
for n=1:n1;d1(n)=round(abs(K1(n)-K1(n+1))/2.5);end
for n=1:n1; K(n)=find(v==max(v(K1(n)-d1(n):K1(n)+d1(n))));end
K(n1+1)=K1(end);K2=m1(k,q(k)).d(K),K3=m1(k,q(k)).d(K1),a
n=1:n1+1;plot(n,K,n,K1),grid on
T=sum(t(m1(k, q(k)).d(K))),T1=sum(t(m1(k, q(k)).d(K1)))
```

На рис 4 приведены результаты поиска в соответствии с выходными данными: T = 1.7266 – время поиска уточнённым методом, elapsed time is 0.0614204 seconds.

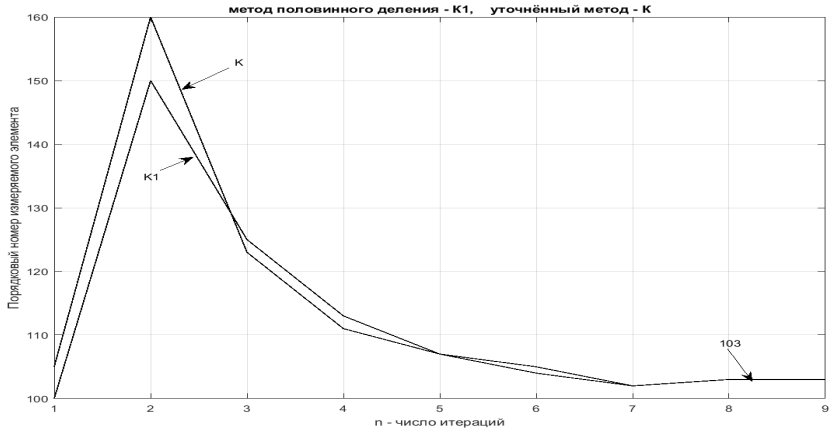


Рис.4. Поиск элемента в последовательно-параллельной цепи после определения номера отказавшего параллельного канала: K1 – метод половинного деления; K – уточненный метод; поиск среди 200 элементов сходится на восьмой итерации; 103 – номер отказавшего элемента

Заключение

В работе получен оптимальный алгоритм поиска отказавших элементов в сложно-разветвленных коммуникационных системах. При решении этой задачи была введена целевая функция в виде билинейной формы $f = a^T A(p(k,:), p(m,:))b$. Доказано, что если векторы описывают время измерения и вероятность отказа отдельных её элементов, то оптимальная последовательность поиска определяется вектором отношения $(a./b)^T$. Для последовательных цепей оптимальный алгоритм сводится к поиску скачка функции состояния методом половинного деления. Можно получить выигрыш во времени примерно в 5–10 раз. Таким образом, совместный выигрыш от оптимального алгоритма поиска для параллельных и последовательных цепей может дать ве-

личину 20 – 30 раз. Следовательно, увеличив число параллельных каналов до 1000, а число элементов в каждом последовательном до 10000, получим время работы программы ~ 50 сек. для полного числа элементов 10^7.

Библиографический список

1. Карманов В. Г. Математическое программирование. 5-е изд., стереотип. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2004. 264 с.

2. Томел Д., Уидмер Н. Поиск неисправностей в электронике / Пер. с англ. М.: НТ Пресс, 2007. 416с.

3. Альсведе Р., Вегенер И. Задачи поиска / Пер. с нем. М.: Мир, 1982. 368 с.

4. Пашковский Г.С. Задачи оптимального обнаружения и поиска отказов в РЭА / Под. ред. И.А. Ушакова. М.: Радио и связь. 1981. 280 с.

УДК 621.391.28

Н.Н. Мошак, доктор технических наук, доцент
Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

АЛГОРИТМ ВЫЧИСЛЕНИЯ ГЛОБАЛЬНЫХ ВЕРОЯТНОСТЕЙ ВЫБОРА ПУТЕЙ В ИНФОКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ NGN

Предложен алгоритм построения последовательно-параллельной схемы глобальных вероятностей выбора путей, моделирующих маршруты передачи мультимедийных потоков в инфокоммуникационной сети NGN. Указанная процедура маршрутизации применяется в задаче параметрического синтеза инфотелекоммуникационных транспортных систем NGN и является частным случаем общей процедуры, когда в каждом маршрутизаторе сети для пакета между корреспондирующей парой выбирается исходящий тракт с некоторой заданной локальной вероятностью.

Ключевые слова: инфокоммуникационной сети NGN, инфотелекоммуникационная транспортная система NGN, топология сети, корневое дерево путей, глобальная вероятность выбора путей.

N.N. Moshak, PhD, Associate Professor
St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ALGORITHM OF CALCULATION OF GLOBAL PROBABILITIES OF THE CHOICE OF PATHS IN INFOCOMMUNICATION NETWORK NGN

The algorithm of creation of the serial-to-parallel scheme of global probabilities of the choice of the paths modeling routes of transfer of media streams in infocommunication network NGN is offered. The specified procedure of routing is applied in a problem of parametrical synthesis the infotelecommunication transport systems of NGN and is a special case of the general procedure when in each router of network for a packet between the corresponding couple the outgoing path of c is selected by some set local probability.

Key word: infocommunication network NGN, infotelekommunikatsionny transport system of NGN, network topology, root tree of paths, global probability of the choice of paths.

Введение. В представленной статье рассмотрена проблема расчета глобальных вероятностей, с которой каждый пакет $k-го$ типа (речь, данные) при его вводе в сеть направляется в путь m – го выбора корневого дерева путей R_{st}^{k} по локальным вероятностям выбора исходящего инцидентного узла.

Формализация описания топологии инфокоммуникационой сети

Пусть задана МСС, топология которой описывается графом $G=(I,J)$, где I – множество вершин мощности $N=|I|$, $J\subseteq I\times I$ – множество ребер ij $\in J$).

В графе $G=(I,J)$ выделяются две вершины $s \in I$ – источник и $t \in I$ – получатель и на нем строится связный подграф $G_{\text{st}}=(I_{\text{st}},J_{\text{st}})$. читаем, что топология сети не изменяется и входные потоки стационарны, для каждой пары $\text{st} \in S^k$ ($s \in I$ – источник и $t \in I$ – получатель) определено несколько статических путей в подграфе $G_{\text{st}}=(I_{\text{st}},J_{\text{st}})$. Введем следующие обозначения: $l^k_{st,m}=\left\{ si_1,i_1i_2,....,i_{p-1}t \right\}^k_{st,m}$ – путь –го выбора ($m=\overline{1,M^k_{\text{st}}}$) длины p для пары $\text{st} \in S^k$ с упорядоченными ребрами относительно источника $s \in I_{\text{st}}$. Вызывные сообщения при установлении мультимедийного соединения распределяются по корневому дереву (древовидному дереву) путей без петель $R^k_{\text{st}}=\left\{ l^k_{\text{st},m}, m=\overline{1,M^k_{\text{st}}} \right\}$, которое в общем случае может быть поддеревом дерева всех путей из s в t. Множество ребер $l^k_{\text{st},m}=\left\{ \text{ij} \in J : \text{ij} \in l^k_{\text{st},m} \right\}$ моделирует путь –го выбора $l^k_{\text{st},m}$ мощности $r^k_{\text{st},m}=\left| M^k_{\text{st},m} \right|$. При помощи (локальных) вероятностей $\left\{ p^k_{\text{ij}}(p) \right\}$ можно задать как отдельный (любой) путь, так и все дерево путей R^k_{st} [1,2].

При этом каждый пакет при его вводе в сеть с вероятностью $p^k_{\text{st},m}$ направляется в путь m – го выбора из множества R^k_{st} (первая стратегия). Такая стратегия является частным случаем более общей процедуры, когда в каждом узле сети для пакета между парой $\text{st} \in S^k$ выбирается исходящий канал $\text{ij} \in J$ с вероятностью p^k_{ij} (вторая стратегия). Первая стратегия маршрутизации, как правило, применяется в инфокоммуникационных сетях NGN с установлением виртуальных соединений. При этом $p^k_{\text{st},m}=\prod_{\text{ij} \in l^k_{\text{st},m}} p^k_{\text{ij}}$ для $\forall \text{st} \in S^k$. Корневое дерево путей R^k_{st} лежит в основе построения последовательно-параллельной схемы путей L^k_{st}, моделирующих маршруты передачи мультимедийных потоков в сессии. $\sum_{m=1}^{M^k_{st}} p^k_{st,m}=1$для $\forall\, st \in S^k$. Здесь уместно заметить, что число независимых элементов в системе локальных вероятностей перехода $\left\{ p^k_{ij}(p) \right\}_{st}$ и число независимых элементов в системе глобальных вероятностей выбора m -го пути $\left\{ p^k_{st,m} \right\}$ равны между собой, т. е. между этими системами вероятностей существует взаимно-однозначное соответствие:

$$\left\{ p^k_{ij}(p) \right\}_{st} \Leftrightarrow \left\{ p^k_{st,m} \right\}. \qquad (1)$$

При этом если задана система локальных вероятностей установления виртуальных соединений $\left\{ p^k_{ij}(p) \right\}_{st}$, то систему глобальных вероятностей $\left\{ p^k_{st,m} \right\}$ можно получить из (1). Ввиду, как правило, большого объема дерева путей R_{st} его ограничение (выделение анализируемого поддерева из дерева всех путей) может проводиться по двум алгоритмам. В первом случае ограничивается

число переприемов информации (ограничивается максимальная длина возможных путей p). Во втором случае из всех путей отбираются только те, которые имеют максимальную вероятность $p^k_{st,m}$ и сумма этих вероятностей для отобранных путей не превосходит заданного значения ξ, т. е. управление деревом путей R_{st} можно организовать по объему максимального числа переприемов в любом пути этого дерева: $\sum_k \prod_{ij \in l^k_{st,m}} p^k_{ij}(p) \le \xi$ для $\forall\, st \in S^k, p = 1,2,\ldots$.

Вычисление глобальных вероятностей выбора путей по заданному распределению локальных вероятностей

На исходном графе сети для каждого ребра, исходящего из данной вершины могут быть заданы локальные вероятности, которые задают вероятность продвижения пакета по заданному ребру при условии, что пакет оказался в данной вершине. В соответствии со смыслом локальной вероятности, локальные вероятности ребер, исходящих из данной вершины должны быть нормированы на единицу. Это справедливо для каждой из вершин (рис. 1).

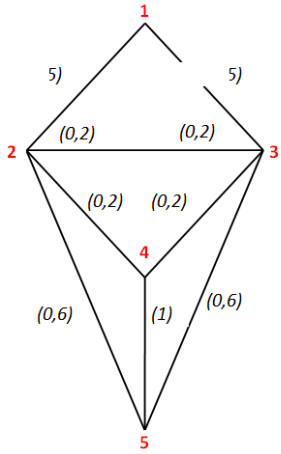


Рис. 1. Расстановка локальных вероятностей на графе сети

В процессе построения глобальных путей предполагается, что на каждом шаге алгоритма, не исключая продолжения, приводящие к петлям, в результате мы получим множащиеся варианты путей, исходящих из данной начальной вершины (длиной равной номеру шага). Если для каждого из этих путей перемножить локальные вероятности, составляющих его ребер, то мы получим «глобальные» вероятности выбора данного пути. В силу построения, сумма глобальных вероятностей по всем путям равна единице, т. е. нормировка глобальных вероятностей автоматически сохраняется при условии нормировки локальных вероятностей.

Однако, поскольку алгоритм поиска глобальных путей предполагает исключение путей с петлями, мы фактически принудительно будем исключать некоторые возможные (по заданным локальным вероятностям) варианты маршрутизации пакета. Это приводит к тому, что сумма глобальных вероятностей по всем найденным таким образом путям будет меньше единицы, и смысл такой глобальной вероятности как вероятности выбора того или иного пути теряется.

Чтобы разрешить данное противоречие достаточно учесть, что на каждом шаге алгоритма поиска глобальных путей, исключая путь, приводящий к петле, мы фактически считаем локальную вероятность выбора соответствующего ребра равной нулю. В этом случае остальные локальные вероятности для текущей вершины должны быть перенормированы. Перенормировку необходимо проводить, сохранив пропорциональность начальным локальным вероятностям (для тех ребер, которые не исключаются). Необходимость данной операции определяется следующими факторами. При определении глобальных путей, как правило, производится отбрасывание зациклившихся путей. Эта операция фактически означает, что мы принимаем вероятность выбора соответствующего пути на очередном шаге итерации равной нулю. Следовательно, для локальных вероятностей выбора, оставшихся на этом шаге путей необходимо произвести перенормировку (поскольку сумма изначально заданных локальных вероятностей для данного узла из-за операции исключения уже не равна единице). Что на практике означает такая перенормировка? Если при вычислении путей дерево «расшивалось», то теперь необходимо провести обратную операцию «частичное сшивание». А именно, если имеется некоторый найденный путь, то для каждой промежуточной вершины, из множества всех найденных путей необходимо найти все такие пути, которые до данной вершины совпадают. Затем взять локальные вероятности различных возможных продолжений после данной вершины и перенормировать эти вероятности на единицу. В результате, после проведения такой перенормировки для всех найденных путей и для всех промежуточных узлов, мы получим глобальные вероятности (перемножив перенормированные локальные вероятности), которые в сумме дают единицу. При этом необходимо обратить внимание на то, что:

1) перенормированные локальные вероятности для данного узла-получателя зависят от пути, по которому пакет достиг этого узла;

2) операция («частичного сшивания») корректно может быть проведена только после определения всех подходящих путей, связывающих начальную и конечную вершины. Это именно так, поскольку пути, найденные на очередном шаге, могут полностью исчезнуть на последующих шагах выполнения алгоритма за счет зацикливания или ухода в тупиковые узлы.

Таким образом, вычисление глобальных вероятностей должно проходить в два шага:

1) вычисление всех путей, связывающих начальную и конечную вершину (рис. 2);

2) перенормировку локальных вероятностей и расчет глобальных вероятностей (табл. 1).

Максимальный поток проходит с большей вероятностью (0,3) через пути: 1-2-5 и 1-3-5. Альтернативными путями являются 1-2-4-5 и 1-3-4-5, глобальная вероятность которых составляет 0,1.

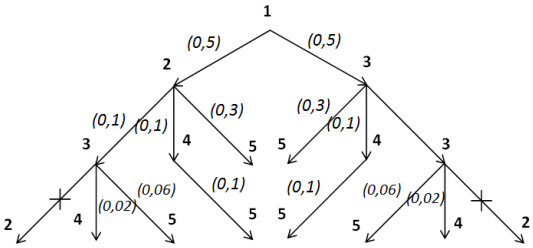


Рис. 2. Вычисление дерева и глобальных вероятностей выбора путей при заданных локальных вероятностях

Таблица 1

Результаты работы алгоритма вычисления глобальных вероятностей выбора путей с учетом перенормировки локальных вероятностей

Номер пути	Номер начального узла	Номер узла (перенорм. вероятн.)	Номер узла (перенорм. вероятн.)	Номер узла (перенорм. вероятн.)	Номер узла (перенорм. вероятн.)	Глобальная вероятность пути
1	1	2(0,500)	5(0,600)			0,300
2	1	3(0,500)	5(0,600)			0,300
3	1	2(0,500)	3(0,200)	5(0,750)		0,075
4	1	2(0,500)	4(0,200)	5(1,000)		0,100
5	1	3(0,500)	2(0,200)	5(0,750)		0,075
6	1	3(0,500)	4(0,200)	5(1,000)		0,100
7	1	2(0,500)	3(0,200)	4(0,250)	5(1,000)	0,025
8	1	3(0,500)	(0,200)2	4(0,250)	5(1,000)	0,025

Библиографический список

1. Мошак Н.Н. Защищенные инфотелекоммуникации. Анализ и синтез. СПб.: ГУАП, 2014. 193 с.

2. Мошак Н.Н., Яшин А.И., Давыдова Е.В. Методология моделирования и анализа процессов функционирования пакетных мультисервисных сетей // Электросвязь. 2015. №4. С. 35–39.

УДК 621.391.28

Н.Н. Мошак, доктор технических наук, доцент
Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

МЕТОД РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА НЕОДНОРОДНОЙ ИНФОТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ ТРАНСПОРТНОЙ СИСТЕМЫ NGN

Предложен усовершенствованный метод скользящего допуска Нелдера и Мида для решения задачи параметрического синтеза неоднородной пакетной инфотелекоммуникационной транспортной системы NGN, который позволяет находить и отслеживать оптимум функции многих переменных в условиях смещения указанного оптимума по специальным условиям.

Ключевые слова: инфотелекоммуникационная транспортная система NGN, метод Нелдера и Мида.

N.N. Moshak, PhD, Associate Professor
St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

METHOD OF THE SOLUTION OF A PROBLEM OF PARAMETRICAL SYNTHESIS OF THE HETEROGENEOUS IFOTELECOMMUNICATION TRANSPORT SYSTEM OF NGN

The advanced method of the sliding admission offered by Nelder and the MFA for a solution of a problem of parametrical synthesis of the heterogeneous package infotelecommunication transport system of NGN which allows to find and trace an optimum of function of many variables in the conditions of the shift of the specified optimum on special conditions is offered.

Keywords: infotelecommunication transport system of NGN, Neldera method and MFA

Введение. В статье рассмотрены проблемы решения задачи параметрического синтеза неоднородной пакетной инфотелекоммуникационной транспортной системы (ИТС) – коммуникационного многопротокольного ядра мультисервисных сетей связи (МСС) NGN на технологии IP-QoS с учетом требований QoS к передаче многомкомпонентных потоковых соединений в режиме установленной сессии. В основу алгоритма решения задачи положен усовершенствованный метод скользящего допуска, предложенный Нелдером и Мидом, который позволяет находить и отслеживать оптимум функции многих переменных в условиях смещения указанного оптимума по специальным условиям.

Статья является дальнейшим развитием и реализацией идей, сформулированных в [1,2], которые могу быть востребованы операторами связи и проектными организациями при создании инфокоммуникационных сетей NGN.

Метод и алгоритм решения задачи параметрического синтеза неоднородной ИТС. В терминах сетевых функциональных критериев K^{B} и K^{C} задачу параметрического синтеза неоднородной ИТС можно сформулировать в виде двух оптимизационных задач[1,2].

1) Найти значения $\rho_{\mathrm{ij}}^{\mathrm{B}}$ и L^{B}, доставляющих максимум функционалу

$$\arg\max_{\rho_{\mathrm{ij}}^{\mathrm{B}},L^{\mathrm{B}}} K^{\mathrm{B}} = \arg\max_{\rho_{\mathrm{ij}}^{\mathrm{B}},L^{\mathrm{B}}} \sqrt[r^{\mathrm{B}}]{\sum_{\mathrm{st}\in S^{B}} \frac{a_{\mathrm{st}}^{\mathrm{B}}}{Y^{\mathrm{multy}}} [\frac{L^{\mathrm{B}}-H_{\mathrm{IP}}}{L^{\mathrm{B}}+H_{\mathrm{NI}}} \sum_{m=1}^{M_{\mathrm{st}}^{\mathrm{B}}} p_{\mathrm{st},m}^{\mathrm{B}} \sqrt[p]{\prod_{\mathrm{ij}\in l_{\mathrm{st},m}^{\mathrm{B}}} (\frac{L^{\mathrm{B}}+H_{\mathrm{NI}}}{L^{\mathrm{B}}-H_{\mathrm{IP}}} \frac{\upsilon^{B}}{V_{\mathrm{ij}}} a_{\mathrm{ij}}^{\mathrm{B}} z^{\mathrm{B}} \eta^{\mathrm{B}})^{p}}}]^{r^{\mathrm{B}}}}, \quad (1)$$

$r^{\mathrm{B}} = \left| l_{\mathrm{st},m}^{\mathrm{B}} \right|$, при условиях:

$$\sum_{m=1}^{M_{\mathrm{st}}^{\mathrm{B}}} p_{\mathrm{st},m}^{\mathrm{B}} \left(1 - F_{\mathrm{st},m}^{\mathrm{B}}\left(\theta^{\mathrm{B}}\right)\right) d^{\mathrm{B}} \text{ , где } \theta^{\mathrm{B}} = \theta^{\mathrm{B}} - \frac{L^{\mathrm{B}}-H_{\mathrm{IP}}}{\upsilon^{\mathrm{B}}},$$

$$H_{\mathrm{IP}} \lhd L^{\mathrm{B}},\ L^{\mathrm{B}} \lhd \theta^{\mathrm{B}} \upsilon^{\mathrm{B}} - H_{\mathrm{IP}}$$

$$0 \le \rho_{\mathrm{ij}}^{B} = \frac{L^{\mathrm{B}}+H_{\mathrm{NA}}}{L^{\mathrm{B}}-H_{\mathrm{IP}}} \frac{\upsilon^{\mathrm{B}}}{V_{\mathrm{ij}}} a_{\mathrm{ij}}^{\mathrm{B}} z^{\mathrm{B}} \eta^{\mathrm{B}} \lhd 1, \forall \mathrm{st} \in S^{\mathrm{B}} : a_{\mathrm{st}}^{\mathrm{B}} \ne 0. \quad (2)$$

По полученным значениям $\rho_{\mathrm{ij}}^{\mathrm{Bmax}}$ и $L_{\mathrm{opt}}^{\mathrm{B}}$ найти значения $\rho_{\mathrm{ij}}^{\mathrm{Cmax}}$ и $L_{\mathrm{opt}}^{\mathrm{C}}$, доставляющих максимум функционалу

$$\arg\max_{\rho_{\mathrm{ij}}^{\mathrm{C}},L^{\mathrm{C}}} K^{\mathrm{C}} =$$

$$= \arg\max_{\rho_{\mathrm{ij}}^{\mathrm{C}},L^{\mathrm{C}}} \sqrt[r^{\mathrm{C}}]{\sum_{\mathrm{st}\in S^{\mathrm{C}}} \frac{a_{\mathrm{st}}^{\mathrm{C}}}{Y^{\mathrm{multy}}} [\beta_{\mathrm{st}}^{\mathrm{C}} \frac{L^{\mathrm{C}}-H_{\mathrm{IP}}}{L^{\mathrm{C}}+H_{\mathrm{NI}}} \sum_{m=1}^{M_{\mathrm{st}}^{\mathrm{C}}} p_{\mathrm{st},m}^{\mathrm{C}} \sqrt[p]{\prod_{\mathrm{ij}\in l_{\mathrm{st},m}^{\mathrm{C}}} \left(1 - \rho_{\mathrm{ij}}^{\mathrm{B}} - \frac{L^{\mathrm{C},}+H_{\mathrm{NI}}}{T_{\mathrm{ij}}^{\mathrm{C}} V_{\mathrm{ij}}} - \frac{\rho_{\mathrm{ij}}^{\mathrm{B}}}{1-\rho_{\mathrm{ij}}^{\mathrm{B}}} \frac{L^{\mathrm{B}}+H_{\mathrm{NI}}}{T_{\mathrm{ij}}^{\mathrm{C}} V_{\mathrm{ij}}}\right)}}]^{r^{\mathrm{C}}}}, \quad (3)$$

$r^{\mathrm{C}} = \left| l_{\mathrm{st},m}^{\mathrm{C}} \right|$, при ограничениях

$$H_{\mathrm{IP}} \lhd L^{\mathrm{C}}$$

$$L^{\mathrm{C}} \lhd T^{\mathrm{C}} \omega^{\mathrm{C}} - H_{\mathrm{IP}}$$

$$T_{\mathrm{st},m}^{\mathrm{C}} \le T^{\mathrm{C}}, \quad (4)$$

при условии, что все параметры первой задачи найдены и фиксированы.

Здесь $l_{\mathrm{st},m}^{k} = \left\{ \mathrm{si}_1, i_1 i_2, ..., i_{p-1} t \right\}_{\mathrm{st},m}^{k}$ – путь m-го выбора длины p для пары $\mathrm{st} \in S^{k}$ с упорядоченными ребрами относительно источника $s \in I_{\mathrm{st}}$. Множество ребер $l_{\mathrm{st},m}^{k} = \left\{ \mathrm{ij} \in J : \mathrm{ij} \in l_{\mathrm{st},m}^{k} \right\}$ моделирует путь m–го выбора $l_{\mathrm{st},m}^{k}$ мощности $r_{\mathrm{st},m}^{k} = \left| M_{\mathrm{st},m}^{k} \right|$ ($m = \overline{1, M_{\mathrm{st}}^{k}}$). Корневое дерево $R_{\mathrm{st}}^{k} = \left\{ l_{\mathrm{st},m}^{k}, m = \overline{1, M_{\mathrm{st}}^{k}} \right\}$, которое в общем случае может быть поддеревом дерева всех путей из s в t. Каждое ребро $\left\{ \mathrm{ij} \in J : \mathrm{ij} \in l_{\mathrm{st},m}^{k} \right\}$ *моделирует* межузловой линейно-цифровой тракт (ЛЦТ) связи пропускной способности величины V_{ij}, бит/с. Нормированная вероятность

$P_r\left\{t \ge \theta^{\mathrm{B}}\right\} = \int\limits_{\theta^{\mathrm{B}}_{\mathrm{st},m}}^{\infty} f^{\mathrm{B}}_{\mathrm{st},m}(t)\,\mathrm{dt} = \left(1 - F^{\mathrm{B}}_{\mathrm{st},m}\left(\theta^{\mathrm{B}}\right)\right) d^{\mathrm{B}}$ гарантирует необходимую изохронность передачи, где $f^{B}_{\mathrm{st},m}(t)$ плотность вероятности сквозного времени пребывания -пакета в -м маршруте тракта $\mathrm{st} \in S^{\mathrm{B}}$; $F^{\mathrm{B}}_{\mathrm{st},m}\left(\theta^{\mathrm{B}}\right)$ – квантиль распределения сквозной задержки пребывания B-пакета в m-м маршруте тракта $\mathrm{st} \in S^{\mathrm{B}}$; z^{B}-коэффициент сжатия речевой информации; η^{B}- коэффициент уплотнения пауз в речевом соединении; длинны заголовков протокольных блоков речи и данных на межсетевом уровне и уровне сетевого доступа соответственно – H_{IP}(бит), H_{NI}(бит); L^{B}, L^{C} – длина речевого пакета и пакета данных соответственно (бит); υ^{B}, ω^{C} – скорость абонентских установок речи и данных соответственно (бит/с); $T^{C}_{\mathrm{st},m}$(с) – заданное среднее время пребывания – пакета в m-ом маршруте тракта $\mathrm{st} \in S^{\mathrm{Cp}}$, не превосходящее предельной величины T^{C}; $\beta^{\mathrm{C}}_{\mathrm{st}}$ – коэффициент, оценивающий влияние процедуры организации обратной связи для повторной передачи C-протокольных блоков уровня сетевого доступа $L^{\mathrm{C}} + H_{\mathrm{NI}}$; Потоки мультимедийных вызовов интенсивности $\lambda^{\mathrm{malty}}_{\mathrm{st}}$ (выз/час) создают в мультисервисной сети нагрузку $Y^{\mathrm{malty}}_{\mathrm{st}} = a^{\mathrm{B}}_{\mathrm{st}} + a^{\mathrm{C}}_{\mathrm{st}}$ (Эрл).

Задачи (1) и (3) относятся к классу задач нелинейного программирования с ограничениями типа неравенств, которые предлагается решать модифицированным методом скользящего допуска Нелдера и Мида [3], а именно, методом управляемого скользящего допуска.

Задачи параметрического синтеза ИТС (1) и (3) решаются одновременно для всей сети с использованием функционалов K^{B} и K^{C}, которые максимизируются для всех $\mathrm{st} \in S^{k}$, имеющих ненулевые потоки. Сначала оптимизируется функционал использования ЛЦТ трафиком класса B, затем вычисляется максимум функционала использования ЛЦТ трафиком данных K^{C} при условии, что параметры функционала K^{B} оптимальны. В качестве переменных оптимизации варьируются коэффициенты загрузки системы разнородным трафиком ρ^{k}_{ij}, т. е. фактически идет поиск варьированием входной нагрузки. Это означает, что при заданной структуре статических маршрутов R^{k}_{st} каждой реализации при поиске значений $\rho^{\mathrm{B}}_{\mathrm{ij}}$ и $\rho^{\mathrm{C}}_{\mathrm{ij}}$ соответствует некоторые контрольные матрицы Y^{k}. При этом для каждого значения входа отыскивается оптимальное значение длины соответствующего протокольного блока $L^{\mathrm{B}}_{\mathrm{opt}}$ и $L^{\mathrm{C}}_{\mathrm{opt}}$, обеспечивающие передачу соответствующих потоков по всему множеству маршрутов $R^{\mathrm{B}}_{\mathrm{st}}$ и $R^{\mathrm{C}}_{\mathrm{st}}$ соответствующего тракта $\mathrm{st} \in S^{k}$. Исходными данными к задаче оптимизации функционалов являются: матрицы нагрузок Y^{k}; множество корневых деревьев путей $R^{\mathrm{B}}_{\mathrm{st}}$ и $R^{\mathrm{C}}_{\mathrm{st}}$, а также векторы значений удельных загрузок ЛЦТ $\rho^{\mathrm{B}}_{\mathrm{ij}}$ и $\rho^{\mathrm{C}}_{\mathrm{ij}}$ для всех $\mathrm{st} \in S^{k}$; заданные величины d^{B}, $\theta^{\mathrm{B}}_{\mathrm{st}}$, $T^{\mathrm{C}}_{\mathrm{st}}$, υ^{B}, ω^{C}, H_{IP} и H_{NI}, $p_{\mathrm{ош}}$. Блок-схема модифицированного алгоритма скользящего допуска приведена на рис. 3.

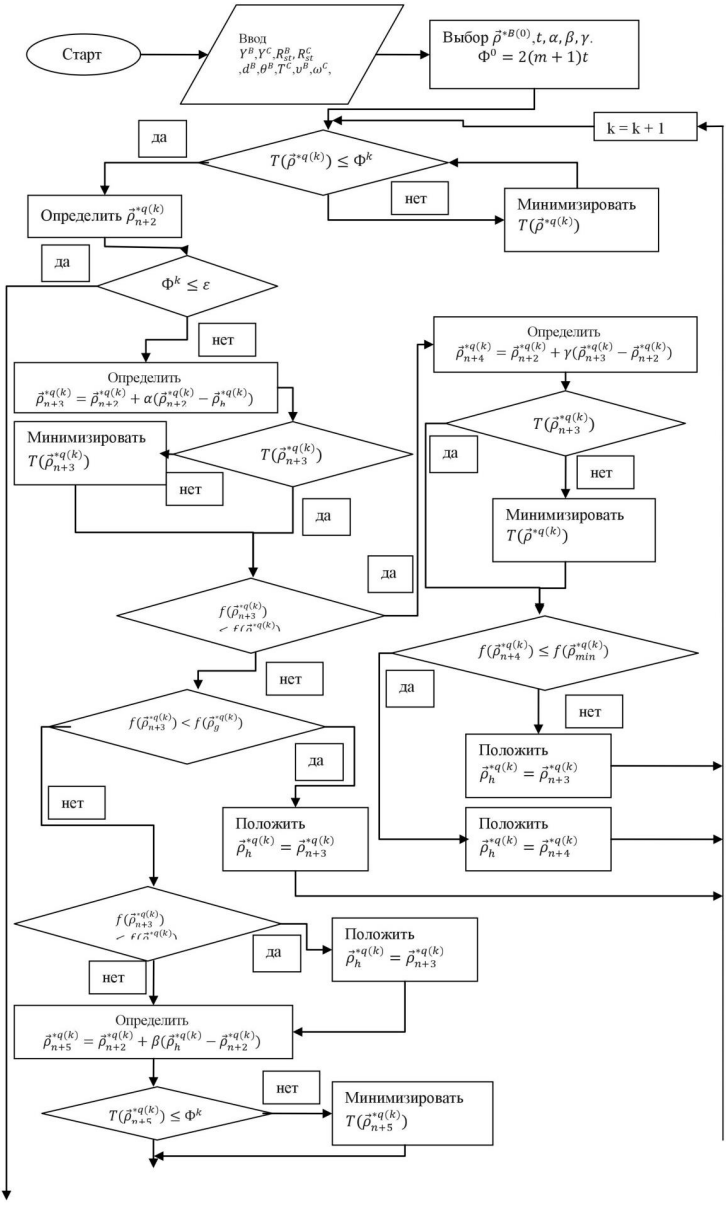


Рис. 3. Блок-схема модифицированного алгоритма скользящего допуска *(начало)*

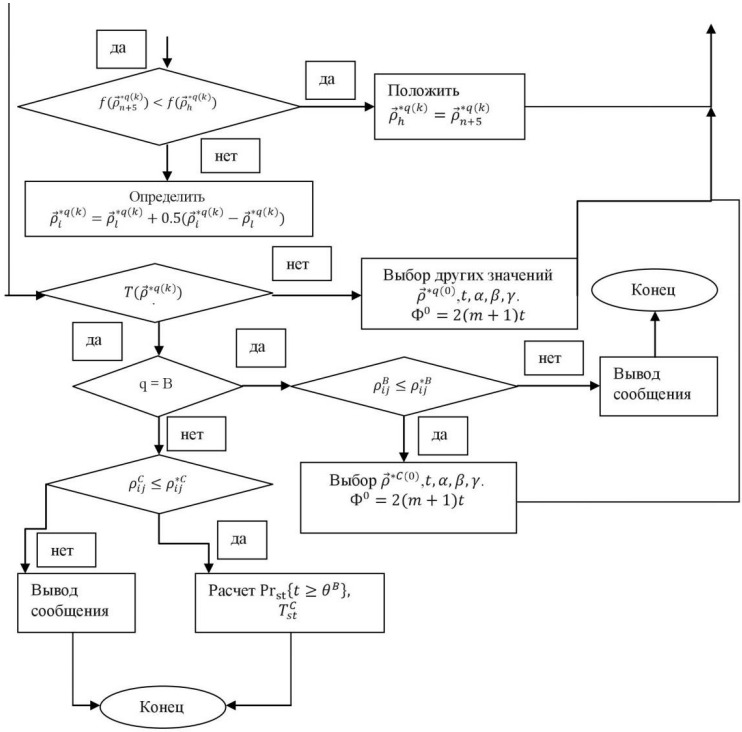


Рис. 3. Блок-схема модифицированного алгоритма скользящего допуска
(окончание)

Метод расчета квантилей распределения случайной сетевой задержки в задачах анализа ИТС представляет собой отдельную задачу и приведен в [4].

Библиографический список

1. Мошак Н.Н. Защищенные инфотелекоммуникации. Анализ и синтез. СПб.: ГУАП, 2014. 193 с.

2. Мошак Н.Н., Яшин А.И., Давыдова Е.В. Методы и алгоритмы анализа и синтеза пакетных мультисервиных сетей NG // Электросвязь. 2015. №11. С. 46-52.

3. Химмельблау Д. Прикладное нелинейное программирование / Д. Химмельблау; пер. с англ. И.М. Быховской и Б.Т.Вавилова; под ред. М.Л. Быховского. М.: Мир. 1975. 536 с.

4. Мошак Н. Н., Логинцев А.В. Методы расчета квантилей распределения случайной сетевой задержки пакетов изохронного трафика в задаче анализа инфокоммуникационных транспортных систем / Региональная информатика и информационная безопасность. Сб. трудов. Вып. 3. СПб.: СПОИСУ, 2017. 346 с.

УДК 004.89; 004.942

В. А. Мыльников*, кандидат технических наук, доцент
Т. Н. Елина*, кандидат экономических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

МОДЕЛЬ ПРОГНОЗА АВАРИЙНОСТИ ТРУБОПРОВОДНОГО ТРАНСПОРТА НА ОСНОВЕ АППАРАТА НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

Разработана модель, позволяющая осуществлять прогноз вероятности аварий на трубопроводах, транспортирующих нефтепродукты. Проведен анализ степени влияния различных факторов на показатели аварийности. Построена нейронная сеть, демонстрирующая высокую достоверность прогноза.

Ключевые слова: анализ аварийных ситуаций, трубопроводы, нейронечеткое моделирование, кластеризация.

V. A. Mylnikov*, PhD, Tech., Associate Professor
T. N. Yelina*, PhD, Econ., Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

MODEL FOR PREDICTION OF ACCIDENTS IN PIPELINE TRANSPORTATION BASED ON THE APPARATUS OF NEURAL NETWORKS

A model has been developed to predict the probability of accidents on pipelines transporting petroleum products. The analysis of the degree of influence of various factors on the accident rate. The neural network demonstrating high reliability of the forecast is constructed.

Keywords: analysis of emergency situations, pipelines, neuro-fuzzy modeling, clustering.

Высокая стоимость аварий на трубопроводах, транспортирующих нефтепродукты, обусловлена не только размером убытков в связи с утечкой продукта, но и с серьезными экологическими последствиями, вызванными разливом нефти. Поэтому большинство компаний, занимающихся добычей и транспортировкой нефтепродуктов, заинтересованы в проведении предупредительных ремонтов трубопроводов, с целью недопущения аварий [1]. Однако затраты на ремонт трубопроводов, часто пролегающих на труднодоступных территориях с неблагоприятными погодными условиями, достаточно высоки. Поэтому частое проведение ремонтных работ значительно увеличивает текущие затраты компаний.

В связи с вышесказанным, очевидна актуальность прогнозирования аварийности трубопроводов, транспортирующих нефтепродукты.

При анализе статистических данных по аварийности трубопроводов были выделены следующие доступные факторы, потенциально влияющие на аварийность:

1. Общие характеристики участка:
– порядковый номер участка трубопровода;

– ID участка;
– название участка;
– месторождение;

2. Параметры трубы:
– марка стали;
– производитель трубы;
– ГОСТ;
– диаметр трубы;
– толщина стенки трубы;
– длина трубы;

3. Параметры эксплуатации трубопровода:
– год ввода трубопровода;
– дата ввода трубопровода;
– дебит жидкости;
– обводненность;
– скорость смеси;
– уклон трубопровода в месте отказа;
– концентрация ингибитора (если нет, то 0);

4. Ретроспективные данные по отказам и ремонтам:
– количество отказов на участке;
– номер отказа в общем количестве отказов после ввода на участке;
– дата отказа;
– возраст трубопровода в момент отказа;
– адрес отказа;
– причина отказа (только внутренняя или наружная коррозия);
– дата ремонта;
– адрес начала ремонта;
– адрес конца ремонта;
– длина ремонтируемого участка.

Анализ проведенных параметров позволил значительно сократить их количество по следующим причинам:

1. По ряду факторов наблюдалось отсутствие значений в течение больших временных промежутков, что, очевидно, значительно исказит результаты прогнозирования.

2. Проведенный опрос экспертов позволил пренебречь отдельными показателями, так как они либо не могут оказать значительного влияния на результат, либо их значение однозначно зависит от других (более общих) показателей.

3. Проведенный корреляционно-регрессионный анализ не обнаружил зависимости показателя аварийности от данных факторов.

Таким образом, список параметров, определяющих прогноз аварийности трубопровода, имеет следующий вид:

1. Длина сегмента участка трубы (L, м)
2. Верхняя граница интервала (R, м)
3. ID участка трубы (ID, б/р)

4. Марка стали (*M*, б/р)
5. Тип (Сварная/ Бесшовная) (*T*, б/р)
6. Завод (*Z*, б/р)
7. Месторождение (*S*, б/р)
8. Содержание воды (*V*, %)

Результатом прогноза будем считать наличие (отсутствие) аварии в рассматриваемом периоде (один календарный год) на конкретном участке трубы.

Коэффициенты корреляции выходного значения со значениями факторов на выборке из 17 864 значений приведены в табл. 1.

Как видно в табл. 1, наибольшее влияние на аварийность оказывает обводненность смеси.

Для проведения прогноза сравним два метода: нейронные сети и нейронечеткие модели.

Таблица 1

Значения коэффициентов корреляции

№ п/п	Фактор	Коэффициент корреляции
1	Длина сегмента участка трубы (*L*, м)	-0,0002335
2	Верхняя граница интервала (*R*, м)	0,00245775
3	ID участка трубы (*ID*, б/р)	0,00099432
4	Марка стали (*M*, б/р)	-0,0014458
5	Тип (сварная/ бесшовная) (*T*, б/р)	-0,0000005
6	Завод (*Z*, б/р)	-0,0761656
7	Месторождение (*S*, б/р)	0,00021106
8	Содержание воды (*V*, %)	0,5528483

Структура нейронной сети с прямым распространением сигнала и обратным распространением ошибки [2] приведена на рис. 1. Сеть содержит набор входных параметров, три внутренних слоя, имеющие 10, 50, 1 нейрон соответственно, и один выходной параметр. Каждый слой использует гиперболический тангенс в качестве активационной функции.

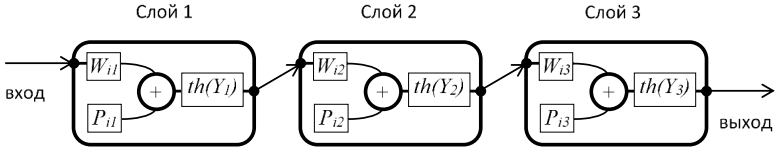


Рис. 1. Модель нейронной сети

Обучение сети проводилось на выборке из 13 404 объектов. Контрольная выборка содержит 4 460 объектов. Построенная и обученная сеть правильно прогнозирует аварии в 81% случаев. На рис. 2 приведен результат прогнозирования на выборке из 50 объектов.

Вторым вариантом прогнозирования рассмотрим нейро-нечеткую сеть типа ANFIS [3], реализующую систему нечеткого вывода Сугено в виде пятислойной нейронной сети прямого распространения сигнала. Назначение слоев следующее:

– первый слой – термы входных переменных;
– второй слой – антецеденты (посылки) нечетких правил;

– третий слой – нормализация степеней выполнения правил;

– четвертый слой – заключения правил;

– пятый слой – агрегирование результата, полученного по различным правилам.

Входы сети в отдельный слой не выделяются. На рисунке 3 изображена ANFIS-сеть с восемью входными переменными (*L*, *R*, *ID*, *M*, *T*, *Z*, *S*, *V*) и 512 нечеткими правилами. Для лингвистической оценки входных переменных используются по три терма.

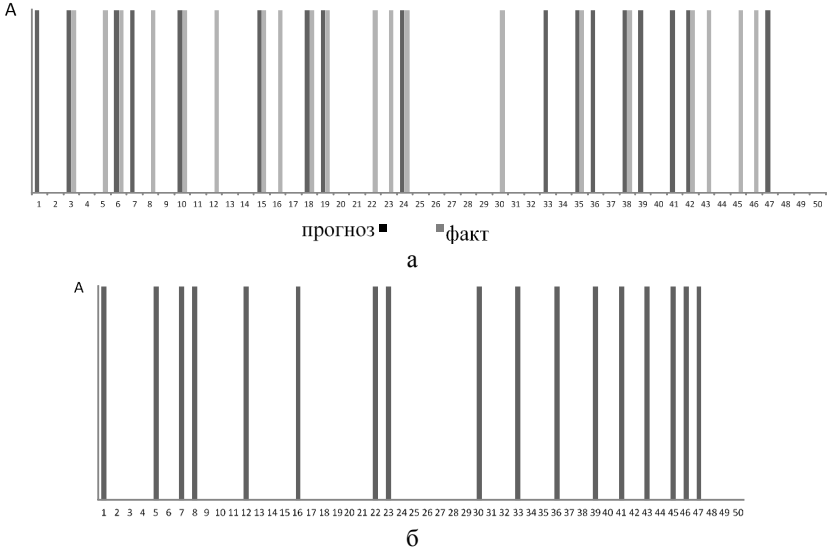


Рис. 2. Результаты прогнозирования с помощью нейронной сети с прямым распространением сигнала и обратным распространением ошибки:
а – соотношение фактических данных и прогнозных значений;
б – отклонение результата прогноза от фактических значений

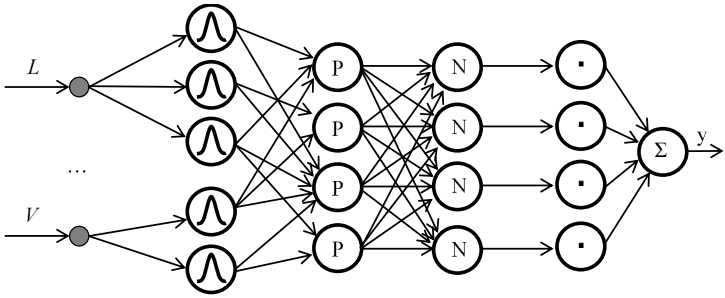


Рис. 3. ANFIS-сеть для прогнозирования аварийности трубопровода

Результаты прогноза (рис. 4) с использованием нейро-нечеткой сети ANFIS показали точность 87%, что значительно лучше, чем прогноз с использованием нейронной сети.

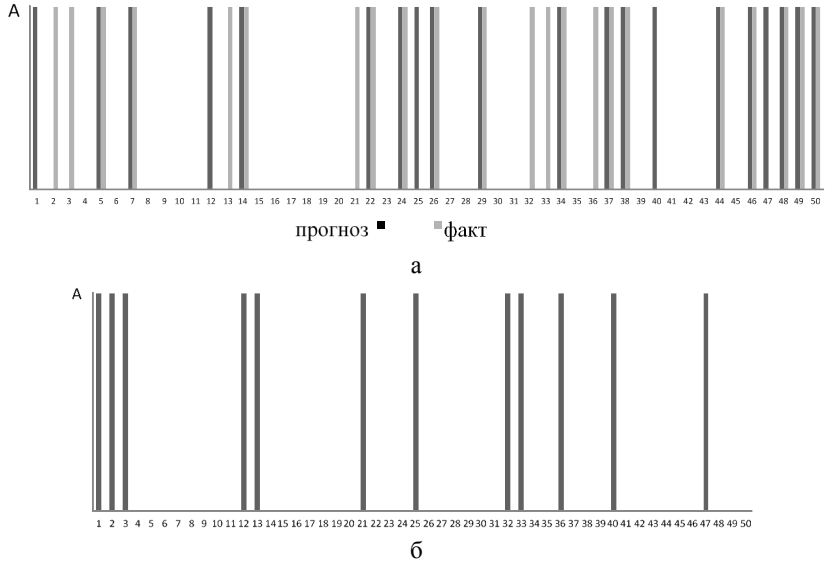


Рис. 4. Результаты прогнозирования с помощью сети ANFIS:
а) соотношение фактических данных и прогнозных значений;
б) отклонение результата прогноза от фактических значений

Повышение точности прогноза объясняется использованием в модели не только количественных, но и качественных факторов, представление которых в виде лингвистических переменных более адекватно, чем в виде числовых значений. Кроме того, возможность использования мнения экспертов для корректировки термов входных переменных и базы правил сети ANFIS, значительно снизило влияние интервалов с отсутствующими данными по входным параметрам.

Библиографический список

1. Мизонов В.Е., Елин Н.Н., Попелышко А.В., Мыльников В.А. Моделирование теплового состояния поперечного сечения трубопровода при промерзании теплоизоляции // Вестник Ивановского государственного энергетического университета. 2013. № 2. С. 67-70.

2. Абалдова С.Ю., Елина Т.Н. Прогнозирование состояния системы менеджмента качества промышленного предприятия с использованием аппарата искусственных нейронных сетей // Известия высших учебных заведений. Серия: Экономика, финансы и управление производством. 2013. № 3(17). С. 70-75.

3. Штовба С.Д. Проектирование нечетких систем средствами MATLAB. М.: Горячая линяя – Телеком, 2007. 288 с.

УДК 004.89; 004.942

В. А. Мыльников*, кандидат технических наук, доцент
Т. Н. Елина*, кандидат экономических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ПРИМЕНЕНИЕ НЕЙРО-НЕЧЕТКИХ СЕТЕЙ ДЛЯ ПЛАНИРОВАНИЯ ЗАСТРОЙКИ И СОЗДАНИЯ ИНФРАСТРУКТУРЫ ГОРОДА

Представлен подробный анализ существующих методов оценки качества городской среды проживания (обитания) человека. Выявлены наиболее значимые подходы, их ключевые особенности и основные этапы осуществления оценки состояния городской системы: от выбора источников и сбора данных до математической обработки и интерпретации результатов. На основе полученных результатов первичного и вторичного анализов была сформирована концептуальная модель методики комплексной оценки городской среды проживания (обитания) на базе механизма нейро-нечетких сетей. Описаны основные этапы разработки модели: композиция обобщенного состава критериев оценки и построение архитектуры нейро-нечеткой сети.

Ключевые слова: городская система, качество городской среды, нейро-нечеткие сети, система поддержки принятия решений.

V. A. Mylnikov*, PhD, Tech., Associate Professor
T. N. Yelina*, PhD, Econ., Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

APPLICATION OF NEURO-FUZZY NETWORKS FOR URBAN PLANNING AND INFRASTRUCTURE

A detailed analysis of existing methods for assessing the quality of the urban environment (habitat) of a person is presented. The most significant approaches, their key features and the main stages of the assessment of the urban system are identified: from the selection of sources and data collection to mathematical processing and interpretation of the results. On the basis of the results of primary and secondary analyses, a conceptual model of the method of integrated assessment of urban living environment (habitat) based on the mechanism of neuro-fuzzy networks was formed. The main stages of the model development are described: the composition of the generalized composition of the evaluation criteria and the construction of the neuro-fuzzy network architecture.

Keywords: the city system, the quality of the urban environment, neuro-fuzzy network system of support of decision-making.

Развитие городов главным образом направлено на создание благоприятной и комфортной среды жизнедеятельности населения. Эта цель достигается

путем проведения рациональной жилищной политики, осуществления градостроительной деятельной в области планирования и планировки будущей застройки города, а также рядом других мероприятий. В целях эффективного и правильного принятия решений по данным вопросам необходим мониторинг состояния текущего и ретроспективного состояния качества городской среды путем оперативной оценки ситуации по ряду критериев [1].

В настоящее время разработано большое количество методов оценки состояния городской среды [2-7]. Все они позволяют в той или иной степени получить некоторое заключение, косвенно отражающее действительное положение дел, их комплексная оценка представлена в работах [8, 9].

В общем виде, задача по разработке методики оценки качества городской среды заключается в формировании набора значимых критериев оценки городской среды в общем виде и проектирование нейро-нечеткой модели.

В ходе анализа состава критериев представленных методик были выведены общие направления и тенденции характеризующие различные сферы жизнедеятельности человека и общества, а также отражающие основные процессы функционирования города как системного образования (рис. 1).

Полученная структура обобщённого критериального состава предполагает явное разделение на четыре уровня оценки:

1. Верхний уровень представляет собой конечную цель в виде отражения комплексного состояния городской среды.
2. Второй – сферы жизнедеятельности населения, одновременно выступающие структурными элементами городской системы.
3. Третий уровень – основные направления, характеризующие качество определённой сферы.
4. Четвертый уровень – совокупность индикаторов, позволяющих оценить объекты элементов городской системы, каждый из которых может одновременно характеризовать разнородные направления и сферы.

Таким образом, путем композиции и обобщения критериев был выделен дополнительный уровень оценки, относительно первоначальных наборов, который позволит сформировать слой тактического планирования в процессе городского управления.

Следующим этапом является разработка нейро-нечеткая системы оценки качества городской среды. В качестве базы знаний предлагается использовать набор правил продукционного типа. Источником экспертного мнения для её формирования должны выступать специалисты в области градостроительного планирования и управления, как участники целевой области применения данной системы, а также специалисты отраслям сфер жизнедеятельности: консалтинговые и риэлтерские агентства, данные научно исследовательских институтов и т.д.

С применением нейро-нечеткого механизма становится возможным использовать методы нечеткой свертки для индикаторов. Выявленные на предыдущем этапе тактические показатели агрегируются мягко на основе оперативных показателей, что означает, что конкретный оперативный индикатор будет

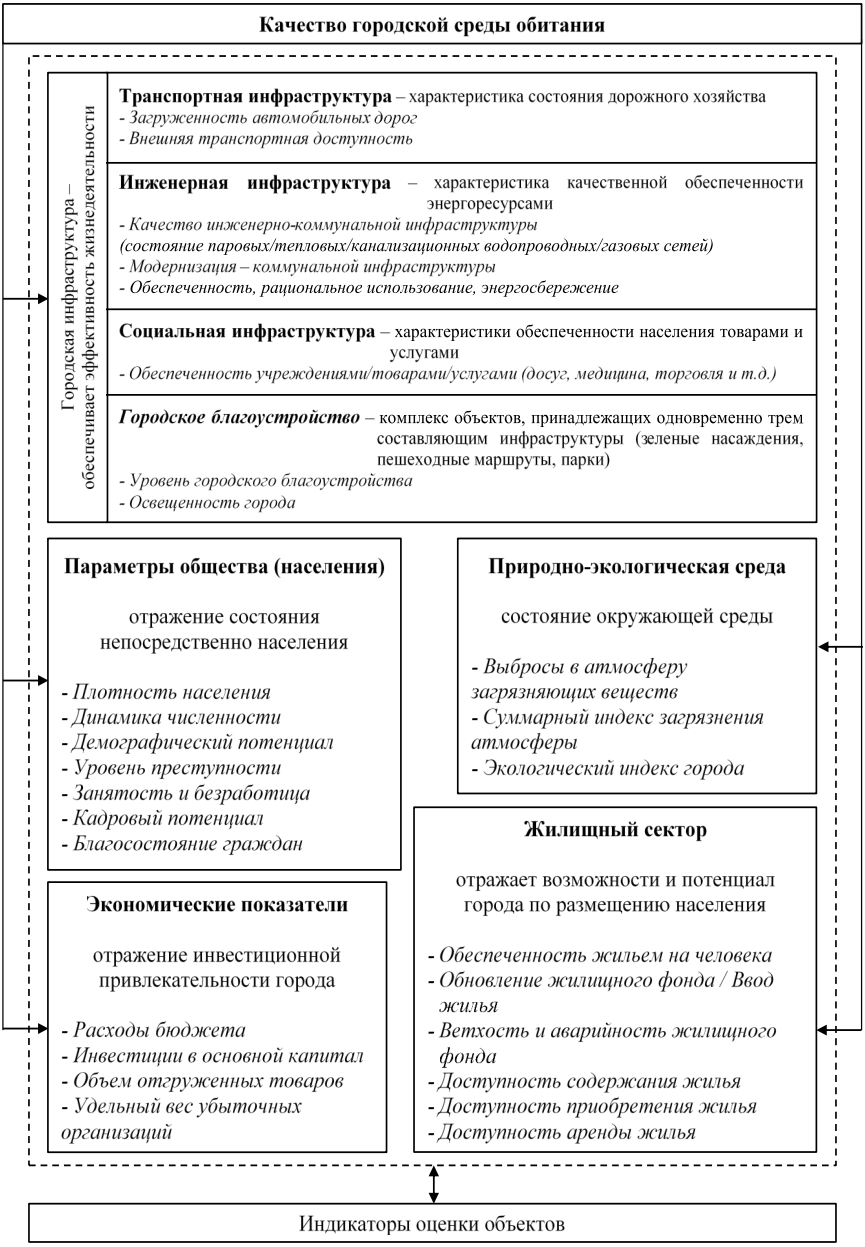


Рис. 1. Композиция критериев

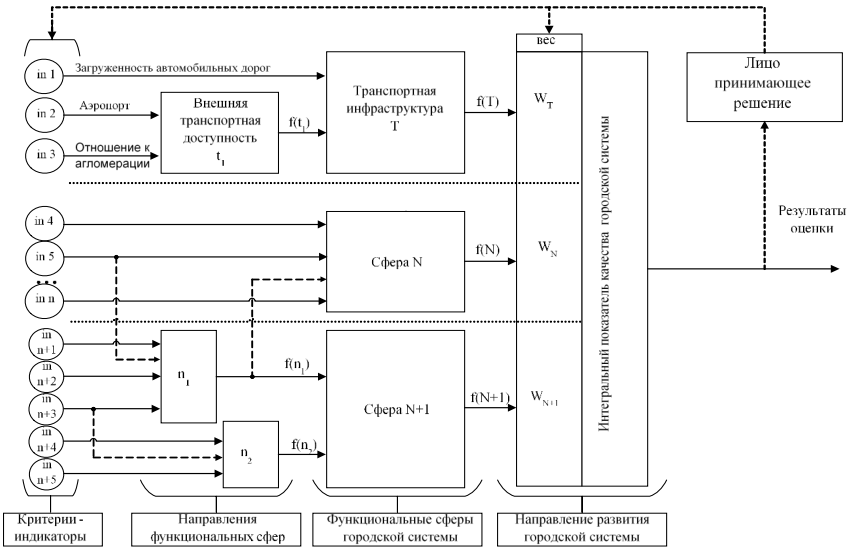


Рис. 2. Модель нейро-нечеткого механизма поддержки принятия решений

фигурировать в мягких свертках различных тактических показателей с заданной степенью принадлежности:

$$T_j = \sum_{i=1}^{n} V_i \cdot O_i \text{, где } j = \overline{1,m},$$

$$O_i \in T_j, T_{j+p} \text{, где } T_j \cap T_{j+p} \neq 0,$$

$$C_l = \sum_{j=1}^{m} W_l \cdot T_j \text{, где } l = \overline{1,k},$$

$$K = \sum_{l=1}^{k} Q_l \cdot C_l .$$

Концептуальная модель архитектуры адаптивной нейро-нечеткой сети представлена на рис. 2. Каждый из выделенных слоев соответствует определенному уровню состава критериев (рис.1). Первый слой критериев-индикаторов представляется собой набор количественных и качественных показателей оценки объектов, группирование которые осуществляется нечетко. Второй слой отражает качественные характеристики основных направлений функциональных сфер, которые посредством нечеткой агрегации переходят в них. Полученный слой функциональных сфер городской системы представляет собой совокупность укрупненных критериев оценки и с учетом заданного вектора развития формирует комплексное заключение о качестве городской среды. Лицо принимающее решение является одновременно потребителем результатов работы системы и управляющим элементом, задавая требуемые параметры системы.

Полученная модель системы оценки качества городской среды обеспечит оперативный анализ исходных данных. На основе применяемой базы знаний сформированные результаты будут иметь максимально объективный и не противоречий характер. В совокупности это позволит применить разработанный метод в качестве системы поддержки принятия решений по вопросам градостроительного планирования и управления.

С учетом особенностей городской системы и ключевых характеристик основных подходов к оценке качества городской среды проживания (обитания), авторами был сформулирован ряд основных требований к обобщенной модели методики комплексной оценки. Относительно выдвинутых критериев произведен анализ представленных методик, в результате которого были определены сильные и слабые стороны существующих решений.

Основываясь на полученных результатах, была разработана модель методики комплексной оценки состояния городской среды на базе механизма нейронечетких сетей. Данный подход позволил объединить в единой системе сильные стороны используемых в настоящее время методик с адаптационными свойствами нейро-нечетких сетей. Это разрешит проблему статичности анализа путем динамической перестройки шкал критериев, их относительной важности и требуемого состава в данный момент времени. Результаты работы такой системы будут отвечать требованиям высокой степени объективности и адекватности, что позволит использовать модель в качестве системы поддержки принятия решений по вопросам планирования развития городской территории.

Библиографический список

1. Беднякова А.В., Бут В.В., Фомичева С.Г. Мониторинг уровня развития социальной инфраструктуры города / Научный потенциал НПР XXI век: сб. науч. статей. Норильск: НИИ, 2014. С. 119-124.

2. Приказ Минрегиона России от 09.09.2013 № 371 «Об утверждении методики оценки качества городской среды проживания». URL: http://www.consultant.ru/document/cons_doc_LAW_152268/ (дата обращения: 17.02.2019).

3. Катаева Ю.В., Лапин А.В. Формирование методического подхода к интегральной оценке качества городской среды, статья, Вестник Пермского университета. Серия: Экономика, 2014, №2, 31-39с.

4. Рейтинг качества жилой среды института «Урбаника» URL: http://urbanica.spb.ru/research/ratings/ (дата обращения: 17.02.2019).

5. Рейтинг качества жилой среды Санкт-Петербургской агломерации университета ИТМО, 2014. URL: http://besthousing.ru/methodology.html (дата обращения: 17.02.2019).

6. Мурзин А.Д. Комплексная оценка урбанизированных территорий: экономический, экологический и социальный аспект. Saarbrucken (Germany): Lambert Academic Publishing , 2012. 80 с.

7. Трухачев Ю.Н. Общая теория градостроительных систем (методологическая концепция). Ростов н/Д: Рос. гос. акад. архитектуры и искусства, 2006. 120 с.

8. Мыльников В.А., Бут В.В. Моделирование процессов оценки качества инженерной инфраструктуры городского района с использованием нейро-нечетких сетей / Вестник Ивановского государственного энергетического университета. 2017. № 3. С. 75-82.

9. Беззатеев С.В., Мыльников В.А., Елина Т.Н. Интеллектуальная система оценки качества городской инфраструктуры на основе технологии «Internet of things». Конвергенция цифровых и материальных миров: экономика, технологии, образование / Сб. науч. ст. международ. науч. конф. Под ред. В.В. Трофимова, В.Ф. Минакова. 2018. С. 20-25.

УДК 004.94

И.И. Носков*, аспирант
В.А. Богатырев**, доктор технических наук, профессор
*Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет
информационных технологий, механики и оптики
**Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

МОДЕЛЬ И ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ КОМПЬЮТЕРНЫХ УЗЛОВ НА ОСНОВЕ РЕЗЕРВИРОВАНИЯ ПЕРЕДАЧ ПРИ МНОГОПУТЕВОЙ МАРШРУТИЗАЦИИ

Исследованы возможности повышения вероятности безошибочного взаимодействия компьютерных узлов при многопутевой маршрутизации в результате резервированных передач по нескольким маршрутам через шлюз. Исследование основано на имитационном моделировании в среде OMNeT++, с учетом особенностей реальных коммуникационных средств и сетевых протоколов многопутевой маршрутизации и резервирования шлюза. На основе имитационных экспериментов определены область эффективности применения резервированных передач в сетях многопутевой маршрутизации.

Ключевые слова: резервирование, имитационное моделирование, маршрутизация, OMNeT++, GLBP.

I.I. Noskov*, postgraduate student
V.A. Bogatyrev**, PhD, Professor
* ITMO University (Saint Petersburg National Research University
of Information Technologies, Mechanics and Optics)
** Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

MODEL AND INTERACTION EFFICIENCY OF COMPUTER NODES BASED ON TRANSFER RESERVATION AT MULTIPATH ROUTING

Possibilities of increasing probability error-free interaction between computer nodes at multi-path routing are considered. Researching based on simulation in OMNeT++. Protocols of multi-path routing and gateway reservation are described in the paper. Efficiency of reserved transmissions in multi-path routing networks are defined based on simulation experiments.

Keywords: reservation, simulation, routing, OMNeT ++, GLBP.

Введение

При проектировании инфокоммуникационных систем различного назначения должна достигаться высокая функциональная и структурная надежность, устойчивость и безопасность функционирования, включая межмашинное взаимодействие в условиях отказов и деструктивных случайных или злонамеренных воздействий [1-3].

Для эффективного взаимодействия компьютерных узлов распределенных систем необходимо строить сети с резервированием элементов активного сетевого оборудования [4, 5], при поддержке многопутевой маршрутизации [6] с возможностью выбора альтернативного маршрута до узла назначения для балансировки трафика, в том числе во время восстановления вышедшего из строя оборудования. Снизить средние задержки сообщений в сети с многопутевой связанностью узлов позволяет транспортное кодирование [7-9], эффект достигается за счет того, что при потере части сообщения благодаря кодированию удается восстановить все сообщение без повторов передач. В резервированных инфокоммуникационных системах реального времени повысить вероятность своевременности и снизить среднюю задержку обслуживания запросов позволяет резервированное обслуживание, при котором создаются копии запросов, выполняемых различными узлами системы или различной последовательностью узлов [10, 11]. Резервированное обслуживание запросов может быть эффективно применено в системах кластерной архитектуры и в системах многопутевой передачи данных критичных к задержкам, в том числе при перераспределении запросов через сеть [12, 13].

Обоснование проектных решений по организации инфокоммуникационных систем и, в частности, многопутевых передач требует учета многих противоречивых факторов и может основываться на иммитационном моделировании [14, 15]. Имитационные модели систем многопутевых резервированных передач рассмотрены в [16-18], однако в них не учтены особенности конкретных реализуемых протоколов и используемого сетевого оборудования.

Целью работы является разработка имитационных моделей в среде OMNeT++, позволяющих учесть особенности реальных коммуникационных средств и сетевых протоколов многопутевой маршрутизации и резервирования шлюза.

Резервирование узлов и балансировка нагрузки

Обеспечение отказоустойчивости компьютерных сетей на сетевом уровне обеспечивается резервированием активного сетевого оборудования и/или каналов связи, а также использованием специализированных протоколов. Существует целое семейство протоколов First Hop Redundancy Protocols (FHRP), которые позволяют строить отказоустойчивые компьютерные сети с резервированием коммутационных узлов. Это достигается путем объединения нескольких маршрутизаторов в один виртуальный, который отвечает на ARP-запросы и распределяет трафик на один активный в данный момент маршрутизатор из всего кластера. При отказе активного маршрутизатора его роль на себя берет другой маршрутизатор группы и передача трафика фактически продолжается через другой маршрутизатор, обеспечивая тем самым многопутевую маршрутизацию. Таким образом в компьютерной сети увеличивается надежность и вероятность доставки пакетов до узла назначения.

Все протоколы семейства FHRP (HSRP, GLBP, VRRP, CARP и т.д.) предоставляют возможность создания отказоустойчивого шлюза, однако только протокол Gateway Load Balancing Protocol (GLBP) предоставляет еще возможность балансировки нагрузки, используя для этого механизм много-

путевой маршрутизации при котором трафик идет по нескольким путям через различные маршрутизаторы [19]. Таким образом, в сетях с использованием протокола GLBP не происходит простоя ресурсов при нормальной работе активного маршрутизатора, что увеличивает своевременность и вероятность доставки пакетов до узлов назначения. Достигается это за счет того, что протокол GLBP обеспечивает распределение нагрузки на несколько маршрутизаторов, используя один виртуальный IP-адрес и несколько виртуальных MAC-адресов, которые посылает активный маршрутизатор в ответ на ARP-запросы клиентов, обеспечивая тем самым балансировку нагрузку между всеми маршрутизаторами одной группы. Каждый хост сконфигурирован с одинаковым виртуальным IP-адресом и все маршрутизаторы в виртуальной группе участвуют в передаче пакетов. Протокол GLBP может работает в нескольких режимах [20]:

– None – режим, при котором коммутатор не обеспечивает балансировку нагрузки и работает по сути, как все остальные протоколы семейства FHRP;

– Weighted load-balancing – балансировка нагрузки производится в соответствии с весом каждого устройства;

– Host-dependent load-balancing – используется при необходимости реализации технологии трансляции сетевых адресов (NAT);

– Round-robin load-balancing – в этом режиме маршрутизатор выполняет балансировку нагрузки и выдает MAC-адреса для членов группы попеременно.

Для исследования работы данного протокола необходимо разработать модели для среды имитационного моделирования, которая позволит детально рассмотреть работу протокола на различных сетевых конфигурациях и топологиях.

Разработка и моделирование в среде OMNeT++

Среда моделирования OMNeT++ является кроссплатформенной специализированный средой моделирования компьютерных сетей различного назначения. Среда написана на языке C++ и позволяет дорабатывать ее модули на данном языке, а также строить модели с помощью графического редактора или специализированного языка описания моделей. Результаты моделирования доступны пользователю в виде трассировки событий или массивов данных, из которых в автоматическом режиме можно строить информативные графики и диаграммы. Так как данная среда является средой с открытым исходным кодом, то пользователю доступно множество различных библиотек и модулей, написанных различными разработчиками и исследователями, которые реализуют подавляющее большинство сетевых протоколов всего стека OSI [21]. Для протокола GLBP также построены компоненты в виде моделей маршрутизаторов, поддерживающих данный протокол [22].

Разработана модель компьютерной сети, которая представлена на рис. 1.

В данной модели узлы H1, H2 и H3 являются клиентами, между которыми обеспечивается обмен трафиком. SW1 и SW2 – коммутаторы, объединяющие подсети клиентов H1, H3 и H2 соответственно. Маршрутизаторы R1, R2 и R3 представляют собой группу маршрутизаторов, с настро-

енными на них протоколом GLBP. Для обеспечения отказоустойчивости и балансировки нагрузки. В настройках данных маршрутизаторов выставлен одинаковый id для группы и приоритеты, в соответствии с которыми будет выбираться активный маршрутизатор.

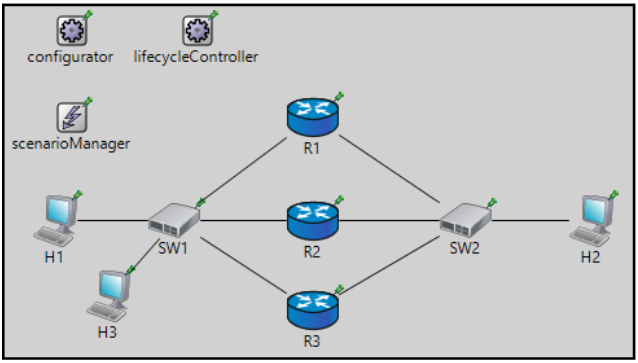


Рис. 1. Модель исследуемой компьютерной сети

Для узлов H1 и H2 настроены генераторы UDP-трафика, каждый из которых создает поток нагрузки в сторону клиента H2, на котором настроено приложение UDPSink, которое принимает поток трафика с заданным адресом и портом назначения. На рис. 2 приведен конфигурационный файл настроек модели для всех клиентов.

```
**.H1.numUdpApps = 1
**.H1.udpApp[0].typename = "UDPBasicApp"
**.H1.udpApp[0].destAddresses =  "192.168.2.5"
**.H1.udpApp[0].destPort = 1000
**.H1.udpApp[0].messageLength = 100B
**.H1.udpApp[0].startTime = 30s
**.H1.udpApp[0].sendInterval = uniform(0.02s,0.05s)

**.H3.numUdpApps = 1
**.H3.udpApp[0].typename = "UDPBasicApp"
**.H3.udpApp[0].destAddresses =  "192.168.2.5"
**.H3.udpApp[0].destPort = 2000
**.H3.udpApp[0].messageLength = 100B
**.H3.udpApp[0].startTime = 35s
**.H3.udpApp[0].sendInterval = uniform(0.02s,0.05s)
###############################################################
**.H2.numUdpApps = 2
**.H2.udpApp[0].typename = "UDPSink"
**.H2.udpApp[0].localPort = 1000

**.H2.udpApp[1].typename = "UDPSink"
**.H2.udpApp[1].localPort = 2000
```

Рис. 2. Конфигурация генераторов и потребителей UDP-трафика

Разработан скрипт, который через 40 секунд моделирования имитирует обрыв канала связи между коммутатором SW1 и маршрутизатором R3, который изначально будет выбран в качестве активного в соответствии с выставленными приоритетами для работы протокола GLBP.

На рис. 3 показан процесс моделирования до обрыва канала связи.

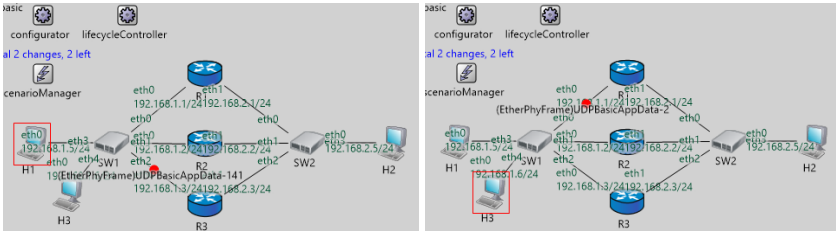


Рис. 3. Процесс моделирования до обрыва канала связи

На рис. видно, что трафик от клиента H1 идет через маршрутизатор R3, а от клиента H3 – через R1. Таким образом в данной сети осуществляется балансировка нагрузки и реализация многопутевой маршрутизации (в данном примере через маршрутизаторы R1 и R3).

На рис. Рис. приведен процесс моделирования после обрыва канала связи.

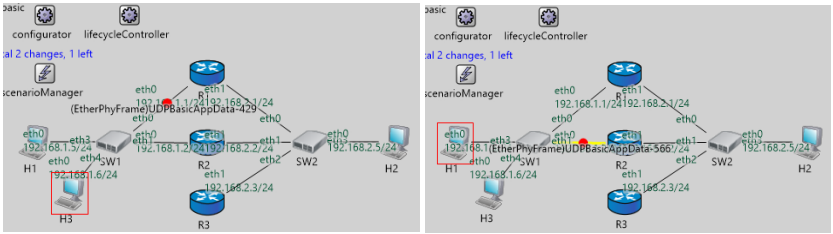


Рис. 4. Процесс моделирования после обрыва канала связи

Трафик от узла H3 продолжает идти через маршрутизатор R1, а вот трафик от узла H1 уже идет через маршрутизатор R2, так как маршрутизатор R3 стал недоступным. Таким образом, в сети осуществляется резервирование и балансировка нагрузки даже после отказа активного маршрутизатора, вызванного обрывом канала связи.

Заключение

Разработана модель взаимодействия компьютерных узлов на основе резервирования передач при многопутевой маршрутизации с использованием протокола GLBP. Рассмотрен процесс создания и исследования моделей компьютерных сетей в среде OMNeT++. Детально описан и промоделирован алгоритм функционирования протокола GLBP для реализации резервирования

коммутационных узлов и многопутевой маршрутизации с балансировкой нагрузки. Результаты, полученные в данной статье, могут быть полезны при построении надежных компьютерных сетей с отказоустойчивыми шлюзами.

Библиографический список

19. Казарин О.В., Шубинский И.Б. Надежность и безопасность программного обеспечения: М.: Юрайт, 2018. 342 с.

20. Верзун Н.А., Колбанев М.О., Татарникова Т.М. Технологическая платформа четвертой промышленной революции // Геополитика и безопасность. 2016. № 2(34). С. 73-78.

21. Шубинский И.Б. Надежные отказоустойчивые информационные системы. Методы синтеза. Ульяновск: Печатный двор, 2016. 544 с.

22. Татарникова Т.М. Аналитико-статистическая модель оценки живучести сетей с топологией mesh. // Информационно-управляющие системы. 2017. № 1. С. 17-22.

23. Богатырев В.А., Богатырев С.В., Богатырев А.В. Оптимизация древовидной сети с резервированием коммутационных узлов и связей // Телекоммуникации. 2013. № 2. С. 42-48.

24. Шувалов В.П., Ваксина И.Ю. Классификация методов многопутевой маршрутизации // T-Comm #1. 2014. С. 29-32.

25. Кабатянский Г. А., Крук Е. А. Об избыточном кодировании на транспортном уровне сети передачи данных // Помехоустойчивое кодирование и надежность ЭВМ. М.: Наука, 1987. С. 143–150.

26. Крук Е.А., Маличенко Д.А. Расчет задержки при использовании кодирования на транспортном уровне сети передачи данных // Известия вузов. Приборостроение. 2013. №. 8(56). С. 45-51.

27. Kabatiansky G., Krouk E., SemenovS. Error Correcting Coding and Security for Data Networks. Analysis of theSuperchannel Conconных ept. Wiley, 2005. 288 p.

28. Bogatyrev V.A., Bogatyrev A.V. Functional Reliability of a Real-Time Redundant Computational Process in Cluster Architecture Systems //Automatic Control and Computer Sciences, IET – 2015. Vol. 49. No. 1. Pp. 46-56.

29. 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.

30. Богатырев В.А., Богатырев А.В., Голубев И.Ю., Богатырев С.В. Оптимизация распределения запросов между кластерами отказоустойчивой вычислительной системы // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики-2013. № 3(85). С. 77-82.

31. Богатырев В.А., Богатырев С.В. Надежность мультикластерных систем с перераспределением потоков запросов // Известия высших учебных заведений. Приборостроение-2017. Т. 60. № 2. С. 171-177.

32. Tatanikova T. M., Kutuzov O.l. Evaluation and Comparison of Classical and Fractal Queuing Systems. 2016 XV International Symposium Problems of Redundancy in Information and Control Systems (REDUNDANCY). 26-29 Sept. 2016.

33. Tatarnikova T., Kutuzov O. Model of self-similar traffic generator and evaluation of buffer storage for classical and fractal queuing systems. Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT) 2018. March 14-16. 2018. Moscow. Russia.

34. Богатырев В.А., Кармановский Н.С., Попцова Н.А., Паршутина С.А., Воронина Д.А., Богатырев С.В. Имитационная модель поддержки проектирования инфокоммуникационных резервированных систем // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2016. Т. 16. № 5(105). С. 831-838.

35. 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.

36. Носков И.И., Богатырев В.А., Сластихин И.А. Имитационная модель локальной компьютерной сети с агрегированием каналов и случайным методом доступа при резервировании передач // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2018. Т. 18. № 6(118). С. 1047-1053.

37. HSRP и GLBP для повышения отказоустойчивости Cisco. URL: https://www.opennet.ru
/base/cisco/cisco_hsrp_glbp.txt.html (дата обращения: 15.02.2019).

38. HSRP URL: http://xgu.ru/wiki/HSRP.

39. Носков И.И. Разработка моделей протоколов семейства FHRP в среде OMNeT++ // Региональная информатика и информационная безопасность. Сб. тр. СПОИСУ. 2018. № 5. С. 238-241.

40. Носков И.И. Обеспечение сетевой отказоустойчивости и балансировки нагрузки в распределенных корабельных системах управления // Региональная информатика и информационная безопасность. Сборник трудов СПОИСУ. 2018. № 6. С. 224-229

УДК 621.391.1

И.А. Пастушок*, кандидат технических наук
Н.А. Бойков*, студент магистратуры
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ ПОТОКОВ EMBB И URLLC В НИСХОДЯЩЕМ КАНАЛЕ

В настоящей статье исследуются методы мультиплексирования потоков enhanced Mobile BroadBand (eMBB) и Ultra-Reliable and Low Latency communication (URLLC) в нисходящем канале связи беспроводных сетей. Производится постановка задачи мультиплексирования потоков данных в нисходящем канале. Рассматривается подход подход на основе иерархической модуляции. Предлагается подход к мультиплексированию потоков данных eMBB и URLLC на основе Trellis-Coded Modulation (TCM). Показывается принципиальная возможность создания метода мультиплексирования потоков на основе TCM обеспечивающую при определенных значениях отношения сигнал шум уменьшить вероятность ошибки на бит для потока eMBB при наличии дополнительного потока URLLC.

Ключевые слова: мультиплексирование потоков, TCM, Иерархическая модуляция, eMBB, URLLC.

I.A. Pastushok*, PhD, Senior Lecture
N.A. Boikov*, Master degree student
* St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

INVESTIGATION OF METHODS FOR EMBB AND URLLC MULTIPLEXING IN DOWNLINK CHANNEL

In this paper we investigate the method of multiplexing enhanced Mobile BroadBand (eMBB) and Ultra-Reliable and Low Latency communication (URLLC) in a wireless downlink channel. We set the task of stream multiplexing in a downlink channel and consider hierarchical modulation as a baseline method for streams multiplexing. A method for URLLC and eMBB multiplexing based on Trellis-Coded Modulation (TCM) has been proposed. We demonstrated that the proposed method allows to improve BER performance for eMBB stream with the additional URLLC stream for some SNR values.

Keywords: multiplexing streams, TCM, hierarchical modulation, eMBB, URLLC.

Введение

В настоящее время производится развитие стандарта связи пятого поколения 5G, в рамках которого появляется необходимость обслуживать передачу трафиков различной природы. Международным Союзом Электросвязи выделены две основных группы трафиков, которые могут передаваться в нисходящем канале: *enhanced Mobile BroadBand (eMBB)* и *Ultra-Reliable and Low Latency*

communication (URLLC). Группа трафиков *eMBB* представляет собой обычный широкополосный трафик, такой как видео, аудио и т.д. Группа трафиков *URLLC* является сверхприоритетным трафиком, который необходимо передать с фиксированной задержкой с момента получения сообщения на базовой станции.

Настоящее явление требует создания методов мультиплексирования потоков *eMBB* и *URLLC* для обеспечения возможности передачи сообщений потока *URLLC*, при наличии основного и постоянного потока *eMBB*.

Таким образом ставится задача: исследовать принципиальную возможность создания метода мультиплексирования потоков *eMBB* и *URLLC*, который позволяет организовать одновременную передачу данных двух потоков, при этом характеристики передачи данных потока *eMBB* не должны быть ухудшены.

Опорный сценарий использования сетей для потока *eMBB*

Рассмотрим опорный сценарий передачи данных при наличии потока *eMBB* в рамках передачи одного отсчета времени передачи данных. В системе имеется один отправитель (базовая станция) и одни получатель данных. В один отчет с выхода кодера потока *eMBB* на вход модулятора поступает *m* бит. На основе полученных бит модулятор выбирает точку модуляционного созвездия, которая будет передана по каналу связи без памяти в виде сигнала. На приемнике наблюдается входящий сигнал с аддитивной гауссовской шумовой составляющей, распределенной по нормальному закону с параметрами $(0, \sigma^2)$.

Полученный сигнал проходит процедуру демодуляции, где полученный сигнал будет преобразован в *m* бит по минимуму эвклидова расстояния. Выход с демодулятора попадает на вход декодера (рис. 1).

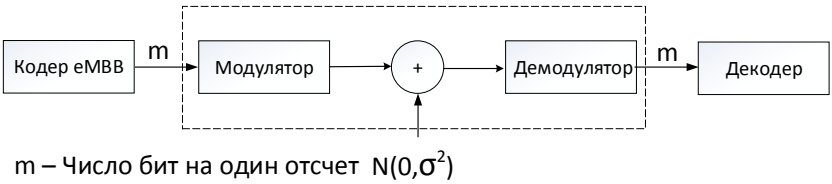


Рис. 1. Основной сценарий использования сетей 5G (eMBB)

Важно отметить, что в настоящей статье предполагается работа декодера в режиме жесткого принятия решения. Таким образом, с точки зрения обеспечения надежности передачи данных, возможно рассмотреть укрупненную модель канала как последовательность из модулятора, непосредственно канала связи без памяти и демодулятора. Настоящая модель канала может быть охарактеризована вероятностью ошибки на бит (BER) при заданных значениях отношения сигнал шум и типа модуляции. На рис. 2 представлены опорные значения вероятности ошибки на бит для фазовой модуляции модуляций различной размерности.

Для обеспечения надежной передачи данных на отправителе подбирается кодомодуляционная схема для каждого конкретного значения отношения сигнал шум в канале связи по следующему правилу: максимизировать скорость передачи данных, при котором BER не превышает некоторого порога. В приве-

денном примере пороговое значение было выбрано на уровне 10^{-3}, и модуляцию BPSK необходимо использовать при значениях SNR меньших 12 dB, модуляцию QPSK при SNR от 12 до 18 dB, а модуляцию 8-PSK при значениях SNR больших 18 dB.

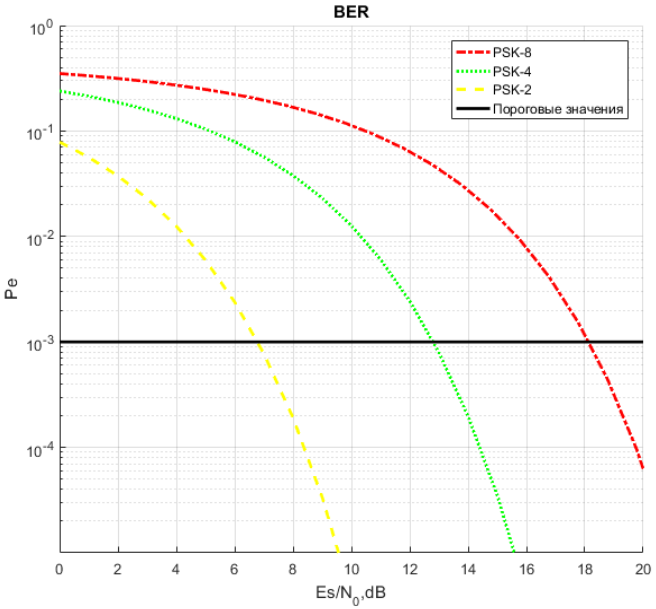


Рис. 2. Опорные значения BER для фазовой модуляции

Сценарий одновременной передачи потоков eMBB и URLLC в нисходящем канале

Рассмотрим сценарий, в котором необходимо обеспечить одновременную двух потоков данных для разных получателей. На отправителе имеется два источника информации, данные от которых поступаю на два независимых кодера. В каждый временной отсчет с выходов кодера URLLC и кодера eMBB на вход модулятора поступает l и m бит соответственно.

Модулятор выбирает размерность модуляции, который 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 модуляции с собственной уникальной шумовой составляющей. Далее на каждом устройстве будет произведено независимое демодулирование и декодирование конкретного потока (см. рис. 3).

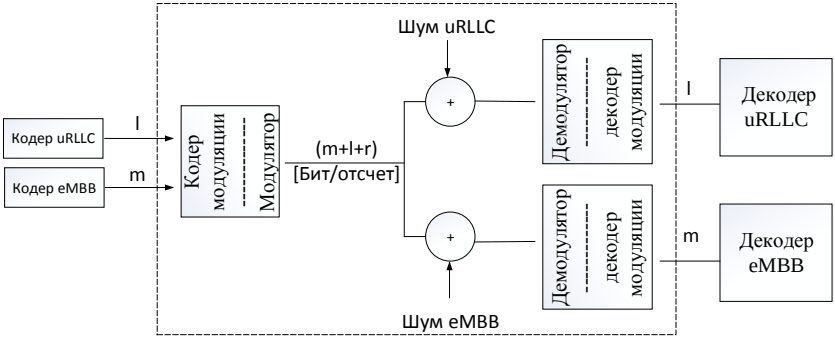


Рис. 3. Общая схема сценария одновременной передачи потоков eMBB и URLLC в нисходящем канале (*r* – число избыточных бит в модуляционном символе)

Для решения задачи мультиплексирования двух независимых потоков данных в нисходящем канале связи в рамках одного символа модуляции может быть применен метод иерархической модуляции.

Иерархическая модуляция

Метод иерархической модуляции основан на том, что при мультиплексировании в одном модуляционном символе двух потоков из $(l+m)$ бит сообщение может быть представлено в следующем виде:

$$u_1, u_2, \ldots, u_l, e_1, e_2, \ldots, e_m.$$

Таким образом, выбирается модуляционное созвездие размерности $2^{(l+m)}$, в рамках которого назначением и разнумеровкой сигнальных точек модуляции возможно обеспечить ортогональную разделимость данных на приемнике. Опишем метод иерархической модуляции на примере, когда в каждый временной отсчет l и m равно 1. В настоящем примере возможно использовать модуляционное созвездие QPSK, где синфазная компонента будет определять значение бита потока URLLC, а квадратурная компонента значение бита потока eMBB (рис. 4).

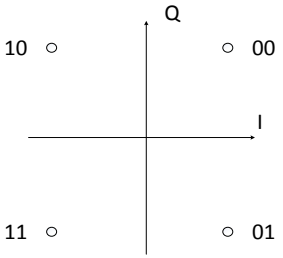


Рис. 4. Пример иерархической модуляции, применимо для модуляции QPSK

Для настоящего примера возможно получить теоретический расчет вероятности ошибки для каждого битового потока.

Формула для битовой ошибки потока eMBB.

$$P_b = Q(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}}) \quad (1)$$

Аналогичная формула и для потока uRLLC.

$$P_b = Q(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}}) \quad (2)$$

Сравнение полученного расчета BER для иерархической модуляции и модуляции BPSK представлен на рис. 5. Исходя из полученного теоретического расчета иерархическая модуляция всегда проигрывает модуляции BPSK, ввиду уменьшения евклидова расстояния между точками сигнального созвездия.

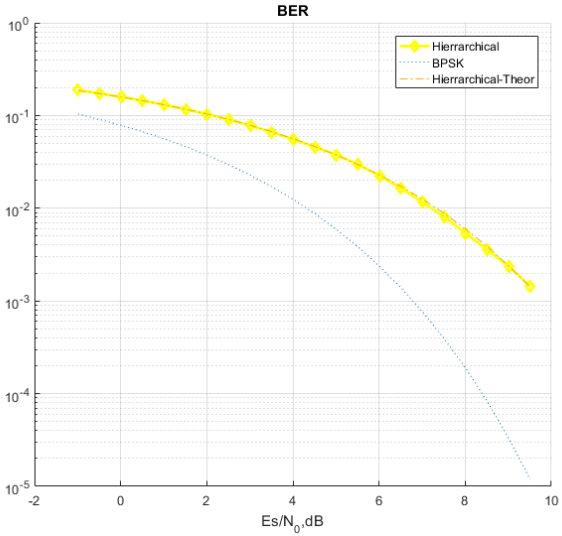


Рис. 5. Сравнение вероятности ошибки на бит для иерархической модуляции и модуляции BPSK для одного битового потока

Использование Trellis-Coded Modulation для мультиплексирования потоков URLLC и eMBB в нисходящем канале

Для преодоления падения евклидова расстояния от внедрения дополнительного потока данных в настоящей статье предлагается использовать модифицированный подход кодированной модуляции, предложенной Г. Унгербоеком. Модификация подхода Унгербоека заключается в введение неравномерно-

сти защиты битов в модуляционном созвездии при разбиении Унгербоека: биты потока дополнительного потока URLLC будут менее защищены в сравнении с битами потока eMBB. Это достигается за счет того, что первые l уровней разбиения будут определять биты потока URLLC, по последние m уровней разбиения определяют биты потока eMBB (см. рис. 6).

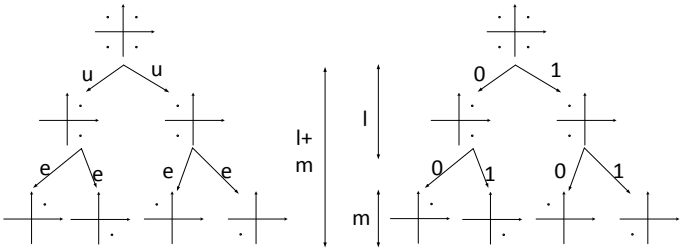


Рис. 6. Модифицированное разбиение Унгербоека для $l = 1$ и $m = 1$

Настоящая модификация разбиения Унгербоека позволяет приоритизировать защиту битов потока eMBB за счет дополнительного свободного евклидова расстояния для точек кодированного модуляционного созвездия.

Используя решетчатое кодирование со скоростью $(l+m)/(l+m+r)$ с памятью v возможно обеспечить увеличение евклидова расстояния для потока eMBB, что в конечном итоге позволит получить выигрыш по энергетической эффективности при заданном пороговом значении вероятности ошибки на бит, требуемым системой связи.

Численный пример

В численном примере для большей наглядности и не теряя общности рассматривается частный случай системы, когда число передаваемых бит в рамках одного отсчета потоками URRLC и eMBB равняется единице. Для демонстрации производительности иерархической модуляции будет использоваться модуляционное созвездие QPSK. В схеме кодированной модуляции используется сверточный код со скоростью 2/3 и памяти $v = 4$ (рис. 7).

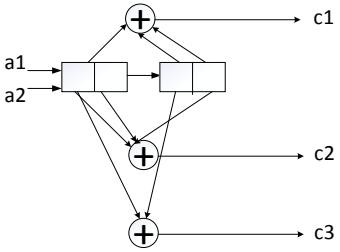


Рис. 7. Сверточный код для мультиплексирования потоков URLLC и eMBB

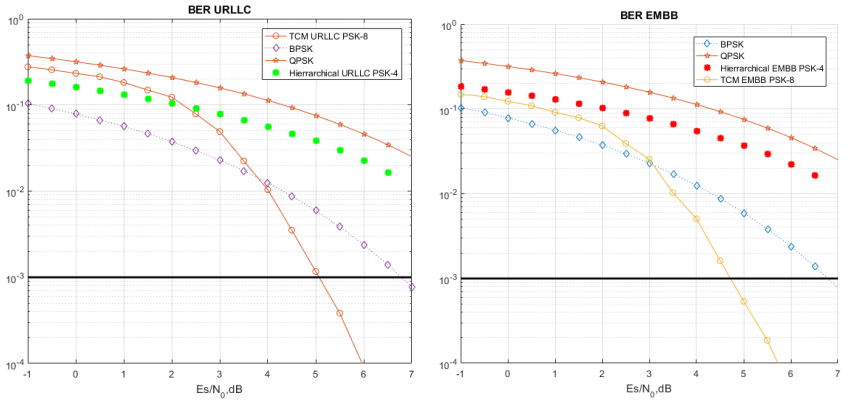


Рис. 8. Сравнение методов мультиплексирования потоков URLLC и eMBB в нисходящем канале

Результаты численного примера представлены на рис. 8. Исходя из настоящего примера для порогового значения вероятности ошибки на бит, равного 10^{-3} предложенная модуляционная схема превосходит иерархическую модуляцию и позволяет получить энергетический выигрыш около 2 dB.

Заключение

В настоящей работе предложена модуляционная схема, позволяющая обеспечить мультиплексирование потоков URLLC и eMBB без потерь по критерию BER за счет усложнения процедуры демодулирования сигнала на приемной стороне. В качестве будущих исследований планируется получить теоретические оценки для предложенного метода мультиплексирования.

Работа выполнена в рамках инициативного научного проекта No 8.8540.2017/БЧ «Разработка алгоритмов передачи данных в системах IoT с учетом ограничений на сложность устройств».

Библиографический список

1. Ungerboeck G. Trellis-coded modulation with redundant signal sets Part II: State of the art, in IEEE Communications Magazine. February 1987. Vol. 25. No. 2. Pp. 12-21.

2. Anand A., G Veciana. De., Shakkottai S. Joint Scheduling of URLLC and eMBB Traffic in 5G Wireless Networks. IEEE INFOCOM 2018 / IEEE Conference on Computer Communications. Honolulu, HI. 2018.

3. Esswie A.A., Pedersen K.I. Opportunistic Spatial Preemptive Scheduling for URLLC and eMBB Coexistence in Multi-User 5G Networks / IEEE Access. Vol. 6. Pp. 38451-38463. 2018.

4. Sun H., Dong C., Ng S. X, Hanzo L. Five Decades of Hierarchical Modulation and Its Benefits in Relay-Aided Networking / IEEE Access. 2015. Vol. 3. Pp. 2891-2921.

УДК 004.7

Е.Д. Пойманова*, старший преподаватель
Т.М. Татарникова*, доктор технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

МОДЕЛЬ МНОГОУРОВНЕВОГО ХРАНЕНИЯ ДАННЫХ

Рассмотрены механизмы распределения файлов в системе хранения данных с иерархической структурой. Задача распределения решена с применением аппарата нейронной сети Кохонена. Перед решением задачи размещения выполнена нормализация метаданных, задающих характеристики сохраняемых файлов.

Ключевые слова: системы хранения данных, многоуровневое хранилище данных, метаданные.

E. D. Poymanova*, Senior Lecturer
T. M. Tatarnikova*, PhD, Associate Professor
* St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

TIERED STORAGE MODEL

It considered the mechanisms of files distribution in a data storage system which have a hierarchical structure. The distribution task is solved using the Kohonen neural network. The metadata which set the characteristics of the saved files had been normalized before solving the task distribution

Keywords: data storage systems, multi-level data storage, metadata.

Введение

В статье рассмотрена задача организации многоуровневого хранения данных, при котором каждому файлу выбирается своя технология хранения в зависимости от гарантированного времени хранения.

Анализ инженерных решений в области хранения данных позволяет выделить три уровня в архитектуре хранилища данных – RAID (Redundant Array of Independent Disks – избыточный массив независимых дисков), автоматизированные библиотеки и носители длительного хранения. Каждый уровень хранилища предполагает свои технологии хранения [1, 2].

В современных системах хранения данных (СХД) несмотря на то, что они являются многоуровневыми ассоциациями [3], решение по выбору уровня хранилища принимается администратором. Решение основано на единственной метрике – времени, прошедшего с момента последнего обращения к информации [4, 5].

Цель работы состоит в разработке модели многоуровневого хранения данных и алгоритмов размещения данных в СХД, которые позволят частично решить перечисленные проблемы хранения данных.

Многоуровневая структура хранилища данных

Размещение файлов данных по уровням СХД предлагается проводить на основе анализа метаданных файлов [6-9]. Процесс размещения включает следующие механизмы:

– выбор уровня хранилища в зависимости от времени хранения;

– выбор логического тома уровня хранения СХД в зависимости от размера файла и длины логического блока данных;

– механизм миграции данных по уровням в зависимости от частоты обращения к ним.

Перед записью на определенный уровень хранилища проводить анализ данных с целью выбора оптимальной файловой системы (ФС) для уровня RAID или типа архивного носителя, что позволит экономить пространство хранилища. Таким образом, хранилище данных будет иметь матричную структуру, где в каждой ячейке будут храниться данные с определенными характеристиками (рис. 1).

RAID	ФС1	ФС2	…	ФС*n*
Автоматизированные библиотеки	Носитель1	Носитель 2	…	Носитель *n*
Носители длительного хранения	Носитель1	Носитель 2	…	Носитель *n*

Рис. 1. Матричная структура хранилища данных

Механизм выбора уровня хранилища основан на анализе организационных метаданных, содержащих сведения о типе данных:

– *ind* (*initial data*) – исходные данные, которые размещаются на уровень RAID;

– *bck* (*backups*) – резервные копии, архивные данные, которые будут храниться на уровне автоматизированной библиотеки;

– *ngd* (*next generation data*) – данные бессрочного хранения.

Механизм выбора логического тома уровня хранения СХД основан на выборе файловой системы для уровня RAID и типа носителей на нижних уровнях СХД:

$$\text{Если } f \in (f_i; f_{i+1}], \text{ то} \rightarrow a_{i+1} \Leftrightarrow F \rightarrow \text{Том}_{i+1}$$

где f – размер сохраняемого файла F; f_i, f_{i+1} – левая и правая границы соответственно размера файла F, с которым может работать ФС; a_{i+1} – размер логического блока данных, которым оперирует ФС; Том_{i+1} – номер тома RAID, управляемый соответствующей ФС.

На нижних уровнях СХД предлагается разделение емкости по типам носителей: стример, DVD, BD для уровня автоматизированных библиотек и М-диск, стеклянный диск и ДНК – для носителей длительного хранения:

$$\text{Если } f \in (f_i, f_{i+1}], \text{ то } F \rightarrow al_{i+1}\ (lt_{i+1}),$$

где al_{i+1} или lt_{i+1} – тип носителя на уровне автоматизированной библиотеки (*al*) или на уровне длительного хранения (*lt*).

Механизм миграции данных по уровням СХД зависит от частоты обращения к файлам данных:

$$\text{Если } \lambda_F \in (\lambda_i, \lambda_{i+1}], \text{ то } F \to l,$$

где λ_F – частота запроса файла F; λ_i, λ_{i+1} – левая и правая границы соответственно частоты запроса файла; l – номер уровня СХД, на который мигрирует файл F.

Механизм миграции позволяет преодолеть недостатки субъективного выбора типа сохраняемых файлов при реализации первого этапа – записи данных.

Предложено проводить распределение файлов по ячейкам матрицы (рис. 1) с использованием аппарата нейронных сетей Кохонена. Обученная нейронная сеть Кохонена способна решать эту задачу не последовательным применением механизмов, а за один шаг [10].

Описание эксперимента и анализ результатов

В эксперименте участвовало 5000 файлов с различными характеристиками: тип файла, его предполагаемое время хранения, размер файла, частота обращения к данным. Поток сгенерирован на основе анализа 43 000 файлов, взятых с экспериментального файл-сервера [11, 12]. Размер файлов не превышает 1Гб, частота обращения к данным является случайной величиной в интервале [0–300]. Частота обращения к данным рассматривалась в абсолютных единицах – количество обращений в час.

Размещение файлов данных выполнялось в соответствии со структурой матрицы хранения размером 3×3.

Нормализация типов файлов была принята исходя из соображений получения непересекающихся классов: типу файлов *ind* соответствует значение 1, *bck* – 2, *ngd* – 3.

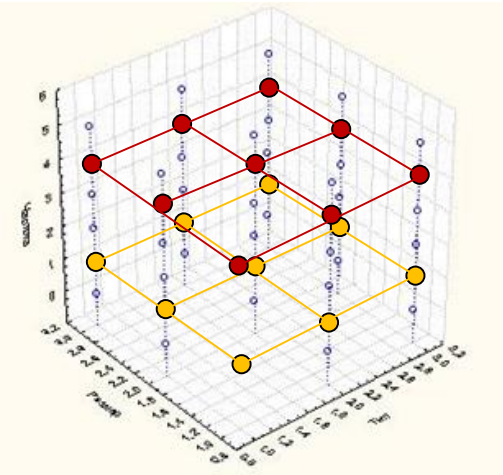


Рис. 2. Пример визуализации пограничных значений частоты обращения к файлам

Нормализация размера файлов выполнена в десятичных порядках: при размере файла от 0 до 999 Б присваиваем значение атрибута 1; от 1000 до 999 999 Б – 2; от 1 000 000 до 999 999 999 Б – 3;

Результаты эксперимента показали, что аппарат нейронной сети Кохонена может быть инструментом решения задачи размещения файлов с разными характеристиками и требованиями к времени хранения. Основной сложностью при этом является выбор параметров классификации и нормализация параметров. Пример карты Кохонена в 3D формате, которая строится в результате эксперимента, приведена на рис. 2.

Принятие решения о необходимости миграции файлов на другой уровень хранилища основано на анализе значения частоты обращения к файлам. Администратором СХД должны быть определены пограничные значения частоты обращения, при достижении которых осуществляется миграция файлов (рис. 2).

Заключение

В статье предложена модель многоуровневого хранения данных. Распределение фалов в системе хранения данных выполняется в соответствии с последовательным применением механизмов вертикального, горизонтального размещения и миграции данных.

Первоначальное вертикальное и горизонтальное размещение файлов в многоуровневой системе хранения данных формализовано в виде матрицы. Такое представление позволило использовать аппарат нейронной сети Кохонена, основное предназначение которой – решение задачи кластеризации. В задаче размещения файлов кластерами являются ячейки матрицы, которые ассоциированы с секциями определенного уровня системы хранения данных. Перед решением задачи кластеризации выполнена нормализация метаданных, задающих характеристики сохраняемых файлов.

Использование нейронной сети Кохонена позволило отказаться от последовательного выполнения алгоритмов размещения, т.е. перейти к размещению за один шаг.

Библиографический список

1. Information Storage and Management. 2nd Edition. New Jersey: John Wiley & Sons Inc., 2016. 544 p.

2. Пойманова Е.Д. Технические аспекты предоставления услуг длительного хранения данных. / Сб. тр. СПб.: Санкт-Петербургское общество информатики, вычислительной техники, систем связи и управления. 2016. С. 54-59.

3. Mesnier M., Ganger G., Riedel E. Object-Based Storage // IEEE Communications Magazine. 2003. V. 41. No. 8. Pp. 84-90.

4. Farley M. Building Storage Networks. Osborne: McGraw-Hall, 2001. 576 p.

5. Bogatyrev V.A Bogatyrev A.V., Bogatyrev S.V., Polyakov V. I. Redundant service of request copies by a sequence of groups of reserved nodes//CEUR Workshop Proceedings: Workshop International Scientific and Technical Conference "Fundamental and practical aspects of computer technology", FPACT 2018, 5-7 Nov. 2018. Saint Petersburg, IET – 2019. Pp. 135-140.

6. Татарникова Т.М., Пойманова Е.Д. Энергетическая модель процесса хранения данных // Информация и космос. 2019. №1. С. 89-95.

7. Татарникова Т.М. Анализ данных. СПб.: ГЭУ, 2018. 85 с.

8. Богатырев В.А., Богатырев А.В., Голубев И.Ю., Богатырев С.В. оптимизация распределения запросов между кластерами отказоустойчивой вычислительной системы // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики, 2013. № 3(85). С. 77-82.

9. Татарникова Т.М. Управление данными. СПб: ГУТ, 2006. 82 с.

10. Kohonen T. Self-Organizing Maps. New York, 2001. 501 p.

11. 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. Pp. 1-3.

12. Кутузов О.И., Татарникова Т.М. Из практики применения метода Монте-Карло // Заводская лаборатория. Диагностика материалов. 2017. Т. 83. № 3. С. 65-70.

УДК 004.032.26

И.Д. Попов, магистрант
Санкт-Петербургский университет аэрокосмического приборостроения

МОДЕЛЬ БИОМЕТРИЧЕСКОЙ ПОВЕДЕНЧЕСКОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ ДЛЯ СМАРТФОНОВ

Рассматривается модель идентификации пользователя по биометрическим поведенческим параметрам. Распознавание решается применением рекуррентной нейронной сети Элмана. Параметрами обучения модели являются динамика нажатий на клавиши и их временные характеристики.

Ключевые слова: поведенческая биометрия, нейронная сеть, датчики смартфона, динамика нажатия клавиш.

I.D. Popov*, Post-Graduate Student
* St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

MODEL OF BIOMETRIC BEHAVIORAL IDENTIFICATION FOR SMARTPHONES

It considered the model of user identification by biometric behavioral parameters. Recognition is solved by the use of Elman's recurrent neural network. The dynamics of keystrokes and their temporal characteristics are parameters to learning of identification model.

Keywords: behavioral biometrics, neural network, smartphone sensors, dynamics of keystrokes.

Введение

В данном исследовании предоставляется метод распознавания нелегальных пользователей для смартфонов, которые знают пароль, с целью блокировки доступа к системе. Для этого будет использоваться динамика нажатия клавиш, которая относится к биометрическим параметрам [1, 2], и информация с датчиков мобильного устройства (акселерометр, гироскоп) [3]. Эти данные будут служить входом для алгоритма машинного обучения.

Описание модели работы системы

Возможны два направления работы системы: статическая и динамическая.

Статическая модель работает только во время идентификации пользователя, то есть. когда пользователь вводит PIN-код. Причем, т.к. рассматривается вариант биометрической поведенческой идентификации, то можно рассмотреть случай, когда PIN-код может быть сгенерирован самой системой. В случае компрометации пароля злоумышленнику необходимо будет подделать поведенческие параметры. Схема данной модели представлена на рис. 1.

Во время динамической идентификации продолжается наблюдение за действиями пользователя, то есть система обрабатывает нажатия клавиш в любом окне (рис. 2).

Далее будет рассматриваться метод статистической идентификации.

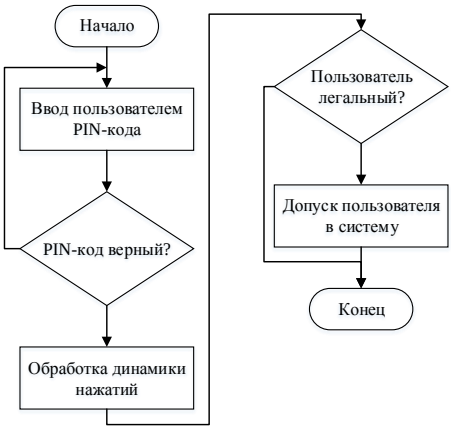


Рис. 1. Схема модели статической идентификации

Рис. 2. Схема модели динамической идентификации

Обработка нажатия клавиш и ее динамика

Во многих статьях (например, [2, 4]) для анализа используют временные характеристики нажатия клавиш. Изначально в подобных задачах использовались методы, основанные на статистике. После широкого распространения нейронных сетей стали использовать и их. Например, в [5] предлагаются сверточные нейронные сети.

Многие смартфоны оснащены набором датчиков, в котором обязательно будет присутствовать датчик гравитации и акселерометр. Данные этих сенсоров можно дополнительно использовать для анализа динамики ввода. Т.к. пользователь вводит PIN-код на мобильном устройстве, то речь идет о некоторой последовательности. Для решения задач, относящихся к анализу последовательностей, можно использовать рекуррентные нейронные сети (РНС). Для данной задачи предлагается использовать сеть Элмана, схема которой приведена на рис. 3. РНС имеют обратные связи, позволяющие сохранять полученную ранее информацию.

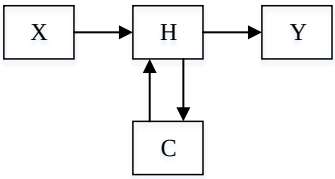


Рис. 3. Схема нейронной сети Элмана

Она включает в себя три слоя: входной – X, выходной – Y, скрытый – H. При этом скрытый слой имеет некоторый запоминающий элемент C, в котором хранится предыдущее состояние. Каждый элемент схемы можно трактовать как вектор, а соединения между X-H и H-Y как «каждый с каждым».

Датчик гравитации и акселерометр

Нажатие каждой клавиши сопровождается получением информации с датчиков. В документации по датчикам в ОС Android [4] имеется информация о существующих датчиках. Датчик гравитации возвращает вектор из трех чисел, отвечающих за каждую ось в пространстве. На рис. 4 показаны направления осей.

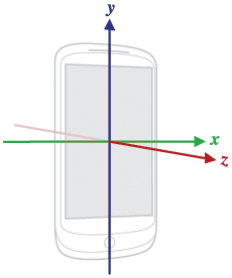


Рис. 4. Направления осей ускорения для смартфона

Так, например, если устройство положить горизонтально, то максимальным будет значение, отвечающее за ось Z. Очевидно, что при вводе чего-либо на клавиатуре, данные этого сенсора будут изменяться в зависимости от наклона.

Другой датчик – акселерометр – указывает на ускорение. Возвращает также три значения, соответствующие каждой из осей. Если устройство будет неподвижно, то будут получены нули. Информация с данного сенсора может дополнить информацию о скорости ввода, так как при быстрой печати устройство будет быстрее двигаться, а, следовательно, иметь большее ускорение.

На вход нейронной сети можно подавать последовательность данных сенсоров и временные характеристики. В ходе работы нейронная сеть должна получать данные, и в какой-то момент начать предсказывать дальнейшие входные данные, свидетельствуя о том, что она «узнает» пользователя. Прежде чем нейронная сеть заработает, ее нужно обучить.

Данные для обучения нейронной сети

Одной из проблем для данной задачи является наличие данных для обучения и тестирования нейронной сети [6]. Если для других задач (например, распознавание рукописных цифр) имеются библиотеки, содержащие большую базу данных (например, MNIST), то в данном случае необходимо самостоятельно ее сформировать. Так как задача решается для мобильных устройств, которые имеются у каждого, то необходимо реализовать некоторое приложение, получающее данные о динамике нажатий и отсылающее их в централизованное место. Схема подобного процесса показана на рис. 5.

С одного смартфона могут быть отосланы данные одного или нескольких пользователей, причем можно сразу собрать данные, как для обучения, так и для тестирования.

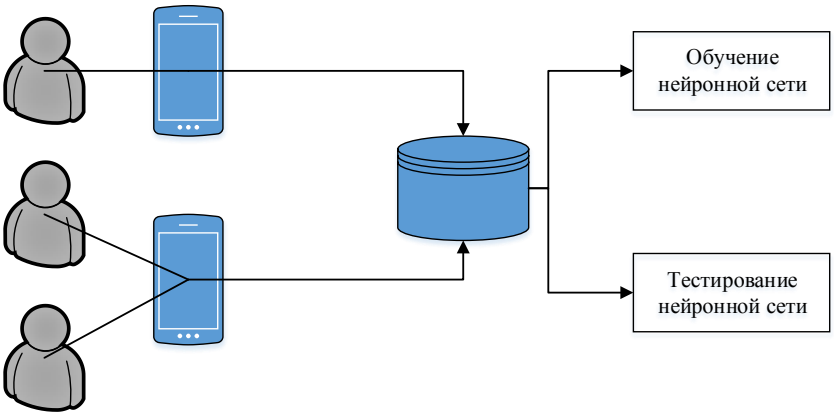


Рис. 5. Схема агрегации данных для обучения

Можно выделить следующие основные проблемы:

– отсутствие большой выборки для обучения и тестирования нейронных сетей;

– плохая масштабируемость, т.к., обучив нейронную сеть для определенного круга лиц, необходимо будет ее переобучать в случае его расширения;

– сильная зависимость от психофизиологического состояния человека.

Заключение

В заключение можно отметить, что данный способ идентификации можно использовать как дополнение к основному. При этом устанавливать ее можно только в особо защищенных условиях, где происходит минимум изменений, чтобы избежать повторного обучения нейронной сети.

Библиографический список

1. Татарникова Т.М., Журавлев А.М. Нейросетевой метод обнаружения вредоносных программ на платформе Android // Программные продукты и системы. 2018. №3. С. 543-547.

2. Еременко Ю. И., Олюнина Ю.С. Об определении метода обработки потока данных с целью выявления скрытых характеристик клавиатурного почерка // Прикладная математика и вопросы управления. 2017. № 3. С. 69-78.

3. Android Sensor Overview URL: https://developer.android.com/guide/topics/sensors/sensors_overview.html#sensors-intro (дата обращения: 24.03.2019).

4. Chu-Hsing Lin, Jung-Chun Liu, and Ken-Yu Lee. On Neural Networks for Biometric Authentication Based on Keystroke Dynamics // Sensor and Materials. 2018. No. 3. Pp. 385–396.

5. Jeffrey L. Elman. Finding Structure in Time // COGNITIVE SCIENCE. 1990. No.14. С. 179-211.

6. Татарникова Т.М. Анализ данных. СПб: ГЭУ, 2018. 85 с.

УДК 004.7

Т.М. Татарникова*,* доктор технических наук, доцент
Е.Д. Пойманова*,* старший преподаватель
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

УПРАВЛЕНИЕ ЭНЕРГОЗАТРАТАМИ ПРОЦЕССА ХРАНЕНИЯ ДАННЫХ

Рассматривается иерархия функций физического процесса хранения данных, выполнение которых соответствует инкапсуляции данных от минимальной единицы хранения до адресации логических блоков, формирующих файл. Предлагается математическая модель, устанавливающая зависимость энергозатрат от гарантированного времени хранения данных.

Ключевые слова: системы хранения данных, многоуровневое хранилище данных, метаданные.

T. M. Tatarnikova*,* PhD, Associate Professor
E. D. Poymanova*,* Senior Lecturer
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ENERGY MANAGEMENT STORAGE PROCESS

It considered the hierarchy of the functions of the physical data storage process, the execution of which corresponds to the encapsulation of data from the minimum storage unit to the addressed of the logical blocks that form the file. It proposed a mathematical model that establishes the dependence of energy consumption on guaranteed data storage time.

Keywords: data storage systems, multi-level data storage, metadata.

Введение

В статье предлагается модель, устанавливающая зависимость энергозатрат от гарантированного времени хранения данных.

Процесс хранения заключается в переносе данных во времени. Назначение хранения – предоставление информации в целостном виде по требованию пользователя спустя гарантированное время хранения [1, 2]. Реализация этого процесса требует соответствующих затрат энергии [3]. Оптимизация этих затрат является актуальной задачей [4].

Функции процесса физического хранения данных

Физический процесс хранения данных соответствует следующей цепочке инкапсуляции данных: минимальная единица хранения (МЕХ) → физический блок данных (ФБ) → логический блок данных (ЛБ) → файл.

МЕХ для разных носителей имеет свой размер и способна оставаться в устойчивом состоянии определенное время. МЕХ отделены друг от друга энергетическим барьером.

Энергетический барьер – это количество энергии, необходимое для преобразования минимальной единицы хранения, т.е. изменения 0→1 или 1→0.

В [5] показано, что расход энергии в процессе вычислений связан с уничтожением битов данных – при потере 1 бита данных в процессе вычисления как минимум выделяется энергия, равная

$$E=k_B \cdot T \cdot \ln 2, \text{ Дж}, \quad (1)$$

где k_B – постоянная Больцмана, определяющая связь между температурой и энергией (~ $1{,}3807 \cdot 10^{-23}$ Дж/К);

T – температура, при которой ведутся вычисления (T=300°K или 26,85°C). Остальные операции (копирование, установка, перенос и др.) требуют сколь угодно мало энергии при достаточно малой скорости протекания.

В [6] показано, что минимальная энергия, необходимая для преодоления энергетического барьера оценивается как:

$$E > k_B T \ln\left(N \frac{t_m}{\tau} \right), \quad (2)$$

где k_B – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура окружающей среды; N – количество бит, хранящихся в памяти; t_m – время жизни памяти; τ – время корреляции тепловых флуктуаций от термического возбуждения.

Таким образом, при увеличении энергетического барьера увеличивается время поддержания устойчивого состояния МЕХ и, следовательно, увеличивается время хранения данных.

На носителе минимальные единицы хранения объединены в физические блоки данных. Традиционный размер физического блока данных равен 512 байт, к которым дополнительно записываются 65 байт, приходящиеся на интервалы между секторами, метку синхронизации, адресные метки расположения секторов и область исправления ошибок.

В декабре 2009 года Ассоциацией IDEMA был утвержден формат секторов размером 4 КБ (Advanced Format), позволяющий повысить эффективность использования дискового пространства до 97% по сравнению с 88% для формата 512 байт.

Помимо формирования ФБ данных в большинстве файловых систем существует также деление данных на ЛБ (кластеры). Размер ЛБ зависит от возможностей файловой системы и устанавливается при форматировании. Чем меньше размер ЛБ, тем медленнее будет происходить считывание файла. Однако, большие по размеру ЛБ приводят к потере дискового пространства.

Таким образом, на физическом уровне организации процесса хранения данных происходит запись битов данных, инкапсуляция их в физические и логические блоки и организация адресации, позволяющей формировать файл данных для дальнейшей работы пользователя.

Модель зависимости гарантированного времени хранения от энергетического барьера

Из (2) получим выражение, устанавливающим зависимость времени гарантированного хранения от силы энергетического барьера

$$t_{\text{МЕХ}} = \tau_0 \text{EXP}\left(\frac{E}{k_B T} \right), \quad (3)$$

где τ_0 – константа, значение которой для магнитных материалов можно принять ~10^{-9} с,

$t_{МЕХ}$ – время гарантированного хранения МЕХ, лет.

На рис. 1 представлена зависимость времени гарантированного сохранения МЕХ от энергетического барьера E.

Расчеты показали, что барьер $E \approx 11{,}48 k_B T$ позволит сохранить данные 100 лет. Если $E \approx 13{,}78 k_B T$ – 1000 лет, $E \approx 20{,}69 k_B T$ – 1000000 лет. Таким образом, что при увеличении энергетического барьера, отделяющего МЕХ друг от друга, увеличивается время гарантированного хранения.

Процесс хранения данных предполагает периодическую перезапись [7]. Целью этой процедуры является восстановление энергетических барьеров МЕХ. Увеличивая энергетический барьер можно уменьшить количество циклов перезаписи за счет дополнительных энергозатрат управления состояниями МЕХ [8].

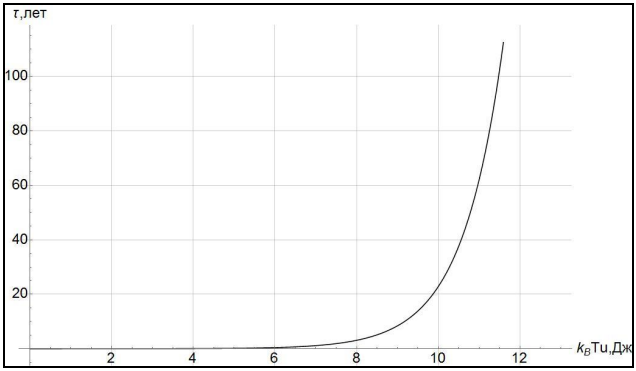


Рис. 1. Зависимость времени гарантированного хранения МЕХ от энергетического барьера

Пусть $\bar{t}$ – директивное время хранения информационного массива, устанавливаемое пользователем; $\bar{E}$ – энергия, затрачиваемая за время $\bar{t}$; n – количество циклов перезаписи, необходимое для обеспечения $\bar{t}$, тогда справедливо следующее утверждение:

$$n \geq \frac{\bar{t}}{t_{МЕХ}} \text{ или } n = \frac{\bar{t}}{t_{МЕХ}} k, \tag{4}$$

где k – коэффициент поправки, выбираемый исходя из предположения о реальных внешних условиях физического хранения информационных носителей.

Энергию $\bar{E}$ можно оценить следующим образом:

$$\bar{E} = n \times E = n k_B T \ln\left(\frac{\bar{t}}{\tau_0}\right). \tag{5}$$

На рис. 2 представлена зависимость $\bar{E}$ от $\bar{t}$ с учетом реалистичных значений n ($\bar{E}$ измеряется в количестве $k_B T$).

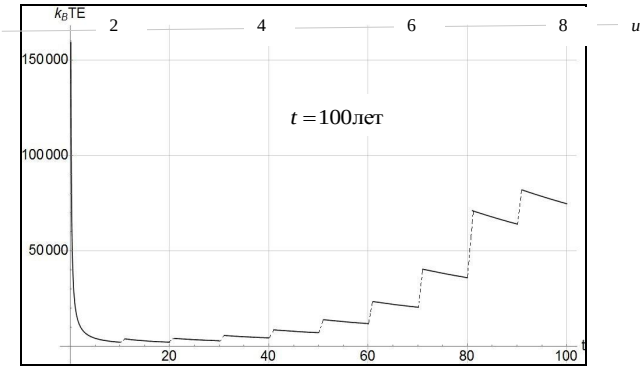


Рис. 2. Энергетические затраты за директивное время как функция энергетического барьера

Приведенные данные показывают, что существует такое значение энергетического барьера, устанавливаемого при сохранении данных, при котором общие энергетические затраты за время директивного сохранения минимальны.

Заключение

Математические выражения, приведенные в статье, показывают, что чем выше энергетический барьер, тем меньше вероятность искажения МЕХ с течением времени. Таким образом, для увеличения времени хранения и целостности данных нужно увеличить энергетический барьер – количество энергии, затрачиваемое при записи бита данных.

Библиографический список

1. Пойманова Е.Д. Обобщенная модель процесса сохранения данных / Информационно-технологическое обеспечение цифровой экономики. Сб. статей, 2018. С. 80-85.

2. Богатырев В.А., Богатырев С.В. Надежность мультикластерных систем с перераспределением потоков запросов // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. 2017. Т. 60. № 2. С. 171-177.

3. Татарникова Т.М., Пойманова Е.Д. Управление энергозатратами процесса хранения данных при выборе размера физического блока данных //Программные продукты и системы. № 1(32). 2019. С. 561-566.

4. Колбанев М.О., Татарникова Т.М. Физические ресурсы информационных процессов и технологий // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2014. № 6(94). С. 113-122.

5. Landauer R. Information is physical // Physics Today. 1991. V. 44. No. 5. Pp. 23-29.

6. Kish L.B. Moore's law and the energy requirement of computing versus performance // IEE Proceedings: Circuits, Devices and Systems. 2004. V. 151. No. 2. Pp. 190–194.

7. Landauer R. Irreversibility and heat generation in the computing process // IBM Journal of Research and Development. 2000. V. 44. No. 1. Pp. 261-269.

8. 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 // Communications in Computer and Information Science. 2016. V. 678. Pp. 337-348.

9. Татарникова Т.М., Пойманова Е.Д. Энергетическая модель процесса хранения данных // Информация и космос. 2019. №1. С. 89-95.

УДК 621.391

Ф.А. Таубин,* доктор технических наук, профессор
А.Н. Трофимов,* кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

АНАЛИЗ КАСКАДНЫХ СИГНАЛЬНО-КОДОВЫХ КОНСТРУКЦИЙ ДЛЯ МНОГОУРОВНЕВОЙ ФЛЭШ-ПАМЯТИ

Рассмотрены каскадные кодовые конструкции для многоуровневой флэш-памяти, основанные на комбинировании многомерных целочисленных решеток и кодов Рида-Соломона. Выполнен анализ помехоустойчивости представленных конструкций 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).

Ключевые слова: каскадный код, многомерные решетки, код Рида-Соломона, многоуровневая flash память, вероятность ошибки декодирования.

F.A. Taubin,* PhD, Professor
A.N. Trofimov,* PhD, Associate Professor
* St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

PERFORMANCE ANALYSIS OF CONCATENATED CODED MODULATION FOR MULTILEVEL FLASH MEMORY

Concatenated coding construction for multilevel flash memory is considered. The construction is based on multidimensional integer lattices and Reed-Solomon codes. Performance analysis is fulfilled for a model describing the basic physical features of flash memory cell with non-uniform target voltage levels and noise variance dependent on the recorded value (input-dependent additive Gaussian noise, ID-AGN).

Keywords: concatenated code, multidimensional lattices, Reed-Solomon code, multilevel flash memory, decoding error probability.

Введение

Многоуровневая flash память обладает многими привлекательными качествами, такими как высокая плотность записи, быстрый доступ к данным, малое потребление энергии, устойчивость к тепловым повреждениям [1]. В настоящее время стандартом де-факто является flash память с четырьмя ранжированными по уровню состояниями, что позволяет хранить 2 бита в ячейке; при этом в литературе сообщается о дальнейшем прогрессе технологии производства flash памяти, позволяющем использовать 8 и даже 16 уровней [2]. Вместе с тем повышение плотности записи, достигаемое за счет возрастания количества используемых в ячейке состояний, сопровождается снижением надежности хранения данных и ограничением срока службы устройства. Основными факторами,

определяющими снижение надежности при увеличении числа уровней, являются повторяющиеся в процессе эксплуатации циклы записи/стирания и утечка заряда плавающего затвора с течением времени.

Преодоление этих физических ограничений и снижение вероятности ошибки на бит до требуемого уровня – порядка $10^{-12}…10^{-14}$ диктует необходимость введения помехоустойчивого кодирования. Один из возможных эффективных подходов к организации введения помехоустойчивого кодирования связан с использованием каскадных конструкций. Основной мотив целесообразности использования каскадной схемы кодирования для многоуровневой flash памяти состоит в том, чтобы с помощью подходящего сравнительно простого внутреннего кода обеспечить лучшее согласование мощного внешнего кода с расширенным каналом, включающим кодер и декодер внутреннего кода. Среди возможных вариантов внутреннего кода следует выделить многомерные сигнальные множества на основе целочисленных решеток, обладающие гибкой структурой с широким диапазоном варьирования параметров и допускающие сравнительно простую организацию мягкого декодирования, что позволяет существенно повысить эффективность внешнего кодирования. Каскадное кодирование (с многомерным сигнальным множеством в качестве внутреннего кода) рассматривалось, в частности, в работах [3–5]. В этих публикациях, рассматривавших в качестве возможных внешних кодов БЧХ коды и коды Рида-Соломона, была продемонстрирована существенная эффективность такого рода каскадных конструкций для повышения надежности хранения данных применительно к упрощенной модели flash памяти.

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 опираемся на публикации [6,7]. 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

$$p_{y|x}(y \mid x_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma(x_i)} \exp\left(-\frac{(y - x_i)^2}{2\sigma^2(x_i)} \right). \quad (1)$$

Такое описание называется также моделью с гауссовским шумом, стандартное отклонение которого $\sigma(x_i)$ зависит от входного значения x_i [8], 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 σ_i (кроме σ_0) увеличиваются, что соответствует ухудшению канала с ростом величин T и N. Зависимость параметров x_i и σ_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 [6,7]. 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.

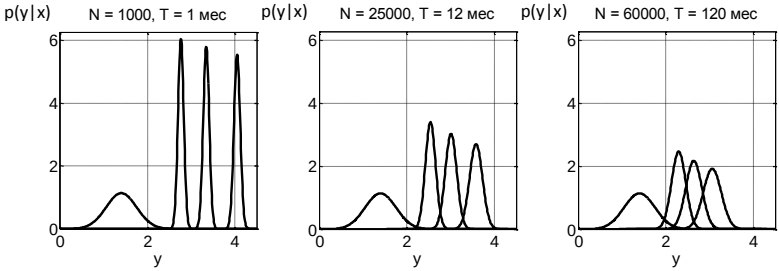


Рис. 1. Условные ф.п.в. $p_{y|x}(y \mid x_i)$ считываемых значений

Каскадная схема кодирования

В рассматриваемой схеме каскадного кодирования в качестве внешней ступени используется расширенный (удлиненный на один символ) код Рида-Соломона со скоростью R_1. Внутренний код представляет собой конечное подмножество B_0 некоторой n-мерной разложимой mod-4 решетки (lattice) Λ_0, $B_0 \subset \Lambda_0$. Решетка Λ_0, представляющая собой подрешетку n-мерной целочисленной решетки Z^n, имеет избыточность (redundancy) $r_0 = \log_2 \left| Z^n / \Lambda_0 \right|$. Размер q алфавита A внутреннего кода совпадает с числом уровней записи ячейки flash памяти. Будем полагать, что $m = \log_2 q$ есть целое число, и алфавит A связан с реальным множеством целевых уровней q-уровневой ячейки памяти $X = \{x_0, x_1, ..., x_{q-1}\}$ посредством взаимно однозначного отображения I множества A на множество X вида $I(i) = x_i$, $0 \le i \le q-1$. Скорость внутреннего кода $r = \log_2 |B_0| / n$, где $|B_0|$ – объем внутреннего кода, а общая скорость каскадного кода, определяющая значение плотности записи в ячейку flash памяти, $R_{общ} = rR_1 = R_1 \log_2 |B_0| / n$, бит/ячейка.

Разложимость mod-4 решетки Λ_0 означает, что она может быть представлена в следующем виде [8]:

$$\Lambda_0 = 4Z^n + 2\{\mathbf{a}_l^{(1)}\mathbf{G}_1 \mid 1 \le l \le \exp_2(k_1)\} + \{\mathbf{a}_l^{(0)}\mathbf{G}_0 \mid 1 \le l \le \exp_2(k_0)\}, \qquad (2)$$

где $\mathbf{a}_l^{(1)}$ и $\mathbf{a}_l^{(0)}$ – двоичные (над алфавитом $\{0,1\}$) векторы размерности k_1 и k_0 соответственно; $\mathbf{G}_1$ и $\mathbf{G}_0$ – двоичные $k_1 \times n$ и $k_0 \times n$ матрицы соответственно,

причём $\mathbf{G}_0$ есть подматрица матрицы $\mathbf{G}_1$; и $k_1 + k_0 = 2n - r_0$. Матрицы $\mathbf{G}_1$ и $\mathbf{G}_0$ в разложении (2) можно интерпретировать как порождающие матрицы некоторых линейных кодов C_1 и C_0 соответственно, поэтому схематично разложение (2) можно представить в виде $\Lambda_0 = 4Z^n + 2C_1 + C_0$, где код C_0 есть подкод кода C_1. Например, если в качестве Λ_0 выбрана решетка $\mathrm{R}E_8$, полученная путем прореживания решетки Gosset E_8 код C_1 в (2) есть код проверки на четность (8,7,2), а код C_0 представляет собой код с повторением (8,1,8).

Разложение решетки Λ_0 однозначно определяет аналогичное разложение внутреннего кода B_0:

$$B_0 = B_1 + 2\{\mathbf{a}_l^{(1)}\mathbf{G}_1 \,|\, 1 \le l \le \exp_2(k_1)\} + \{\mathbf{a}_l^{(0)}\mathbf{G}_0 \,|\, 1 \le l \le \exp_2(k_0)\},$$

где $B_1 = \{0,4,...,q-4\}^n$. При введении внешнего кодирования, входной двоичный $(mn - r_0)$-блок, кодируемый внутренним кодом, есть двоичное представление одного или нескольких символов внешнего кода. Будем полагать, что внутренний код B_0 используется для кодирования h символов перемеженных кодовых слов (по одному из каждого слова) внешнего расширенного кода Рида-Соломона. В этом случае, очевидно, входной двоичный $(mn - r_0)$-блок, кодируемый кодом B_0, есть двоичное представление этих h символов, принадлежащих h словам внешнего кода Рида-Соломона, поэтому отношение $(mn - r_0)/h$ должно быть целым, а максимально возможная длина внешнего кода Рида-Соломона составляет $\exp_2((mn - r_0)/h)$.

Анализ помехоустойчивости

Анализ помехоустойчивости предложенных каскадных кодовых конструкций включает в себя два этапа: 1) вычисление (оценка) вероятности ошибки декодирования по максимуму правдоподобия (МП) слова внутреннего кода, и 2) вычисление (оценка) вероятности ошибки декодирования слова внешнего кода.

Аддитивная граница вероятности ошибки декодирования по МП слова внутреннего кода может быть построена следующим образом. Пусть $z(y \,|\, x, x') = \ln\left(p_{y|x}(y \,|\, x') / p_{y|x}(y \,|\, x)\right)$, где ф.п.в. $p_{y|x}(y \,|\, x)$ определены выражением (1) и $Z(\mathbf{y} \,|\, \mathbf{x}, \mathbf{x}') = \sum_{l=1}^{n} z(y^{(l)} \,|\, x^{(l)}, x'^{(l)})$, где $\mathbf{x} = (x^{(1)},...,x^{(n)})$, $\mathbf{x}' = (x'^{(1)},...,x'^{(n)})$ – пара слов внутреннего кода, $\mathbf{y} = (y^{(1)},...,y^{(n)})$ – вектор считанных значений. Обозначим характеристическую функцию (х.ф.) с.в. $Z(\mathbf{y} \,|\, \mathbf{x}, \mathbf{x}')$ как $C_{Z(\mathbf{y}|\mathbf{x},\mathbf{x}')}(\omega) = \overline{e^{j\omega Z(\mathbf{y}|\mathbf{x},\mathbf{x}')}}$, где черта сверху обозначает усреднение по значениям вектора $\mathbf{y}$. Поскольку в рассматриваемой модели предполагается отсутствие памяти, то можно записать, что $C_{Z(\mathbf{y}|\mathbf{x},\mathbf{x}')}(\omega) = \prod_{l=1}^{n} c_{z(y^{(l)}|x^{(l)},x'^{(l)})}(\omega)$, где $c_{z(x^{(l)},x'^{(l)})}(\omega)$ обозначает х.ф. величины $z(y \,|\, x, x')$, то есть, $c_{z(y|x,x')}(\omega) = \overline{e^{j\omega z(y|x,x')}}$,

где черта сверху обозначает усреднение по значениям с.в. y. Показано [5], что при $\sigma(x) \neq \sigma(x')$ функция $c_{z(x,x')}(\omega)$ задается следующим равенством

$$c_{z(y|x,x')}(\omega) = \frac{\sigma(x)^{j\omega}\sigma(x')^{1-j\omega}}{\sqrt{j\omega\sigma^2(x)+(1-j\omega)\sigma^2(x')}} \exp\left(-\frac{j\omega(1-j\omega)(x-x')^2}{2(j\omega\sigma^2(x)+(1-j\omega)\sigma^2(x'))}\right), \quad (3)$$

при условиях $\mathrm{Im}\,\omega < \sigma^2(x')/\left(\sigma^2(x)-\sigma^2(x')\right)$, если $\sigma(x) > \sigma(x')$ и $-\mathrm{Im}\,\omega < \sigma^2(x')/\left(\sigma^2(x')-\sigma^2(x)\right)$, если $\sigma(x) < \sigma(x')$.

Используя эти определения, введем величину $D(\omega) = \sum_{\mathbf{x}}\sum_{\mathbf{x}'} C_{Z(\mathbf{y}|\mathbf{x},\mathbf{x}')}(\omega)$, где суммирование выполняется по всем парам слов внутреннего кода. Тогда можно показать, что аддитивная граница вероятности ошибки декодирования по МП слова внутреннего кода задается выражением [5]

$$p_e \le \frac{1}{\pi M}\int_0^{\infty} \mathrm{Re}\frac{D(\alpha - j\beta) - M}{\beta + j\alpha}\, d\alpha, \quad (4)$$

где M – количество слов внутреннего кода. Вычисление оценок (4) выполняется по алгоритму, разработанному в [5]. Вкратце он может быть описан следующим образом. Рассмотрим решетку (trellis) внутреннего кода. Пусть $v(l)$ число вершин на l -ом уровне решетки внутреннего кода, $l = 0,1,...,n$; очевидно, что $v(0) = v(n) = 1$. Пусть $\chi_l(s,s')$ – множество меток ребер, соответствующих переходам из вершины s в вершину s' на l-ом уровне, $s = 0,1,...,v(l-1)-1$, $s' = 0,1,...,v(l)-1$. Далее определим величины

$$P_{ij}^{(l)}(\omega) = \sum_{x\in\chi_l(s_a,s_a')}\ \sum_{x'\in\chi_l(s_b,s_b')} c_{z(x,x')}(\omega),$$

где $i = v(l-1)s_a + s_b$ и $j = v(l)s_a' + s_b'$. Тогда можно записать, что $D(\omega) = \mathbf{a}(\omega)\mathbf{P}_2(\omega)...\mathbf{P}_{n-1}(\omega)\mathbf{b}(\omega)$, где $\mathbf{P}_l(\omega) = [P_{ij}^{(l)}(\omega)]$ – матрица размерности $v(l-1)^2 \times v(l)^2$, при этом $i = 0,1,..,v(l-1)^2-1$, $j = 0,1,..,v(l)^2-1$, и $\mathbf{a}(\omega) = [P_{00}^{(1)}(\omega),...,P_{0\,v(1)^2-1}^{(1)}(\omega)]$, $\mathbf{b}(\omega) = [P_{00}^{(n)}(\omega),...,P_{v(n-1)^2-1\,0}^{(n)}(\omega)]^T$. Полученные таким образом величины $D(\omega)$ подставляются в выражение (4) и после численного интегрирования получаем окончательную оценку для вероятности ошибки декодирования внутреннего кода. Выражение (4) справедливо для любых значений параметра β, удовлетворяющих условиям, следующим из определения (3) х. ф. $c_{z(x,x')}(\omega)$. В частности, при $\beta = 1/2$ вид подынтегральной функции оказывается подходящим для численного интегрирования.

Вероятность получения ошибочного бита на выходе декодера недвоичного блокового кода, исправляющего t ошибок при использовании в канале без памяти, можно оценить следующим образом [9]

$$P_b \le \frac{1}{2}\sum_{i=t+1}^{N_1}\frac{i+t}{N_1} C_{N_1}^{l} p_e^{l}(1-p_e)^{N_1-i},$$

где p_e – вероятность ошибки декодирования символа внутреннего кода по МП, граница для которой вычислена согласно выражению (4). Примеры каскадных кодов, обеспечивающих вероятность ошибки на бит 10^{-12} при использовании в каналах, характеристики, которых заданы в широких пределах (см. рис.1), представлены в табл.

Таблица

Примеры каскадных кодов

Исходная решетка Λ_0 и ее размерность n	Объем внутреннего кода $\lvert B_0\rvert$	Коды Рида-Соломона	Плотность записи, бит/ячейка
Z^5, n=5	2^{10}	(1024,988) , h = 1	1.930
D_5, n=5	2^9	(512,498) , h = 1	1.758
E_7, n=7	2^{12}	(2048,2036) ,h = 1	1.562
E_8, n=8	2^{12}	(64,56), h = 2	1.312
Λ_{16}, n=16	2^{20}	(1024,1016), h = 2	1.240
RE_8, n=8	2^8	(256,248), h = 1	0.969

Библиографический список

1. Micheloni R., Crippa L. Multi-bit NAND Flash memories for ultra-high density storage devices. In Advances in Non-Volatile Memory and Storage Technology; Nishi Y., Ed.; Woodhead Publishing: Amsterdam, the Netherlands. 2014. Chapter 3. Pp. 75–119.

2. Aritome S. NAND Flash Memory Technologies. Hoboken, NJ, USA:Wiley, 2016.

3. Li S. and Zhang T. Improving multi-level NAND flash memory storage reliability using concatenated BCH-TCM coding // IEEE Trans. on VLSI Systems. 2010. Vol. 18. No.10. Pp. 1412–1420.

4. Kurkoski B.M. Coded modulation using lattices and Reed-Solomon codes, with applications to flash memories // IEEE Trans. on Selected Areas in Communications. 2014. Vol. 32. No. 5. Pp. 900–908.

5. 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.

6. Wang X., Dong G., Pan L. and Zhou R. Error correction codes and signal processing 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).

7. 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. Vol. 20. No. 9. Pp.1705–1714.

8. Forney G.D. Coset Codes – Part 2: Introduction and Geometrical Classification // IEEE Transactions on Information Theory. 1988. Vol. 34. No. 5. Pp. 1152–1187.

9. Кларк Дж., Кейн Дж. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи. М. Радио и связь. 1987.

УДК 004.42:004.932: 004.4'27

С.А. Чернышев, кандидат технических наук, старший преподаватель
Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

БИБЛИОТЕКА ДЛЯ УДАЛЕННОГО КОПИРОВАНИЯ ФРАГМЕНТОВ ВИДЕОФАЙЛОВ

Приведено описание и принцип работы разработанной библиотеки удаленного копирования фрагментов видеофайлов. Уделено внимание описанию формата видеофайлов, с которым на данный момент времени работает разработанная библиотека.

Ключевые слова: обработка изображений, открытые сети, видеоредактор.

S.A. Chernyshev, PhD, Senior Lecturer
St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

LIBRARY FOR THE REMOTE COPY VIDEO FILE FRAGMENTS

The report provides a description and principle of operation of the developed library of remote copying of video file fragments. Attention is paid to the description of a format of video files with which at the moment time the developed library works.

Keywords: image processing, open networks, video editor

Введение

На сегодняшний день происходит бурное развитие встраиваемых систем, что сказывается на повсеместных требованиях коммерческих, и не только, компаний при разработке клиенто-ориентированных систем разрабатывать под них клиентское мобильное приложение. Это довольно разумный подход, с учетом насыщенности рынка мобильных устройств и того, что практически у каждого человека имеется смартфон. Таким образом в ряде случаев отпадает необходимость доступа к персональному компьютеру и решаемую в текущий момент времени задачу человек может «делать на ходу», просматривая или редактируя документы, задавая текущие настройки через мобильное приложение и т.д.

В тоже самое время перед разработчиками встраиваемых систем ставится задача по снижению энергопотребления, особенно, если разрабатываемая система, как например видеорегистратор не всегда работает от сети. В таком случае, если человеку необходим определенный фрагмент видео, то ему необходимо скачать исходный видеофайл и посредством видеоредактора вырезать необходимый фрагмент. Конечно, можно рассматривать и такой вариант, что на самом видеорегистраторе выполнится вырезание фрагмента, соберется новый файл и после его скачивания удалится, но в таком случае нужно учитывать необходимость в дополнительном объеме памяти и затрачиваемом процессорном ресурсе на данную операцию, что не всегда представляется возможным.

Другим подходом, о котором в дальнейшем и пойдет речь, при решении данной проблемы будет скачивание только необходимого фрагмента из видеофайла с видеорегистратора с последующей сборкой нового видеофайла уже на самом клиентском (принимающем) устройстве.

Код разработанной, не коммерческой версии, библиотеки на языках программирования C++ и Java выложены на GitHub и доступен по следующим ссылкам [1,2].

1. Используемый стек технологий при разработке

При разработке библиотеки для удаленного редактирования видеофайла использовался следующий стек технологий:

1. Язык программирования – C++;
2. Язык программирования – Java.

C++ выбирался как базовый язык программирования за его быстродействие и использовался для прототипирования разрабатываемой библиотеки. После чего код был перенесен на язык программирования Java [3]. Это было сделано для того, чтобы данная библиотека могла использоваться в составе мобильных приложений, т.к. до недавнего времени он был основным при написании программ под ОС Android, а также довольно легко интегрируется с языком программирования Kotlin [4].

2. Описание формата видео, с которым работает библиотека

Разработанная библиотека в данный момент времени работает только с форматом mp4 [5]. Структура видеофайла с данным форматом представляет из себя дерево блоков, которые называются атомами (Atom). Атомы представляют собой иерархическую структуру типов и могут содержать в себе другие атомы. Один атом может быть представлен в виде следующей побайтовой структуры:

1. С 0 по 3 байт задается размер атома в байтах (может варьироваться от одного байта до 4-х гигабайт);
2. С 4 по 7 байт следует описание типа атома;
3. С 8-го байта начинается содержимое атома.

Древовидная структура видеофайла формата mp4, с которым работает разработанная библиотека, представлена на рис. 1.

Атом ftyp содержит в себе описание типа файла и типов версий основных его структур (атом данного вида копируется библиотекой полностью). Атом mdat – это контейнер, который содержит в себе потоки видео, субтитров и аудио. Именно из данного атома и производится копирование задаваемого фрагмента видео. Атом moov – контейнер, который содержит в себе метаданные по полному описанию видеофайла и его заголовку (атом mvhd) и контейнер для отдельных дорожек или потоков (атом trak). В нашем случае в одном атоме trak хранятся данные по видеодорожке, а в другом по аудиодорожке.

Самый наибольший интерес в атоме трек (trak) представляет вложенный в его структуру атом stbl. Он содержит таблицу с индексацией по времени и данным медиа сэмплов в треке. Используя находящиеся здесь таблицы можно определить их тип, размер, контейнер и смещение данных относящихся к текущему треку в атоме mdat. Таким образом, зная временные пределы фрагмента видео,

которое необходимо скачать, скопировав на клиентское устройство атом stbl, разобрав его структуру и высчитав смещения в исходном видеофайле можно рассчитать с какого по какой байт из атома mdat будут скачаны для формирования нового видеофайла данные и пересчитать для него новую структуру по смещениям в атоме stbl.

Остальные атомы копируются практически без изменений, за исключением тех случаев, где необходимо при формировании нового видеофайла на клиентском устройстве указать длительность и пересчитать новый размер атома.

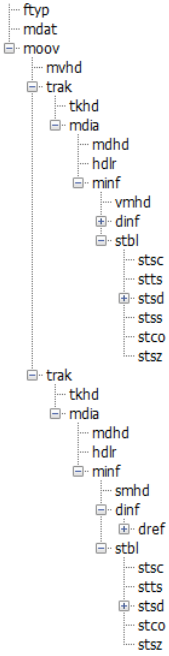


Рис. 1. Древовидная структура видеофайла формата mp4

3. Структура разработанной библиотеки

Библиотека имеет 2 класса верхнего уровня, через которые и осуществляется работа с ней. Класс StreamReader отвечает за побайтовую потоковую работу с видеофайлом. Ему в конструктор задается путь до видеофайла с которым будет осуществляться работа через интерфейс данного класса. Следующий класс – MP4Parser, он отвечает за парсинг структуры указанного файла в StreamReader, подготовки атомов описания нового видеофайла, который будет собираться на клиентской стороне, расчет размера и начального смещения данных в атоме mdat, что будут скачаны. Данный класс имеет три публичных метода:

1) void parse(StreamReader& stream) – данный метод принимает на вход открытый поток к файлу, копирует некоторые атомы, необходимые для расчета размера и адреса начала и окончания фрагмента видео, который необходимо скачать;

2) void prepareData(uint32_t begTime, uint32_t endTime) – метод, который принимает на вход время начала и окончания необходимого для скачивания фрагмента видео в секундах и осуществляющий перерасчет структуры и размера атомов. Полностью подготавливает клиентскую часть к скачиванию фрагмента видеофайла;

3) void writeVideo(StreamReader& inStream, StreamWriter& outStream) – метод, который осуществляет скачивание фрагмента видеоданных и формирует новый видеофайл на клиентском устройстве.

При записи видеофайлов, формата mp4, обычно используется кодек H.264 [6] или H.265 [7], расчет скачиваемого фрагмента видео производится относительно I-frame-ов. Адрес начала скачиваемого фрагмента берется либо от ближайшего левого I-frame, либо от рассчитанного начального фрагмента звуковой дорожки. Адрес окончания фрагмента для скачивания формируется аналогичным образом, только в случае видеодорожки берется адрес элемента перед I-frame-ом.

На рис. 2 представлен класс, описывающий атом stss, который хранит данные о I-frame-ах в видеофайле и наследуется от базового класса Atom. Метод *resizeAtom* является callback методом и в случае изменения размера любого из атомов нижней иерархии будет вызываться цепочка для перерасчета всей структуры.

```
class STSS:public Atom
{
public:
    STSS(TRAK_TYPE type);
    ~STSS();
    virtual void parse(StreamReader& stream, uint32_t& startPos);
    void prepareData();
    virtual void writeAtom(StreamWriter& stream);
protected:
    virtual void resizeAtom(uint32_t size, DIRECT_RESIZE direction);


private:
    std::vector<uint32_t> m_offsetIFrame;
    uint32_t m_verFlag{0};
    uint32_t m_amountChunk{0};
    uint32_t m_startCutPos{0};
    uint32_t m_deltaIFrame{0};
    TRAK_TYPE m_trakType{TRAK_TYPE::VIDEO};
};
```

Рис. 2. Класс описывающий атом stss

4. Использование разработанной библиотеки

Для версии библиотеки, которая была написана на языке программирования C++ разработан тестовый графический пользовательский интерфейс, который представлен на рис. 3 и тестировалась при FTP-соединении с сервером, на котором располагались видеофайлы. Вариант библиотеки, который написан на языке программирования Java использовался при реализации клиентского приложения на мобильном телефоне.

В ходе работы данной библиотеки удалось заметить, что в некоторых случаях наблюдается рассинхронизация звука относительно оригинального видео на 50-100 миллисекунд. Это связано с некоторой сложностью представления адресов данных звуковой дорожки для их копирования.

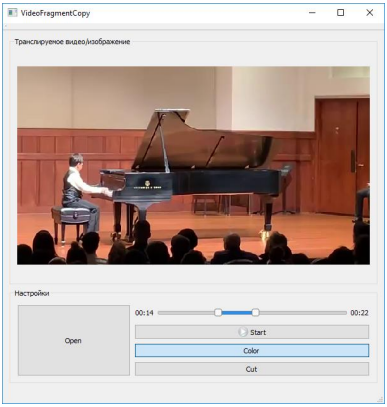


Рис. 3. Пример использования разработанной библиотеки

Заключение

Разработанная библиотека удаленного копирования фрагментов видео позволяет достаточно эффективно копировать задаваемые по протяженности времени фрагменты видео с устройства, выступающего в роли сервера на клиентское устройство (персональный компьютер, мобильный телефон). Несмотря на то, что в ряде случаев наблюдается рассинхронизация по аудио дорожке, относительно исходного видеофайла, она не большая и варьируется от 50 до 100 миллисекунд.

Разработанная библиотека, после её доработки, которая предполагает добавление поддержки других форматов видеофайлов, будет включена в состав среды моделирования обработки фото и видеоизображений [8,9].

Библиографический список

1. MP4Cutter URL: https://github.com/MADComrade/MP4Cutter (дата обращения: 15.02.2019).

2. JavaMP4Cutter URL: https://github.com/MADComrade/JavaMP4Cutter (дата обращения: 15.02.2019).

3. Java (официальный сайт) URL: https://java.com/ru/ (дата обращения: 22.02.2019)

4. Kotlin Programming Language URL: https://kotlinlang.org (дата обращения: 23.02.2019).

5. ISO/IEC 14496-14:2018 Information technology. Coding of audio-visual objects. MP4 file format (22 November 2018) URL: https://www.iso.org/standard/75929.html (дата обращения: 13.01.2019).

6. H. 264: Advanced video coding for generic audiovisual services (2017-04-13) URL: https://www.itu.int/rec/T-REC-H.264-201704-I/en (дата обращения: 23.01.2019).

7. H.265 SERIES H: AUDIOVISUAL AND MULTIMEDIA SYSTEMS Infrastructure of audiovisual services – Coding of moving video: High efficiency video coding URL: https://www.itu.int/rec/T-REC-H.265 (дата обращения: 23.01.2019).

8. Chernyshev S.A. Modeling Environment for Processing of Photos and Video Content Transmitting by Open Channels, 2018 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems, WECONF 2018. P. 4.

9. Kurtyanik D.V., Chernyshev S.A. Development of Plugins for the Modeling Environment for Stages of Processing of Photo and Video Images Transmitted by Open Channels. 2018 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems, WECONF 2018. P. 4.

АВТОРСКИЙ УКАЗАТЕЛЬ

А
Анисимкин В.И 66
Астапенко Д.В. 73

Б
Багдасарян А.С. 77
Бакай К.А. 124
Балакина Е.Д. 129
Балакший В.И. 6
Балышева О.Л. 86
Беззатеев С.В. 132
Белый В.Н. 12, 17, 33
Богатырев А.В. 135, 142
Богатырев В.А. 135, 142, 249
Богатырев С.В. 135
Бойков Н.А. 256
Боритко С.В. 22
Бурков А.А. 147

В
Веселов А.И. 164
Вересова А.М. 154
Волошинов В.Б. 50, 55
Воронова Н.В. 91

Г
Гатчин Ю.А. 160
Гуляев Ю.В. 77

Д
Давыдов В.А. 196
Доберштейн С.А. 77
Дранощук А.Д. 164

Е
Елина Т.Н. 132, 239, 244
Ерышов В.Г. 169, 175

Ж
Жежерин А.Р. 98

З
Завьялов С.А. 44
Зайцева И.В. 182, 188
Заславский А.В. 105
Зеулин Н.В. 196

И
Исаева М.Н. 169, 175
Ильдеряков М.С. 202
Ильина Д.В. 124, 209

К
Казак Н.С. 12, 33
Карагусов В.И. 73
Карандин А.В. 22
Козлова О.Л. 221
Косых А.В. 44
Котюков А.В. 105
Кузьмичев С.А. 214
Крон Р.В. 188
Крох Г.В. 17
Кулак Г.В. 17
Кулаков С.В. 28
Курилкина С.Н. 33

Л
Ларин В.П. 113
Литвинчук Л.А. 221
Ложников А.О. 73

М
Магдич Л.Н. 6
Малафеев О.А. 182, 188
Манцевич С.Н. 6, 39
Мишура Т.П. 221
Молчанов В.Я. 60
Мошак Н.Н. 229, 234
Мурасов К.В. 44
Мыльников В.А. 132, 239, 244

Н
Никонов А.Г. 105
Носков И.И. 249

О
Овчинников А.А. 124, 154, 209

П
Пастушок И.А. 196, 256
Поликарпова Н.В. 50
Пойманова Е.Д. 263, 273

Попов И.Д. 169, 175, 268

Р

Ропот П.И. 12, 17

С

Савельев А.А. 147
Синицына Т.В. 77
Слиньков Г.Д. 6
Степанов Н.В. 202, 214
Сухостат В.В. 160
Сычев С.А. 182

Т

Таубин Ф.А. 277
Татарникова Т.М. 129, 263, 273
Трофимов А.Н. 277
Тюрликов А.М. 147, 196

Ф

Федоров И.Д. 98

Х

Хило Н.А. 12
Хоркин В.С. 55

Ч

Чернышев С.А. 283

Ш

Шакин О.В. 17
Шейнман И.Л. 119

Ю

Юшков К.Б. 60

СОДЕРЖАНИЕ

ВСТУПИТЕЛЬНОЕ СЛОВО 4

АКУСТООПТИКА 5

Балакший В.И., Магдич Л.Н., Манцевич С.Н., Слиньков Г.Д. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОННОЙ ПЕРЕСТРОЙКИ АКУСТООПТИЧЕСКОГО СИНХРОНИЗАТОРА МОД ЛАЗЕРА 6

Белый В.Н., Казак Н. С., Хило Н. А., Ропот П. И. АКУСТООПТИЧЕСКАЯ ГЕНЕРАЦИЯ СВЕТОВЫХ ПУЧКОВ С ПЕРЕСТРАИВАЕМОЙ КРИВОЛИНЕЙНОЙ ТРАЕКТОРИЕЙ РАСПРОСТРАНЕНИЯ 12

Белый В.Н., Кулак Г.В., Крох Г.В., Ропот П.И., Шакин О.В. ДВУХКРАТНАЯ БРЭГГОВСКАЯ ДИФРАКЦИЯ СВЕТОВЫХ ПУЧКОВ ВЫСШИХ ПОРЯДКОВ НА УЛЬТРАЗВУКЕ В ОДНООСНЫХ ГИРОТРОПНЫХ КРИСТАЛЛАХ 17

Боритко С.В., Карандин А.В. РЕГИСТРАЦИЯ ПРОИЗВОДНОЙ ОПТИЧЕСКОГО СПЕКТРА МЕТОДОМ АКУСТООПТИЧЕСКОЙ СПЕКТРОСКОПИИ 22

Кулаков С.В., Пресленев Л.Н. ОСОБЕННОСТИ КВАЗИКОЛЛИНЕАРНОЙ ДИФРАКЦИИ В КРИСТАЛЛЕ НИОБАТА ЛИТИЯ 28

Курилкина С.Н., Белый В.Н., Казак Н.С. ФОРМИРОВАНИЕ УПРАВЛЯЕМЫХ ПУЧКОВ ЭЙРИ В ЛОКАЛЬНО-НЕОДНОРОДНЫХ СРЕДАХ 33

Манцевич С.Н. ЭФФЕКТ ЗАХВАТЫВАНИЯ ЧАСТОТЫ В АКУСТООПТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ И ЕГО ПРАКТИЧЕСКОЕ ПРИМЕНЕНИЕ 39

Мурасов К. В., Завьялов С. А., Косых А. В. ОСОБЕННОСТИ РАЗРАБОТКИ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СВЧ МИКРОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ В ТЕХНОЛОГИЧЕСКОМ БАЗИСЕ БиКМОП КРЕМНИЙ-ГЕРМАНИЙ 130 НМ 44

Поликарпова Н.В., Волошинов В.Б. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ В АКУСТООПТИКЕ ЯВЛЕНИЯ МНОГОКРАТНОГО ОТРАЖЕНИЯ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН В КРИСТАЛЛЕ ПАРАТЕЛЛУРИТА 50

Хоркин В.С., Волошинов В.Б. ИССЛЕДОВАНИЕ АКУСТООПТИЧЕСКИХ СВОЙСТВ МОНОКРИСТАЛЛА ТЕЛЛУРА В РЕЖИМЕ АНИЗОТРОПНОЙ БРЭГГОВСКОЙ ДИФРАКЦИИ 55

Юшков К.Б., Молчанов В.Я. АДАПТИВНАЯ ГИПЕРСПЕКТРАЛЬНАЯ АКУСТООПТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ 60

АКУСТОЭЛЕКТРОНИКА 65

Анисимкин В.И. МНОГОМОДОВЫЕ АКУСТИЧЕСКИЕ СЕНСОРЫ И СЕНСОРНЫЕ РЕШЕТКИ 66

Астапенко Д.В., Ложников А.О., Карагусов В.И. БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЙ КЛЮЧ ДЛЯ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СВЧ ГЕНЕРАТОРОВ 73

Багдасарян А.С., Гуляев Ю.В., Доберштейн С.А., Синицына Т.В. ТЕХНОЛОГИЯ ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН: БЛИЖАЙШИЕ ПЕРСПЕКТИВЫ 77

Балышева О.Л. ФИЛЬТРЫ НА ПАВ ДЛЯ СИСТЕМ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ: ДОСТИЖЕНИЯ И ПЕРСПЕКТИВЫ 86

Воронова Н.В. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ОСОБЕННОСТЕЙ НОРМАЛЬНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ ПРОТОТИПОВ ДАТЧИКОВ ЖИДКОСТИ 91

Жежерин А.Р., Федоров И.Д. ИССЛЕДОВАНИЕ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ СВОЙСТВ МЕТОК НА ПАВ ДЛЯ СИСТЕМ ИДЕНТИФИКАЦИИ 98

Котюков А.В., Никонов А.Г., Заславский А.В. ЭФФЕКТИВНОСТЬ КОНСТРУКТИВНОЙ И СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЙ ОПТИМИЗАЦИИ КОНСТРУКЦИИ ТЕРМОСТАТИРОВАННЫХ КВАРЦЕВЫХ ГЕНЕРАТОРОВ ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ НАИВЫСШЕЙ СТАБИЛЬНОСТИ ЧАСТОТЫ 105

Ларин В.П. МЕТОДЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ СИСТЕМ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ОПТИЧЕСКИХ И АКУСТИЧЕСКИХ МИКРОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ 113

Шейнман И.Л. ОНДУЛЯТОРНЫЙ ЭФФЕКТ НА ИЗГИБНОЙ АКУСТИЧЕСКОЙ ВОЛНЕ КИЛЬВАТЕРНОГО ВОЛНОВОДА 119

ИНФОКОММУНИКАЦИИ 123

Бакай К.А., Ильина Д.В., Овчинников А.А. О ПАКЕТНОЙ КОРРЕКТИРУЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ ВЕРОЯТНОСТНЫХ АНСАМБЛЕЙ БЛОЧНО-ПЕРЕСТАНОВОЧНЫХ НИЗКОПЛОТНОСТНЫХ КОДОВ 124

Балакина Е.Д., Татарникова Т.М. АЛГОРИТМ КЛАССИФИКАЦИИ В ЗАДАЧЕ МОРФОМЕТРИЧЕСКОГО АНАЛИЗА ЛИЦА 129

Беззатеев С.В., Мыльников В.А., Елина Т.Н. АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ МЕТОДОВ СТЕГАНОГРАФИИ ДЛЯ ЗАЩИТЫ ДОКУМЕНТОВ ОГРАНИЧЕННОГО ДОСТУПА 132

Богатырев В.А., Богатырев С.В., Богатырев А.В. МНОГОПУТЕВОЕ ОБСЛУЖИВАНИЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЬЮ РЕЗЕРВИРОВАННЫХ УЗЛОВ С ФОРМИРОВАНИЕМ И РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ КОПИЙ ЗАПРОСОВ НА КАЖДОМ УРОВНЕ 135

Богатырев В.А., Богатырев С.В., Богатырев А.В. МНОГОПУТЕВАЯ РЕЗЕРВИРОВАННАЯ ПЕРЕДАЧА С СЕГМЕНТАЦИЕЙ ПАКЕТОВ 142

Бурков А.А., Савельев А.А., Тюрликов А.М. АНАЛИЗ НЕБЛОКИРОВАННОГО АЛГОРИТМА СЛУЧАЙНОГО МНОЖЕСТВЕННОГО ДОСТУПА С РЕЖИМОМ РАЗДЕЛЕНИЯ ПО ВРЕМЕНИ 147

Вересова А.М., Овчинников А.А. ОБ ОДНОМ АЛГОРИТМЕ ДЕКОДИРОВАНИЯ ПАКЕТОВ ДЛЯ БЛОЧНО-ПЕРЕСТАНОВОЧНЫХ НИЗКОПЛОТНОСТНЫХ КОДОВ 154

Гатчин Ю.А., Сухостат В.В. ИССЛЕДОВАНИЕ УЯЗВИМОСТЕЙ ПРОЦЕССОВ ПЕРЕРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ В СИСТЕМАХ КРИТИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИОННОЙ ИНФРАСТРУКТУРЫ 160

Дранощук А.Д., Веселов А.И. ОБ ОЦЕНКЕ ПЕРЦЕПТУАЛЬНОГО КАЧЕСТВА В ЗАДАЧЕ СЖАТИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ 164

Ерышов В.Г., Исаева М.Н., Попов И.Д. МОДЕЛЬ ПРОЦЕССА ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ ОТ НЕСАНКЦИОНИРОВАННОГО ДОСТУПА В ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ 169

Ерышов В.Г., Исаева М.Н., Попов И.Д. МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА НЕГЛАСНОГО ДОБЫВАНИЯ КОНФИДЕНЦИАЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ НАРУШИТЕЛЕМ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ НА ЗАЩИЩАЕМОМ ОБЪЕКТЕ 175

Зайцева И.В., Малафеев О.А., Сычев С.А. АНАЛИЗ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ АСПЕКТОВ ПРИМЕНЯЕМЫХ АЛГОРИТМОВ ОПТИМИЗАЦИИ 182

Зайцева И.В., Малафеев О.А., Р.В. Крон Р.В. ОПТИМИЗАЦИИ ЗАТРАТ НА СОПРОВОЖДЕНИЯ ПРОЦЕССОВ РЕЗЕРВИРОВАНИЯ В УСЛОВИЯХ НЕПОЛНОТЫ ИНФОРМАЦИИ В ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ 188

Зеулин Н.В., Давыдов В.А., Пастушок И.А., Тюрликов А.М. ОБ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ВЫЧЕТНЫХ КОДОВ В МОДУЛЬНОЙ МЕТРИКЕ ДЛЯ ИСПРАВЛЕНИЯ ОШИБОК В КАНАЛЕ С АБГШ ПРИ МОДУЛЯЦИИ 1024-КАМ 196

Ильдеряков М.С., Степанов Н.В. ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ LPWAN СЕТИ 202

Ильина Д.В., Овчинников А.А. О МНОГОПОРОГОВОМ ДЕКОДИРОВАНИИ КОДОВ С МАЛОЙ ПЛОТНОСТЬЮ ПРОВЕРОК НА ЧЁТНОСТЬ 209

Кузьмичёв С.А., Степанов Н.В. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ УСЛОВИЙ УСПЕШНОГО ПРИЁМА СООБЩЕНИЙ В СЕТИ LORAWAN 214

Литвинчук Л.А., Мишура Т.П., Козлова О.Л. ОПТИМИЗАЦИЯ И МОДЕЛИРОВАНИЕ АЛГОРИТМА ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ И ОБНАРУЖЕНИЯ ОТКАЗАВШИХ ЭЛЕМЕНТОВ В КОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ 221

Мошак Н.Н. АЛГОРИТМ ВЫЧИСЛЕНИЯ ГЛОБАЛЬНЫХ ВЕРОЯТНОСТЕЙ ВЫБОРА ПУТЕЙ В ИНФОКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ NGN 229

Мошак Н.Н. МЕТОД РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА НЕОДНОРОДНОЙ ИНФОТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ ТРАНСПОРТНОЙ СИСТЕМЫ NGN 234

Мыльников В.А., Елина Т.Н. МОДЕЛЬ ПРОГНОЗА АВАРИЙНОСТИ ТРУБОПРОВОДНОГО ТРАНСПОРТА НА ОСНОВЕ АППАРАТА НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ 239

Мыльников В.А., Елина Т.Н. ПРИМЕНЕНИЕ НЕЙРО-НЕЧЕТКИХ СЕТЕЙ ДЛЯ ПЛАНИРОВАНИЯ ЗАСТРОЙКИ И СОЗДАНИЯ ИНФРАСТРУКТУРЫ ГОРОДА 244

Носков И.И., Богатырев В.А. МОДЕЛЬ И ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ КОМПЬЮТЕРНЫХ УЗЛОВ НА ОСНОВЕ РЕЗЕРВИРОВАНИЯ ПЕРЕДАЧ ПРИ МНОГОПУТЕВОЙ МАРШРУТИЗАЦИИ 249

Пастушок И.А., Бойков Н.А. ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ ПОТОКОВ EMBB И URLLC В НИСХОДЯЩЕМ КАНАЛЕ 256

Пойманова Е.Д., Татарникова Т.М. МОДЕЛЬ МНОГОУРОВНЕВОГО ХРАНЕНИЯ ДАННЫХ 263

Попов И.Д. МОДЕЛЬ БИОМЕТРИЧЕСКОЙ ПОВЕДЕНЧЕСКОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ ДЛЯ СМАРТФОНОВ 268

Татарникова Т.М., Пойманова Е.Д. УПРАВЛЕНИЕ ЭНЕРГОЗАТРАТАМИ ПРОЦЕССА ХРАНЕНИЯ ДАННЫХ 273

Таубин Ф.А., Трофимов А.Н. АНАЛИЗ КАСКАДНЫХ СИГНАЛЬНО-КОДОВЫХ КОНСТРУКЦИЙ ДЛЯ МНОГОУРОВНЕВОЙ ФЛЭШ-ПАМЯТИ 277

Чернышев С.А. БИБЛИОТЕКА ДЛЯ УДАЛЕННОГО КОПИРОВАНИЯ ФРАГМЕНТОВ ВИДЕОФАЙЛОВ 283

АЛФАВИТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ 288

Научное издание

XXII международная научная конференция

Волновая электроника и инфокоммуникационные системы

Сборник статей

Часть 1

Ответственные за выпуск

А.Н. Якимов

А.С. Курылёва

Компьютерная верстка *Н.Н. Караваева*

Редакторская подготовка *Л.И. Корнеева*

Редакционно-издательский центр ГУАП
190000, Санкт-Петербург, Б. Морскаяул., 67

Подписано к печати 30.05.2019. Формат 60×84 1/16.
Усл. печ. л. 17,1. Тираж 150 экз. Заказ № 227.