

Темы номера:

- ✓ Подавление негауссовских помех в полосовом тракте приемника
- ✓ Выбор радиолиний для систем подвижной спутниковой связи
- ✓ Комплексная модель защищенных киберфизических систем

Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего образования
«Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций
им. проф. М.А. Бонч-Бруевича» (СПбГУТ)

Научный журнал

ТРУДЫ
УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ СВЯЗИ

Том 5

№ 4

Санкт-Петербург

2019

Описание журнала

Научный журнал. Включен в Перечень рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, на соискание ученой степени доктора наук (распоряжение Минобрнауки РФ № 21-р от 12.02.2019), по специальностям:

- 05.11.07 Оптические и оптико-электронные приборы и комплексы
- 05.11.18 Приборы и методы преобразования изображений и звука
- 05.12.04 Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения
- 05.12.07 Антенны, СВЧ-устройства и их технологии
- 05.12.13 Системы, сети и устройства телекоммуникаций
- 05.12.14 Радиолокация и радионавигация
- 05.13.01 Системный анализ, управление и обработка информации
- 05.13.18 Математическое моделирование, численные методы и комплексы программ
- 05.13.19 Методы и системы защиты информации, информационная безопасность

Выпускается с 1960 года. Выходит 4 раза в год.

Редакционный совет

- Розанов Н.Н.** д.ф.-м.н., проф., чл.-корр. РАН, начальник отдела теоретических исследований Института лазерной физики «ГОИ им. С.И. Вавилова»
- Кучерявый Е.** PhD, Технологический университет Тампере, Финляндия
- Гошек И.** PhD, Технологический университет г. Брно, Чешская республика
- Тиамийу О.А.** PhD, Университет Илорина, Нигерия
- Козин И.Д.** д.ф.-м.н., проф., профессор кафедры телекоммуникационных систем Алматинского университета энергетики и связи, Республика Казахстан
- Самуйлов К.Е.** д.т.н., проф., заведующий кафедрой прикладной информатики и теории вероятностей РУДН
- Степанов С.Н.** д.т.н., проф., заведующий кафедрой «Сети связи и системы коммутации» МТУСИ
- Росляков А.В.** д.т.н., проф., заведующий кафедрой автоматической электросвязи ПГУТИ
- Кучерявый А.Е.** д.т.н., проф., заведующий кафедрой сетей связи и передачи данных СПбГУТ
- Канаев А.К.** д.т.н., проф., заведующий кафедрой «Электрическая связь» ПГУПС
- Новиков С.Н.** д.т.н., проф., заведующий кафедрой безопасности и управления в телекоммуникациях СибГУТИ
- Дворников С.В.** д.т.н., проф., профессор кафедры радиосвязи ВАС
- Коржик В.И.** д.т.н., проф., профессор кафедры защищенных систем связи СПбГУТ
- Ковалгин Ю.А.** д.т.н., проф., профессор кафедры радиосвязи и вещания СПбГУТ
- Владыко А.Г.** к.т.н., директор НИИ «Технологии связи» СПбГУТ

Редакционная коллегия

Главный редактор **Дукельский К.В.**, к.т.н., доцент
Зам. главного редактора **Буйневич М.В.**, д.т.н., проф.
Ответственный редактор **Татарникова И.М.**
Выпускающий редактор **Яшугин Д.Н.**

Регистрационная информация

Журнал зарегистрирован Федеральной службой по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций: № 77-17986 от 07.04.2004

Подписной индекс по каталогу «Издания органов НТИ» Агентства «Роспечать»: 59983

Размещение в РИНЦ (elibrary.ru) по договору: № 59-02/2013R от 20.02.2013

Контактная информация

- | | | | |
|-------------------------------|---|-----------------------------------|---|
| Учредитель и издатель: | Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича» (СПбГУТ) | Адрес редакции и издателя: | 193232, Санкт-Петербург, пр. Большевиков, 22/1, к. 334/2 |
| | | Тел.: | +7 (812) 326-31-63, м. т. 2022, +79643759970 |
| | | E-mail: | tuzs@spbgut.ru |
| | | Web: | http://tuzs.sut.ru |
| | | BK: | http://vk.com/spbtuzs |

Description

Scientific journal. The journal is included in the List of reviewed scientific publications, in which the main scientific results of dissertations for the degree of candidate of science and for the degree of doctor of science should be published (order of the Ministry of Education and Science of Russia No 21-r of 12 February 2019) in the field of:

- 05.11.07 Optical and optoelectronic devices and complexes
- 05.11.18 Devices and methods of transformation of images and sound
- 05.12.04 Radio engineering, including television systems and devices
- 05.12.07 Antennas, microwave devices and its technologies
- 05.12.13 Systems, networks and devices of telecommunications
- 05.12.14 Radiolocation and radio navigation
- 05.13.01 System analysis, management and information processing
- 05.13.18 Mathematical modelling, numerical methods and complexes of programs
- 05.13.19 Methods and systems of information security, cybersecurity

Since 1960. Published 4 times per year.

Editorial Council

- Rozanov N.N.** DSc, prof., member-corr. RAS, Open Joint Stock Company «S.I. Vavilov State Optical Institute»
- Koucheryavy Y.** PhD, Tampere University of Technology, Finland
- Hošek I.** PhD, Brno University of Technology, Czech Republic
- Tiamiyu O.A.** PhD, University of Ilorin, Nigeria
- Kozin I.D.** DSc, prof., Almaty University of Power Engineering and Telecommunications, the Republic of Kazakhstan
- Samuilov K.E.** DSc, prof., RUDN University
- Stepanov S.N.** DSc, prof., Moscow Technical University of Communication and Informatics
- Roslyakov A.V.** DSc, prof., Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics
- Koucheryavy A.E.** DSc, prof., The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunication
- Kanaev A.K.** DSc, prof., Emperor Alexander I-st Petersburg State Transport University
- Novikov S.N.** DSc, prof., Siberian State University of Telecommunications and Information Sciences
- Dvornikov S.V.** DSc, prof., Telecommunications Military Academy
- Korzhik V.I.** DSc, prof., The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunication
- Kovalgin Yu.A.** DSc, prof., The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunication
- Vladyko A.G.** PhD, The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunication

Editorial Board

Editor-in-chief **Dukel'skii K.**, PhD, associate prof.
Deputy editor-in-chief **Buinevich M.V.**, DSc, prof.
Executive editor **Tatarnikova I.M.**
Managing editor **Yashugin D.N.**

Registration Information

Registered by Federal Service for Supervision of Communications, Information Technology and Mass Media on 07.04.2004: № 77-17986

Subscription index for «NTI Editions» Agency «Rospechat» catalog: 59983

Accommodation in RINC (elibrary.ru) by agreement: № 59-02/2013R on 20.02.2013

Contact Information

Publisher: Federal State Budget-Financed Educational Institution of Higher Education «The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications» (SPbSUT)

Post address: 193232, Saint-Petersburg, Prospekt Bolshevikov, 22/1
Phone: +7 (812) 326-31-63, local 2022, +79643759970
E-mail: tuzs@spbgut.ru
Web: <http://tuzs.sut.ru>
BK: <http://vk.com/spbtuzs>

СОДЕРЖАНИЕ

CONTENTS

05.11.00		ПРИБОРОСТРОЕНИЕ, МЕТРОЛОГИЯ И ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ	
<i>Новиков С.Н., Поликанин А.Н.</i> Методика расчета дальности действия тепловизора на основе объединенных параметров температурной чувствительности и разрешения		6	<i>Novikov S., Polikanin A.</i> Calculation method of the thermal-imaging equipment operation range based on the united parameters: the temperature sensitivity and resolution
05.12.00		РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ	
<i>Владимиров С.С., Когновицкий О.С., Стародубцев В.Г.</i> Формирование и обработка ГМВ-подобных последовательностей на основе двойственного базиса		16	<i>Vladimirov S., Kognovitsky O., Starodubtsev V.</i> Formation and processing of GMW-similar sequences based on the dual basis in digital information transfer systems
<i>Дворников С.В., Якушенко С.А., Лянгузов Д.А.</i> Динамический выбор радиолиний для систем подвижной спутниковой связи		28	<i>Dvornikov S., Yakushenko S., Lyanguzov D.</i> Dynamic radio links selection for mobile satellite communication systems
<i>Ломакин А.А., Пантенков Д.Г., Соколов В.М.</i> Математические модели оценки скрытности спутниковых каналов радиосвязи с беспилотными летательными аппаратами. Часть 2		37	<i>Lomakin A., Pantenkov D., Sokolov V.</i> Mathematical models of satellite communication systems with unmanned aerial vehicles and counter-means of radio control. Part 2
<i>Милащенко Е.А., Язовский А.А.</i> Метод адаптивного нелинейного подавления негауссовских помех в когерентном полосовом тракте приемника		49	<i>Milashchenko E., Yazovsky A.</i> Method of adaptive nonlinear suppression of non-gaussian clutter in coherent band pass receiver
<i>Табак Д.П., Майоров А.Г.</i> Аппроксимация решения внутренней электродинамической задачи для тонкого трубчатого вибратора методом собственных функций		58	<i>Tabakov D., Mayorov A.</i> Approximation of current on a thin tubular vibration antenna using the eigenfunction method
<i>Фокин Г.А., Лазарев В.О.</i> Оценка точности позиционирования источника радиоизлучения разностно-дальномерным и угломерным методами. Часть 2. 2D-моделирование		65	<i>Fokin G., Lazarev V.</i> Positioning accuracy evaluation of radio emission sources using time difference of arrival and angle of arrival methods. Part 2. 2D-simulation
<i>Чуднов А.М., Кирик Д.И., Ермакова Е.М.</i> Оптимизация параметров кода и режима обработки сигналов в условиях преднамеренных помех		79	<i>Chudnov A., Kirik D., Ermakova E.</i> Optimization of code parameters and signal processing mode under intentional interference
05.13.00		ИНФОРМАТИКА, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И УПРАВЛЕНИЕ	
<i>Верхова Г.В., Кходер Х.М.</i> Морфологический метод комбинаторного синтеза магистрально-модульных систем на основе многоаспектных моделей		88	<i>Verkhova G., Khoder H.M.</i> Morphological method of combinatorial synthesis of bus-modular systems based on multi-aspect models
<i>Ерохин С.Д., Петухов А.Н., Пилюгин П.Л.</i> Событийно-ориентированная политика безопасности и формальная модель механизма защиты критических информационных инфраструктур		99	<i>Erokhin S., Petukhov A., Pilyugin P.</i> Event-based security policy and formal model of critical information infrastructures protecting mechanism
<i>Кадочников А.П., Казанцев А.А., Мишуков О.А., Шигорев С.А.</i> Формирование моделей радиолокационных изображений в виде стохастических дифференциальных уравнений для распознавания космических объектов		106	<i>Kadochnikov A., Kazantsev A., Mishukov O., Shigorev S.</i> Pattern radar images formation's like a stochastic differential equations for recognition of space objects
<i>Левшун Д.С., Чечулин А.А., Котенко И.В.</i> Комплексная модель защищенных киберфизических систем для их проектирования и верификации		114	<i>Levshun D., Chechulin A., Kotenko I.</i> A combined model of secure cyber-physical systems for their design and verification
СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ		124	AUTHORS INDEX

ПРИБОРОСТРОЕНИЕ, МЕТРОЛОГИЯ И ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ

**05.11.07 – Оптические
и оптико-электронные приборы
и комплексы**

**05.11.18 – Приборы и методы
преобразования
изображений и звука**

МЕТОДИКА РАСЧЕТА ДАЛЬНОСТИ ДЕЙСТВИЯ ТЕПЛОВИЗОРА НА ОСНОВЕ ОБЪЕДИНЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ И РАЗРЕШЕНИЯ

С.Н. Новиков¹, А.Н. Поликанин^{2*} 

¹Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики, Новосибирск, 630102, Российская Федерация

²Сибирский государственный университет геосистем и технологий, 630108, Новосибирск, Российская Федерация

*Адрес для переписки: polikanin.an@yandex.ru

Информация о статье

УДК 621.391

Статья поступила в редакцию 23.10.2019

Ссылка для цитирования: Новиков С.Н., Поликанин А.Н. Методика расчета дальности действия тепловизора на основе объединенных параметров температурной чувствительности и разрешения // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 4. С. 6–14. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-4-6-14

Аннотация: В статье представлена методика расчета дальности обнаружения, распознавания и идентификации тепловизора на основе параметров пороговой температурной чувствительности и температурного разрешения, в том числе при работе по неоднородному полю температур. Предложен анализ методики расчета дальности действия тепловизоров с выбором исходных данных моделей передаточных характеристик звеньев тепловизионной системы, объекта, атмосферы и человеческого глаза, проведены расчетные исследования.

Ключевые слова: дальность действия тепловизионных систем, температурная чувствительность, температурное разрешение.

Введение

В настоящее время тепловизоры получили широкое распространение в системах безопасности в качестве средств наблюдения в ночное время и в условиях ограниченной видимости. Тепловизионное наблюдение имеет ряд преимуществ перед другими средствами ночной съемки, такими как инфракрасные камеры с подсветкой поля зрения или приборы ночного видения. В отличие от перечисленных средств, тепловизоры позволяют вести более скрытную съемку в силу того, что не требуют демаскирующих источников подсветки. Кроме того, объекты, имеющие температуру выше окружающего фона, такие как человек или автомобиль, обнаруживаются и идентифицируются на значительно большем расстоянии.

Один из главных параметров тепловизора – это дальность действия, включающая в себя также понятия дальности обнаружения, распознавания и идентификации. Обычная методика определения этих параметров, применяемая в видеонаблюдении, не может быть использована в тепловидении в связи с некоторыми проблемами и особенностями тепловизионных приборов. Так, в том, что касается

распознавания и идентификации, элемент неопределенности расчетов вносит такая особенность, как распределение яркости изображения объекта не в зависимости от рельефа его поверхности, а в зависимости от температуры (спектральной яркости) каждой точки поверхности. Поэтому традиционно для энергетического расчета тепловизоров используется широко распространенная методика, основанная на трудах М.М. Мирошникова [1] и Д. Ллойда [2], в которых обобщены теоретические основы и методы расчета функционального параметра тепловизионных систем, представляющего собой разность температур $\Delta T_{\text{пор}}$. Этот параметр называется еще пороговая температурная чувствительность. Он функционально связан со всеми элементами тепловизора, такими как объектив, приемник излучения, свойствами объекта наблюдения, атмосферы, электронных элементов и экрана. Физический смысл параметра $\Delta T_{\text{пор}}$ заключается в определении минимальной разности температур элементов наблюдаемого объекта. Она определяет способность различать слабые сигналы на фоне шумов. И при этом не находится в прямой связи с дальностью действия.

Сам Д. Ллойд дает точное определение характеристики: «величина $\Delta T_{\text{пор}}$ представляет разность температур объекта и фона, излучающих как черные тела в стандартном тест-объекте, при которой отношение пикового значения сигнала к среднеквадратичной величине шума на выходе стандартного эталонного электронного фильтра системы, рассматривающей тест-объект, равно единице» [2].

Эта методика имеет ряд недостатков, включая то, что между точкой наблюдения, для которой измеряется $\Delta T_{\text{пор}}$ и конечным изображением имеется целый ряд пространственных фильтров, как источников шумов, например, инерционность приемника, электронный тракт как RC-фильтр, экран с изображением объекта и даже глаз оператора как пространственно-частотный оптический фильтр. Кроме того, не рассматривается влияние пространственно-частотных характеристик самого объекта. То есть, если два объекта, имеющие одинаковую минимальную разность температур $\Delta T_{\text{пор}}$ относительно фона, будут иметь разные размеры относительно поля зрения, то дальность действия системы для этих объектов должна существенно отличаться.

В развитие методики энергетического расчета в работах [3, 4] описана методика расчета температурного разрешения $\Delta T_{\text{раз}}$, которая имеет физический смысл зависимости разрешения наблюдаемых элементов объекта не только как элементов разных по температуре, но и разных по размеру, приближая его к физическому смыслу разрешения в представлении пространственно-частотных характеристик наблюдаемых тел. Также $\Delta T_{\text{раз}}$ позволяет учитывать все промежуточные звенья тепловизионной системы, как пространственно-частотных фильтров.

Как показывает анализ литературы по методам энергетического расчета параметров тепловизоров, главное внимание инженеров-разработчиков тепловизионных систем направлено на минимизацию самих значений $\Delta T_{\text{пор}}$ и $\Delta T_{\text{раз}}$, что позволяет оптимизировать все, входящие в исходные расчеты параметры тепловизора, увеличивая их эффективность. В тоже время оценка дальности действия не получает достаточного внимания.

Поэтому актуальной является задача разработки методики расчета дальности действия тепловизоров, включая дальность распознавания и идентификации на основе взаимосвязи параметров $\Delta T_{\text{пор}}$ и $\Delta T_{\text{раз}}$, а также $\Delta T_{\text{пор}}^{(н)}$ при работе по неоднородному полю температур. Кроме того, следует определить зависимости дальности действия при распознавании и идентификации объектов от ряда параметров тепловизионной системы – оптической части, характеристик приемника излучения, характеристик электронного тракта передачи сигнала, экрана, объекта наблюдения, фона и глаза

оператора. В результате будет получена обобщенная методика определения дальности, которую можно применять с целью быстрого и достаточно точного расчета дальности действия тепловизоров, используемых в системах безопасности при работе по живым объектам и крупным теплоизлучающим целям.

Обоснование методики расчета

Вывод рабочих соотношений методики расчета дальности действия тепловизоров основывается на выражениях (1–9), для $\Delta T_{\text{пор}}$ и $\Delta T_{\text{раз}}$ [1–3], где:

D^* и $S(\lambda)$ – удельная обнаружительная способность и относительная спектральная чувствительность приемника излучения;

(a, b) , Δf_R – линейные размеры и шумовая полоса частот электрической схемы включения приемника;

(λ_1, λ_2) – границы спектральной чувствительности приемника;

k_3 – коэффициент использования приемником излучения эталонного источника;

m – отношение «сигнал/шум»;

A_0 и (α, β) – площадь входного зрачка и линейные углы мгновенного поля зрения объектива тепловизора по строке и по кадру;

$W(\lambda, T)$ – спектральная светимость абсолютно-черного тела (АЧТ) с температурой T ;

$T(x, y)$ и $T_\phi(x, y)$ – функции распределения температуры по поверхности объекта и фона в случае наблюдения прибором неоднородных тепловых полей объектно-фоновой обстановки;

$\bar{T}$ и $\bar{T}_\phi$ – среднее значение температуры поверхности объекта и фона;

$\varepsilon(\lambda)$ и $\varepsilon_\phi(\lambda)$ – спектральный коэффициент излучения поверхности объекта и фона;

$\tau_o(\lambda)$ и $\tau_a(\lambda)$ – спектральный коэффициент пропускания оптической системы тепловизора и слоя атмосферы между объектом и прибором;

C_2 – постоянная в формуле Планка;

$\Delta W(\lambda, T(x, y), \bar{T})$ и $\Delta W_\phi(\lambda, T_\phi(x, y), \bar{T}_\phi)$ – абсолютные контрасты спектральной светимости АЧТ [6], имеющие температуры аналогичные температурам поверхности объекта и фона, соответственно;

T_e и f_k – постоянная времени глаза и частота кадров тепловизора;

ν – пространственная частота в пространстве предметов, рад⁻¹;

$K(\Phi_\phi)$ – коэффициент, учитывающий увеличение порогового сигнала приемника за счет засветки постоянной составляющей фона;

$r_{\Sigma}(\nu)$ – результирующий модуль передаточной функции всех звеньев тепловизора;

α_0, β_0 – линейные углы, которые стягивают по строке и кадру объект, находящийся на расстоянии l от прибора, при $\alpha_\phi = \alpha - \alpha_0$ и $\beta_\phi = \beta - \beta_0$;

(x_0, y_0) , (x_ϕ, y_ϕ) – декартовы координаты поверхности объекта и фона в пространстве предметов.

$$\Delta T_{\text{пор}} = \frac{\pi \sqrt{ab \Delta f_R} K_3 T^2}{\alpha \beta A_0 C_2 D^* \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} S(\lambda) W_\lambda \tau_0(\lambda) \frac{d\lambda}{\lambda}}, \quad (1)$$

$$\Delta T_{\text{раз}} = \frac{3 \Delta T_{\text{пор}} \nu \sqrt{\alpha \beta}}{r_\Sigma(\nu) \sqrt{\tau \Delta f_R T_e f_k}}, \quad (2)$$

для неоднородного поля температур [5]:

$$\Delta T_{\text{пор}}^{(H)} = \frac{\pi k_3 m \sqrt{ab \Delta f_R} \cdot [1 + K^2 (\Phi_\phi) + K_\phi^2 I_\phi^2]^{1/2}}{D^* A_0 \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} S(\lambda) \tau_o(\lambda) \tau_a(\lambda) [\varepsilon(\lambda) A(\lambda, T(x, y), \bar{T}) + \varepsilon_\phi(\lambda) A_\phi(\lambda, T_\phi(x, y), \bar{T}_\phi)] d\lambda}, \quad (3)$$

где

$$I_\phi = \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} S(\lambda) \tau_o(\lambda) \tau_a(\lambda) \varepsilon_\phi(\lambda) B_\phi(\lambda, T_\phi(x, y), \bar{T}_\phi) d\lambda, \quad (4)$$

$$K_\phi = \frac{D^* A_0}{\pi l^2 k_3 \sqrt{ab \Delta f_R}}, \quad (5)$$

$$B(\lambda, T(x, y), \bar{T}) = \iint_{(x_0, y_0)} \Delta W(\lambda, T(x, y), \bar{T}) dx dy, \quad (6)$$

$$B_\phi(\lambda, T_\phi(x, y), \bar{T}_\phi) = \iint_{(x_\phi, y_\phi)} \Delta W(\lambda, T_\phi(x, y), \bar{T}_\phi) dx dy, \quad (7)$$

$$A(\lambda, T(x, y), \bar{T}) = \alpha_0 \beta_0 \frac{dW(\lambda, \bar{T})}{dT} + \frac{dB(\lambda, T(x, y), \bar{T})}{l^2 dT}, \quad (8)$$

$$A_\phi(\lambda, T_\phi(x, y), \bar{T}_\phi) = \alpha_\phi \beta \frac{dW(\lambda, \bar{T}_\phi)}{dT} + \frac{dB_\phi(\lambda, T_\phi(x, y), \bar{T}_\phi)}{l^2 dT}, \quad (9)$$

Рассмотрим вывод выражения для дальности действия тепловизоров при наблюдении изотермических объектов с температурой поверхности T . Для этого необходимо подставить формулу (1) в (2) и принять во внимание следующие соотношения:

$$\begin{aligned} \Delta f_R &= 1/(2\tau); \quad \alpha = a/f'; \\ \beta &= b/f'; \quad \nu = N/(2h/l), \end{aligned} \quad (10)$$

где N – критерий Джонсона; h – критический размер объекта; f' – заднее фокусное расстояние объектива тепловизора; l – расстояние между объектом и прибором; τ – время формирования видеосигнала одного элемента разложения кадра.

Тогда, после несложных преобразований, выражение для дальности действия тепловизора получается в виде:

$$l = \frac{hr_\Sigma(\nu) \Delta T_{\text{раз}} (T_e \cdot f_k)^{1/2} C_2 D^* (d/f')^2 f' \cdot \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} [S(\lambda) \tau_o(\lambda) \tau_a(\lambda) \times \varepsilon(\lambda) W(\lambda, T) \lambda^{-1}] d\lambda}{6\sqrt{2} k_3 T^2 \sqrt{\Delta f_R} N \cdot m}, \quad (11)$$

где d – диаметр входного зрачка оптической системы тепловизора.

В работе [7] отмечается, что процессы обнаружения, распознавания, классификации и идентификации объектов являются вероятностными. Поэтому, обычно результат решения той или иной задачи наблюдения представляют в виде зависимости вероятности их выполнения от пространственной частоты. При этом, в качестве этой частоты берут число полупериодов N' пространственной структуры (миры), приходящихся на критический размер объекта. Существует множество математических моделей для зависимости вероятности $P = f(N')$. Как отмечается в работе [8], наиболее достоверной из

них, получившей в настоящее время широкое распространение во многих странах мира, является модель Центра ночного видения и электронных датчиков (США), согласно которой эта зависимость определяется эмпирическими формулами:

$$P = [1 + 1/(N'/2N)^e]^{-1}, \quad (12)$$

$$e = 2,7 + 0,7 (N'/2N), \quad N' = h/K_\Sigma, \quad (13)$$

$$K_\Sigma = \gamma K, \quad K = L/2\Phi, \quad (14)$$

где K – разрешение прибора на местности, м; γ – коэффициент, учитывающий увеличение значения K из-за влияния выборки на дешифрируемость изображения; Ψ – угловая частота эквивалентной миры, рад⁻¹; N – критерий Джонсона – показатель уровня решаемой задачи наблюдения объекта (число периодов разрешаемой эквивалентной миры, укладываемых в критический размер объекта, необходимое для решения задачи наблюдения с вероятностью 0,5).

Не вдаваясь в анализ оценок интерпретации изображений, тщательно проведенный в США [8], отметим, что, согласно модели тепловизионных приборов *NVTherm* [9], применительно к типовым объектам техники в таблице 1 указаны следующие значения критерия Джонсона (N) для основных задач наблюдения, которые решаются этим классом приборов с вероятностью 0,5.

ТАБЛИЦА 1. Значения критерия Джонсона (N) в зависимости от условий наблюдения объектов

Решаемая задача	N	Условия наблюдения
Выделение	0,75	Фон со слабой неоднородностью (снежное поле, любой фон в дождь)
	3	Фон с сильной неоднородностью (город, горы)
Классификация	1-2	Сцена, содержащая сильно различающиеся классы объектов (человек, автомобиль)
	4-5	Сцена, содержащая близкие классы объектов (легковой или грузовой автомобиль, автобус и др.)
Идентификация	6	Сцена, содержащая сильно различающиеся типы объектов (автомобиль седан, автомобиль хэтчбек)
	9	Сцена, содержащая похожие типы объектов (различные марки автомобилей)

Применительно к типовым задачам наблюдения человека рекомендованы следующие значения критерия Джонсона, как количество точек изобра-

жения по наименьшему размеру пропорции объекта [7]: обнаружение $N = 1 - 2$, распознавание $N = 4 - 6$, идентификация $N = 8 - 2$.

Перечень решаемых задач наблюдения содержит режимы обнаружения, распознавания и идентификации объекта. Получаемое при этом изображение человека представлено на рисунке 1.



Рис. 1. Критерий Джонсона при обнаружении человека

Дальность обнаружения объектов при работе тепловизионных систем по неоднородному полю теплового излучения

В случае решения задачи обнаружения объектов тепловизионными системами на неоднородном объектно-фоновом поле теплового излучения, когда мгновенным полем зрения прибора охватываются поверхности объекта с полем температур $T(x, y)$ и фона с полем температур $T_f(x, y)$, схема формирования рабочих формул методики расчета дальности обнаружения $I^{(H)}_0$ следующая [5]:

1) в формулу (2) подставляют выражение (3) для $\Delta T^{(H)}_{пор}$;

2) при использовании в полученной формуле соотношений (10), значение критерия Джонсона в режиме обнаружения необходимо брать согласно таблице для решаемой задачи «выделение» при наблюдении объектов на фоне с сильной неоднородностью;

3) после определенных преобразований, выражение для дальности обнаружения объекта на неоднородном поле теплового излучения фона получается в виде:

$$I^{(H)}_0 = \frac{[\Delta T_{раз} f' r_{\Sigma}(v) (T_{efk})^{1/2} \times (d/f')^2 h D^*] \cdot \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} S(\lambda) \tau_o(\lambda) \tau_a(\lambda) [\varepsilon(\lambda) A(\lambda, T(x, y), \bar{T}) + \varepsilon_f(\lambda) A_f(\lambda, T_f(x, y), \bar{T}_f)] d\lambda}{6\sqrt{2}\alpha\beta\sqrt{\Delta f_R N} \cdot m k_{\gamma} [1 + K^2(\bar{\Phi}_f) + K_{\Phi}^2 I_{\Phi}^2]^{1/2}}. \quad (15)$$

Определение данных расчета звеньев тепловизора и характеристик среды

Имеет смысл рассмотреть тепловизор как сумму отдельных элементов, пропускающих оптический и электронный сигнал. Последовательно это такие элементы как объектив, приемник тепловизионного излучения, электронный тракт, экран и глаза наблюдателя. Тогда суммарный модуль $r_{\Sigma}(v)$ передаточной характеристики тепловизора представляется в виде:

$$r_{\Sigma}(v) = r_o(v) r_{пр}(v) r_{ин}(v) r_{син}(v) \times r_v(v) r_{ус}(v) r_{вкв}(v) r_{гл}(v) r_{см}(v), \quad (16)$$

где функции передачи модуляции (ФПМ) $r_o(v)$ – оптической системы тепловизора; $r_{пр}(v)$ – приемной площадки приемника; $r_{ин}(v)$ – инерционности элементов приемника; $r_{син}(v)$ – синхронизации элементов изображения тепловизора; $r_v(v)$ – выборки по строке и кадру; $r_{ус}(v)$ – усилителя сигналов приемника; $r_{вкв}(v)$ – экрана; $r_{гл}(v)$ – глаза оператора; $r_{см}(v)$ – смаза изображения по строке и кадру.

Описание и анализ передаточных характеристик элементов тепловизора был представлен в работах [10, 11]. Входящие в формулу (16) ФПМ звеньев аппроксимируются следующими соотношениями:

$$r_o(\nu) = 0,64e^{-1,33\left(\frac{d_a\nu}{f'}\right)^2} \arccos\left(\frac{\lambda_0\nu}{d}\right) - \frac{\lambda_0\nu}{d} - \left[1 - \left(\frac{\lambda_0\nu}{d}\right)^2\right]^{\frac{1}{2}}, \quad (17)$$

$$r_{\text{прс}}(\nu) = \left| \frac{\sin(\pi\delta_c\nu)}{\pi\delta_c\nu} \right|; \quad (18)$$

$$r_{\text{прк}}(\nu) = \left| \frac{\sin(\pi\delta_k\nu)}{\pi\delta_k\nu} \right|,$$

где d_a – поперечный размер пятна рассеяния объекта; λ_0 – рабочая длина волны; $\delta_c = (a/f') \cdot 1000$, $\delta_k = (b/f') \cdot 1000$ – соответственно, угловой размер элементарного поля зрения по строке и кадру (мрад); $\alpha_{\text{ус}} = 1,25$; $r_{\text{ин}}(\nu) = r_{\text{син}}(\nu) = 1$ – для тепловизоров с матричными приемниками;

$$r_{\text{yc}}(\nu) = \left(1 + \frac{2\nu\delta_c}{\alpha_{\text{ус}}}\right)^{-\frac{1}{2}}. \quad (19)$$

Значения ФПМ для звеньев по строке:

$$r_{\text{вс}}(\nu) = \left| \frac{\sin(\pi\nu\delta_c/\alpha_c\chi_c)}{(\pi\nu\delta_c/\alpha_c\chi_c)} \right|, \quad (20)$$

$$r_{\text{вк}}(\nu) = e^{-(1,33\nu^2\delta_c^2/z^2\alpha_c^2\chi_c^2)}, \quad (21)$$

$$r_{\text{гс}}(\nu) = e^{-(1,23\nu^2\delta_c^2/\delta_m^2z^2\alpha_c^2\chi_c^2)}, \quad (22)$$

$$r_{\text{смс}}(\nu) = \left| \frac{\sin(\pi\nu\delta_c/\alpha_c\chi_c)}{(\pi\nu\delta_c/\alpha_c\chi_c)} \right|. \quad (23)$$

Значения ФПМ по кадру:

$$r_{\text{вк}}(\nu) = \left| \frac{\sin(\pi\nu\delta_k/\alpha_k\chi_k)}{(\pi\nu\delta_k/\alpha_k\chi_k)} \right|, \quad (24)$$

$$r_{\text{вк}}(\nu) = e^{-(1,33\nu^2\delta_k^2/z^2\alpha_k^2\chi_k^2)}, \quad (25)$$

$$r_{\text{гк}}(\nu) = e^{-(1,23\nu^2\delta_k^2/\delta_m^2z^2\alpha_k^2\chi_k^2)}, \quad (26)$$

$$r_{\text{смк}}(\nu) = \left| \frac{\sin(\pi\nu\delta_k/\alpha_k\chi_k)}{(\pi\nu\delta_k/\alpha_k\chi_k)} \right|, \quad (27)$$

где $\alpha_c = n_c/R_c$, $\alpha_k = n_k/R_k$ – коэффициенты переналаживания (число отсчетов на элемент) по строке и кадру; $\chi_c = \alpha_c/\Delta\alpha_c$, $\chi_k = \alpha_k/\Delta\alpha_k$ – коэффициенты заполнения элементов приемника по строке и кадру; $\Delta\alpha_c$, $\Delta\alpha_k$ – шаг элементов приемника оптического излучения по строке и кадру; $z = H_3/(bN_c)$ – электронное увеличение тепловизора, если H_3 – высота экрана монитора ВКУ и b , N_c – число элементов и размер матричного приемника по высоте кадра; $\delta_m = (d_m/D') \cdot 1000$ – угловой размер элемента изображения на экране монитора, мрад, если d_m – диаметр светового пятна на экране монитора и D' – расстояние от глаза оператора до экрана монитора.

Пространственная частота ν имеет смысл как величина, обратная размеру объекта, и в формулах (16–27) связана с дальностью l :

$$\nu = \frac{lN}{2h \cdot 1000}, \text{ мрад}^{-1}. \quad (28)$$

Введение в расчеты понятия пространственной частоты позволяет нам перейти от чисто энергетических представлений о дальности действия прибора к пониманию влияния размеров элементов объекта и фона на значение сигналов, проходящих через все узлы тепловизионной системы и человеческого глаза.

Проанализируем влияние атмосферного слоя между объектом наблюдения и тепловизором на дальность действия прибора, учитывая оценку метеорологической дальности видимости S_m . Также необходимо учесть абсолютную ω , относительную $f_{\text{отн}}$ влажность воздуха, температуру t_b . Таким образом, используемый в формуле (15) интегральный коэффициент пропускания атмосферы может быть определен по методике, описанной в [10]:

$$\tau_a = \exp[-(L_p + L_n)], \quad (29)$$

где

$$L_p = \sigma_p l; L_n = \sigma_n l, \quad (30)$$

$$\sigma_p = (1,66 - 0,35 \ln S_m)/S_m, \quad (31)$$

$$\sigma_n = 0,05 + 0,015\omega, \quad (32)$$

$$\omega = \frac{2,168 \cdot 10^{-2} f_{\text{отн}} l_0}{273 + t_b}, \quad (33)$$

$$l_0 = \exp[-(3,11 \cdot 10^{-4} t_b^2) + 0,0738 t_b + 6,41]. \quad (34)$$

Выражения (31 и 32) соответствуют значениям σ_p и σ_n для области спектра $\Delta\lambda = 8 - 12$ мкм.

Введение параметров и алгоритм расчета

Для проверки методики расчета были взяты параметры и характеристики тепловизора IRIS-AWS (Франция), работающего в области спектра $\Delta\lambda = 8 - 12$ мкм. В качестве приемника излучения в тепловизоре используется матрица кадмий-ртуть-теллур с числом чувствительных элементов 320×240 , размер элемента 30×30 мкм (аналог MARS LV фирмы Sofradir) [11].

В работе [11] можно найти результаты экспериментов, которые проводились для определения дальности его действия. По этой причине был выбран данный тепловизор, поскольку существует возможность сравнить результаты эксперимента и расчеты по методике.

Используя эти параметры и характеристики можно ввести в расчетные формулы следующие числа: $h = 2,7$ м (грузовой автомобиль); $d = 160$ мм; $f = 280$ мм; $D^* = 1,2 \cdot 10^{11}$ см $\cdot$ Гц $^{1/2}$ /Вт; $\Delta T_{\text{раз}} = 0,02$ °K; $T = 293$ °K (лето); $T = 263$ °K (зима); $\lambda_0 = 10$ мкм; $\lambda_1 = 8$ мкм; $\lambda_2 = 12$ мкм; $a = b = 30$ мкм; $f_k = 25$ Гц; $\tau_0 = 0,9$;

$T_e = 0,2$ с; $N = 2$ (обнаружение объекта на фоне с сильной неоднородностью [10]); $f_{отн} = (50-70) \%$; $t_b = 20$ °C (лето); $t_b = -10$ °C (зима); $S_m = (0,25-20)$ км.

Значения многочисленных параметров, входящих в правые части соотношений (17-34) получались на основе указанных технических параметров тепловизора и исходных данных объектно-атмосферной обстановки по методике, приведенной в работе [10].

Блок-схема алгоритма расчетов для получения итоговых значений дальности действия, в том числе дальности действия в условиях неоднородного поля температур приведена на рисунке 2.

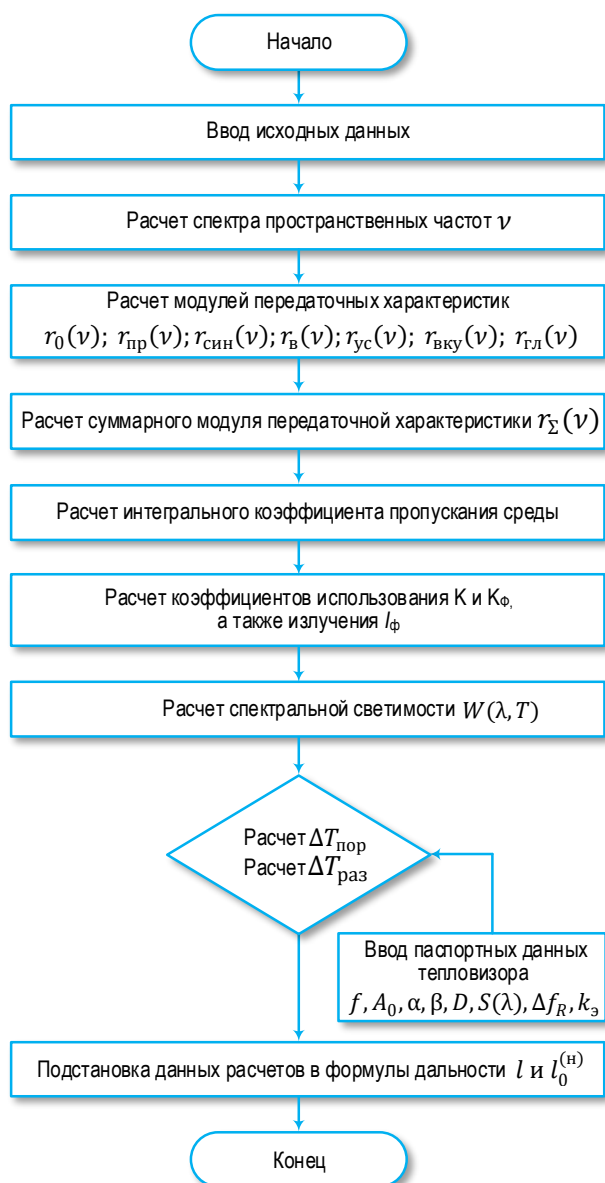


Рис. 2. Схема алгоритма расчетов

При вводе исходных данных значение удельной обнаружительной способности необходимо взять из паспортных данных приемника излучения тепловизора. В случае отсутствия в нем такого пара-

метра можно воспользоваться значением порогового потока, приведенного к площади приемника излучения и полосы пропускания по следующей формуле:

$$D^* = \frac{\sqrt{A \cdot \Delta f_R}}{\Phi_{\Pi}}, \quad (35)$$

где Φ_{Π} – пороговый поток приемника излучения тепловизора.

Пороговый поток приемника в ряде случаев может быть указан в паспортных данных уже приведенным к полосе пропускания или к полосе пропускания и площади приемника излучения, в этом случае они будут связаны следующими соотношениями:

$$\Phi'_{\Pi} = \frac{\Phi_{\Pi}}{\sqrt{\Delta f_R}}, \quad (36)$$

$$\Phi''_{\Pi} = \frac{\Phi_{\Pi}}{\sqrt{A \cdot \Delta f_R}}, \quad (37)$$

где Φ'_{Π} – пороговый поток приемника излучения, приведенный к полосе пропускания; Φ''_{Π} – пороговый поток, приведенный к полосе пропускания и площади приемника; A – площадь поверхности приемника оптического излучения.

Полоса пропускания приемника излучения всегда может быть рассчитана, исходя из данных о постоянной времени приемника или времени накопления заряда:

$$\Delta f_R = \frac{1}{2 \cdot \tau_d}, \quad (38)$$

где τ_d – постоянная времени приемника излучения, сек.

Также в паспортных данных может отсутствовать такой параметр, как относительная спектральная чувствительность $S(\lambda)$, заменяемая числовыми значениями абсолютной спектральной чувствительности S_{λ} и общим интегральным значением S . В этом случае можно воспользоваться формулой связи этих значений:

$$S(\lambda) = \frac{S_{\lambda} \cdot k_3}{S}, \quad (39)$$

Значение k_3 – коэффициента использования приемником излучения эталонного источника – в случае его отсутствия можно вычислить эмпирическим методом, фиксируя спектральный поток от объекта в отношении к общему интегральному потоку:

$$k_3 = \frac{\int_{\lambda_1}^{\lambda_2} S_{\lambda} \cdot \Phi_{\lambda} d\lambda}{\int_0^{\infty} \Phi_{\lambda} d\lambda}, \quad (40)$$

где λ_1 и λ_2 – границы спектрального диапазона исследования, мкм; Φ_{λ} – измеряемый поток излучения.

При проведении расчетов по формулам (22) и (26) нужно понимать, что расчет модуля передаточной функции глаза человека относится к слабо формализуемой области исследований в силу возможных различий характеристик глазного аппарата разных операторов. А также наличие некоторых особенностей физиологического восприятия информации, например параметры α_c , α_k , $\Delta\alpha$ и другие, используемые в расчете передаточной характеристики $r_{gl}(v)$ имеют отношение к параметрам именно приемных элементов глаза, то есть рецептивных клеток сетчатки.

Однако, как известно, человек воспринимает объекты наблюдения не только отдельными клеточными элементами, но и обширными рецептивными полями, имеющими наложения друг на друга, фазы торможения и активности в зависимости от направления движения объекта, яркости и т. д.

В работе Мирошникова М.М. [1] приведен график частотно-контрастной характеристики (ЧКХ) глаза человека, который может быть использован в качестве основы для оценки влияния передаточной характеристики глаза на конечный результат расчетов. Интересно, что в этом графике можно увидеть результат влияния слепого пятна на сетчатке в виде провала ЧКХ в области низких частот в самом начале графика. Этот момент также нужно учитывать при расчете модуля передаточной характеристики глаза.

В случае решения задачи обнаружения объектов тепловизионными системами на неоднородном объектно-фоновом поле теплового излучения, когда мгновенным полем зрения прибора охватываются поверхности объекта с полем температур $T(x, y)$ и фона с полем температур $T_f(x, y)$, то схема формирования рабочих формул методики расчета дальности обнаружения $l_0^{(H)}$ следующая:

- в формулу (2) подставляют выражение (3) для $\Delta T^{(H)}_{пор}$;

- при использовании в полученной формуле соотношений (10), значение числа Джонсона N в режиме обнаружения необходимо брать согласно рекомендованным выше, а именно: обнаружение $N = 1 - 2$, распознавание $N = 4 - 6$, идентификация $N = 8 - 2$.

- после определенных преобразований, выражение для дальности обнаружения объекта на неоднородном поле теплового излучения фона рассчитывается по формуле (15).

Проведение анализа расчета по методике определения дальности и сравнение с данными экспериментов

Алгоритм расчета дальности действия тепловизора при обнаружении, распознавании и идентификации разработан на основе описанной методики расчета с использованием (15 и 16) и при учете

передаточных функций его элементов в соотношениях (17–28) и расчета пропускания воздушного слоя атмосферы между тепловизором и объектом (формулы (29–34)).

На основе алгоритма с использованием программной среды MATLAB был проведен расчет и математическое моделирование дальности действия тепловизионных систем для областей спектра $\Delta\lambda = 8 - 12$ мкм.

При сравнении расчетов с экспериментальными данными необходимо учесть, что при любых тепловых контрастах, температурах объекта и фона, влажностях воздуха для тепловизора IRIS-AWS на длине волны 8–12 мкм дальность обнаружения в дымке в 5 раз больше чем метеорологическая дальность видимости при $S_m \geq 1$ км [11, 12].

В результате в работе получено следующее.

Во-первых, данные расчетов о зависимости дальности обнаружения объекта, выбранного в виде грузового автомобиля от метеорологической дальности видимости S_m для дальностей 0,5–20 км.

Во-вторых, расчеты для наблюдения выбранного объекта в летних условиях при температуре 20 °С и зимних при температуре –10 °С и влажности от 50 до 100 %.

В-третьих, проведено сравнение расчетов и результатов экспериментов, представленных в [11, 12].

На рисунке 3 представлены результаты математического моделирования расчетов зависимости дальности обнаружения объекта от значения метеорологической дальности видимости при температурах 263 °К и 293 °К.

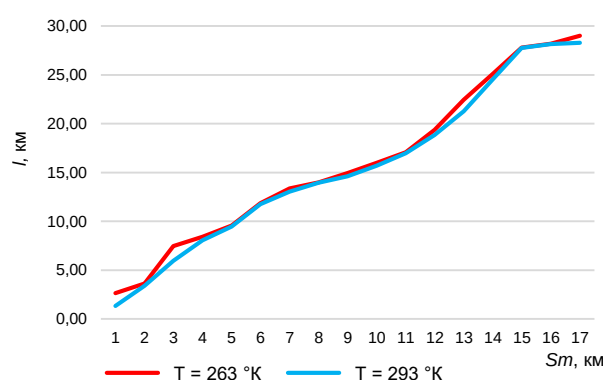


Рис. 3. Результаты расчета зависимости дальности обнаружения объекта от метеорологической дальности видимости

На рисунке 4 представлены результаты математического моделирования отношения дальности обнаружения l тепловизора к метеорологической дальности видимости S_m в зависимости от S_m . Синяя кривая показывает наблюдение объекта в зимних условиях при температуре 263 °К и относительной влажности 75 %; оранжевая – наблюдение объекта в летних условиях при температуре 293 °К и относительной влажности 75 %; серая – наблюдение

объекта в летних условиях при температуре 293 °К и относительной влажности 100 %.

Результаты расчетов также были представлены в работе [13].

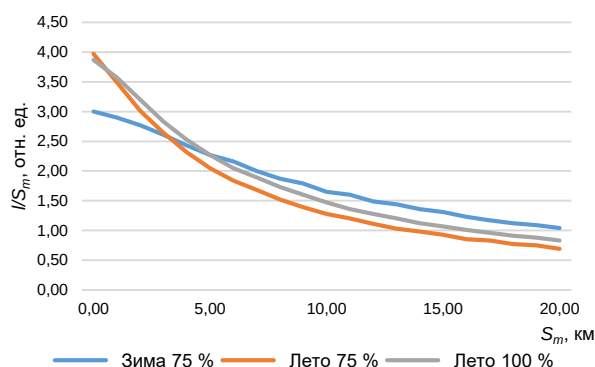


Рис. 4. Результаты расчета отношения дальности обнаружения / тепловизора IRIS-AWS к метеорологической дальности видимости S_m в зависимости от S_m

Заключение

Во-первых, на основании методики расчета по-роговой температурной чувствительности и температурно-частотной характеристики М.М. Мирошников и Д. Ллойда приведена методика дальности обнаружения, распознавания и идентификации для тепловизионных систем, позволяющая рас-

считывать эти параметры во взаимосвязи с конструктивными характеристиками оптической системы, приемника излучения, характеристиками электронного тракта, оптическими параметрами экрана и глаза человека, а также характеристиками объекта наблюдения, слоя атмосферы и фоновой обстановки.

Во-вторых, новая методика позволяет осуществлять расчет тепловизионной дальности обнаружения при неоднородных полях температур и наличии объекта на неоднородном поле теплового излучения фона.

Проведен анализ методики расчета дальности действия тепловизоров. Осуществлен выбор исходных данных и модели передаточных характеристик их звеньев. Проведены расчетные исследования, в ходе которых показано, что зависимость отношения дальности к метеорологической видимости от S_m в пределах дальностей 0,5–20 км с ростом S_m падает. Это объясняется тем, что показатель аэрозольного рассеяния уменьшается с ростом длины волны, поэтому при наличии атмосферной дымки и значений S_m от 0,5 до 6 км показатель рассеяния становится больше. При этом пропускание атмосферы в инфракрасной области выше, чем в видимой, поэтому расчетная дальность действия в замутненной атмосфере может быть больше метеорологической дальности видимости в несколько раз.

Список используемых источников

1. Мирошников М.М. Теоретические основы оптико-электронных приборов. Л.: Машиностроение, 1983. 696 с.
2. Ллойд Дж. Системы тепловидения. Пер. с англ. М.В. Васильченко. М.: Мир, 1978. 414 с.
3. Тымкул В.М., Тымкул Л.В., Тымкул О.В. Аналитическая модель температурно-частотной характеристики тепловизоров // Оптический журнал. 2002. Т. 69. № 10. С. 73–76.
4. Тымкул В.М., Тымкул Л.В., Фесько Ю.А., Поликанин А.Н. Энергетический расчет тепловизионных систем. Часть 1. Методика расчета дальности действия // Интерэкспо Гео-Сибирь. 2013. Т. 5. № 1. С. 67–72.
5. Тымкул В.М., Тымкул Л.В., Фесько Ю.А., Поликанин А.Н. Дальность действия тепловизионных систем. Часть 1. Методика расчета // Автометрия. 2014. Т. 50. № 4. С. 96–101.
6. Справочник по инфракрасной технике / Под ред. У. Волф, Г. Цисис. В 4-х т. Т. 1. Физика ИК-излучения. М.: Мир, 1995. 606 с.
7. Тарасов В.В., Якушенков Ю.Г. Инфракрасные системы «смотрящего» типа. М.: Логос, 2004. 444 с.
8. Holst G.C. Electro-Optical Imaging System Performance. Bellingham: SPIE Press, 2003.
9. Maurer T., Driggers R.G., Vollmerhausen R., Fridman M. 2002 NVTherm improverment // Proceedings of SPIE – The International Society for Optical Engineering. 2002. Vol. 4719. DOI:10.1117/12.477448
10. Иванов В.П., Курт В.И., Овсянников В.А., Филиппов В.Л. Моделирование и оценка современных тепловизионных приборов. Казань: Отечество, 2006. 594 с.
11. Шипунов А.Г., Семашкин Е.Н. Дальность действия, всесуточность и всепогодность телевизионных и тепловизионных приборов наблюдения. М.: Машиностроение, 2011. 216 с.
12. Шипунов А.Г., Семашкин Е.Н., Черноусов А.А., Громов А.Н., Романов А.Р., Воробьев В.В. и др. Экспериментальные исследования дальности действия и всепогодности телевизионных и тепловизионных приборов наблюдения // Оптический журнал. 2007. Т. 74. № 9. С. 61–65.
13. Тымкул В.М., Тымкул Л.В., Лаптев Е.В., Исаев М.П., Крапивко Е.А., Фесько Ю.А. и др. Дальность действия тепловизионных систем. Ч. II. Алгоритм, исходные данные и результаты расчетов // Автометрия. 2015. Т. 51. № 2. С. 49–53.

* * *

CALCULATION METHOD OF THE THERMAL-IMAGING EQUIPMENT OPERATION RANGE BASED ON THE UNITED PARAMETERS: THE TEMPERATURE SENSITIVITY AND RESOLUTION

S. Novikov¹, A. Polikanin² 

¹Siberian State University of Telecommunications & Informatics,
Novosibirsk, 630102, Russian Federation

²Siberian State University of Geosystems and Technologies,
Novosibirsk, 630108, Russian Federation

Article info

The article was received 23rd October 2019

For citation: Novikov S., Polikanin A. Calculation Method of the Thermal-Imaging Equipment Peration Range Based on the United Parameters: the Temperature Sensitivity and Resolution. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(4):6–14. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-4-6-14>

Abstract: *The article presents calculating methodology for the detection range, recognition and identification of a thermal-imaging equipment based on threshold temperature sensitivity and temperature resolution, including the cases when working on an inhomogeneous temperature field. The calculating methodology analysis of the action range for thermal-imaging equipment is presented with the initial data choice of the transfer characteristics links models of the thermal imaging system, object, atmosphere and human eye, computational studies are carried out.*

Keywords: *range of thermal imaging systems, temperature sensitivity, temperature resolution.*

References

1. Miroshnikov M.M. *Teoreticheskie osnovy optiko-elektronnykh priborov* [Theoretical Foundations of Optoelectronic Devices]. Leningrad: Mashinostroenie Publ.; 1983. 696 p. (in Russ.)
2. Lloyd J.M. *Thermal Imaging Systems*. Heidelberg: Springer; 1975. 456 p. Available from: <https://doi.org/10.1007/978-1-4899-1182-7>
3. Tymkul V.M., Tymkul L.V., Tymkul O.V. Analiticheskaya model temperaturno-chastotnoi kharakteristiki teplovizorov [An analytical Model of the Temperature-Frequency Characteristic of Thermal Imagers]. *Optical Journal*. 2002;69(10):73–76. (in Russ.)
4. Tymkul V.M., Tymkul L.V., Fesko Y.A., Polikanin A.N. Energy calculations in systems. Part 1. Calculation of the range. *Inter-expo GEO-Siberia*. 2013;5(1):67–72. (in Russ.)
5. Tymkul V.M., Tymkul L.V., Fesko Y.A., Polikanin A.N. Range of operation of thermal imaging systems. Part I. Calculation technique. *Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing*. 2014;50(4):96–101.
6. *Spravochnik po infrakrasnoi tekhnike* [Handbook of Infrared Technology] / Ed. W. Wolf, G. Csis. Vol.1. Physics of IR Radiation. Moscow: Mir Publ.; 1995. 606 p. (in Russ.)
7. Tarasov V.V., Yakushenkov Y.G. *Infrakrasnye sistemy smotriashchego tipa* [Infrared Systems of the “Looking” Type]. Moscow: Logos Publ.; 2004. 444 p. (in Russ.)
8. Holst G.C. *Electro-Optical Imaging System Performance*. Bellingham: SPIE Press; 2003.
9. Maurer T., Driggers R.G., Vollmerhausen R., Fridman M. 2002 NVTherm improvement. *Proceedings of SPIE – The International Society for Optical Engineering*. 2002. vol. 4719. Available from: <https://doi.org/10.1117/12.477448>
10. Ivanov V.P., Kurt V.I., Ovsyannikov V.A., Phillipov V.L. *Modelirovanie i otsenka sovremennykh teplovizionnykh priborov* [Modeling and Evaluation of Modern Thermal Imaging Devices]. Kazan: Otechestvo Publ.; 2006. 594 p. (in Russ.)
11. Shipunov A.G., Semashkin E.N. *Dalnost deistviia vsesutochnost i vsepogodnost televizionnykh i teplovizionnykh priborov nabludeniia* [Range, All-Weather and All-Weather Television and Thermal Imaging Monitoring Devices]. Moscow: Mashinostroenie Publ.; 2011. 216 p. (in Russ.)
12. Shipunov A.G., Semashkin E.N., Chernousov A.A., Gromov A.N., Romanov A.R., Vorob'ev V.V., et al. Experimental studies of the operating range and all-weather capability of television and thermal-vision observation devices. *Journal of Optical Technology*. 2007;74(9):61–65.
13. Tymkul V.M., Tymkul L.V., Laptev E.V., Isaev M.P., Krapivko E.A., Fes'ko Y.A., et al. Range of operation of thermal imaging systems. Part II. Algorithm, initial data, and calculation results. *Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing*. 2015;51(2): 144–148.

РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ

**05.12.04 – Радиотехника, в том числе
системы и устройства телевидения**

**05.12.07 – Антенны, СВЧ-устройства
и их технологии**

**05.12.13 – Системы, сети
и устройства телекоммуникаций**

05.12.14 – Радиолокация и радионавигация



ФОРМИРОВАНИЕ И ОБРАБОТКА ГМВ-ПОДОБНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ НА ОСНОВЕ ДВОЙСТВЕННОГО БАЗИСА

С.С. Владимир^{1*}, О.С. Когновицкий¹, В.Г. Стародубцев^{2,3}

¹Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича,

Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

²Военно-космическая академия им. А.Ф. Можайского,

Санкт-Петербург, 197198, Российская Федерация

³Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики,

Санкт-Петербург, 197101, Российская Федерация

*Адрес для переписки: vladimirov.opds@gmail.com

Информация о статье

УДК 519.725

Статья поступила в редакцию 28.10.2019

Ссылка для цитирования: Владимир С.С., Когновицкий О.С., Стародубцев В.Г. Формирование и обработка ГМВ-подобных последовательностей на основе двойственного базиса // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 4. С. 16–27. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-4-16-27

Аннотация: Представлены алгоритмы обработки и определения с использованием двойственного базиса начальных состояний регистров сдвига, формирующих последовательности, подобные последовательностям Гордона – Миллса – Велча (ГМВ), которые характеризуются большим их количеством и более высокой структурной скрытностью, чем широко используемые М-последовательности. Показано, что предложенные алгоритмы, в отличие от известных, позволяют определять произвольные начальные состояния регистров сдвига и производить кодирование полезной информации, что расширяет возможности применения ГМВ-подобных последовательностей для решения различных задач при передаче цифровой информации в системах связи в условиях радиоэлектронного противодействия.

Ключевые слова: последовательности Гордона – Миллса – Велча, эквивалентная линейная сложность, конечные поля, примитивные и неприводимые многочлены, функция след, децимация, двойственный базис, регистр сдвига с линейной обратной связью.

В современных помехозащищенных системах передачи цифровой информации в условиях радиоэлектронного противодействия применяются широкополосные сигналы с прямым расширением спектра, формируемые на основе псевдослучайных последовательностей (ПСП), таких как М-последовательности (МП), последовательности Голда, большое и малое семейства последовательностей Касами [1–3]. Среди множества псевдослучайных последовательностей в настоящее время повышенное внимание уделяется и последовательностям Гордона – Миллса – Велча (ГМВ), обладающим хорошими корреляционными свойствами, не уступающими М-последовательностям, но обеспечивающими более высокую структурную скрытность, которая характеризуется эквивалентной линейной сложностью (ЭЛС) [4–6].

Исследованиям свойств и алгоритмам генерации ГМВ-последовательностей посвящено большое количество работ как в нашей стране, так и за рубежом. Можно назвать работы С.В. Голомба [4–5], Д.С. Но [6–7], Е.И. Кренгеля, К.А. Мешковского [8–9]

и ряда других авторов. Данные труды были направлены, главным образом, на поиск ГМВ-последовательностей с определенными свойствами, анализ алгоритмов формирования и оценки их корреляционных свойств.

Формирование двоичных ГМВ-последовательностей выполняется над конечными полями с двойным расширением $GF[(2^n)^k] = GF(2^m)$ ($m = n \cdot k$). Период последовательностей является составным числом, т. е. $N = 2^{nk} - 1$.

Символы d_i ГМВ-последовательности с периодом $N = 2^{nk} - 1$ определяются выражением [5–6, 10]:

$$d_i = T_{n1} \left[\left(T_{nk,n}(\varepsilon^i) \right)^r \right], \quad (1)$$

$$1 \leq r < 2^n - 1, (r, 2^n - 1) = 1,$$

где $\varepsilon \in GF[(2^n)^k]$ – примитивный элемент поля; $T_{nk,n}(\cdot)$ – след элемента, принадлежащего полю $GF[(2^n)^k]$, в расширенном поле $GF(2^n)$; $T_{n1}(\cdot)$ – след элемента поля $GF(2^n)$ в простом поле $GF(2)$; r – нату-

ральное число, взаимно простое с порядком мультипликативной группы поля $GF(2^n)$, равным $2^n - 1$. В дальнейшем нижний индекс при обозначении функции следа $T(\cdot)$ может не использоваться, если он понятен из контекста.

При значении параметра $r = 1$ в (1) данное выражение определяет МП в канонической форме.

Структурная скрытность ПСП определяется эквивалентной линейной сложностью, которая для двоичных ГМВ-последовательностей определяется выражением [6–7]:

$$l_s = n \cdot k^{g(r)}, \quad (2)$$

где $g(r)$ – количество единиц в двоичном представлении числа r в (1).

С физической точки зрения ЭЛС l_s характеризует количество последовательных символов произвольной рекуррентной ПСП, достаточное для определения вида характеристического многочлена, формирующего данную ПСП. При этом для решения поставленной задачи, в соответствии с алгоритмом Берлекэмп – Мессе, требуется минимальное число последовательных символов ПСП, равное удвоенной степени характеристического многочлена.

Количество различных ГМВ-последовательностей, без учета базисной М-последовательности, определяется как произведение числа примитивных полиномов в подполе $GF(2^n)$ на число примитивных полиномов в поле $GF[(2^n)^k]$ [11]:

$$M_{\text{ГМВ}} = \left(\frac{\psi(2^n - 1)}{n} - 1 \right) \cdot \frac{\psi(2^m - 1)}{m},$$

где $\psi(a)$ – функция Эйлера, равная числу чисел, взаимно простых с числом a , в ряду от 1 до $(a - 1)$.

М- и ГМВ-последовательности с периодом N обладают одинаковой двухуровневой периодической автокорреляционной функцией для произвольного сдвига τ [4, 6, 11, 12]:

$$R(\tau) = \begin{cases} N & \text{при } \tau = kN, \\ -1 & \text{при } \tau \neq kN. \end{cases} \quad k = 0, 1, 2, \dots, \quad (3)$$

Известны различные способы формирования ГМВ-последовательностей. Для конечных полей с двойным расширением $GF[(2^n)^k]$ при $n = 2$ известен алгоритм формирования ГМВ-последовательностей с периодом $N = 2^{nk} - 1$ [10, 13], основанный на матричном представлении базисной М-последовательности с аналогичным периодом. При использовании данного алгоритма для формирования каждой ГМВ-последовательности базисная М-последовательность представляется в виде квазиквадратной матрицы, в которой затем выполняется замена столбцов, являющихся различными циклическими сдвигами М-последовательности с более коротким периодом $J = 2^n - 1$, на соответствующие сдвиги другой М-последовательности с таким же периодом.

Например, ГМВ-последовательность с периодом $N = 2^6 - 1 = 63$ формируются над полем $GF[(2^3)^2]$. При

этом базисная М-последовательность представляется как матрица размерности $[J \times L] = [7 \times 9]$, ее столбцами являются М-последовательности с периодом $J = 7$, получившие название характеристических последовательностей. Так как в подполе $GF(2^3)$ существует всего два примитивных многочлена и, соответственно, две различные М-последовательности, то для периода $N = 63$ для каждой из шести М-последовательностей можно сформировать только по одной ГМВ-последовательности.

Другим способом является формирование ГМВ-последовательности на основе регистров сдвига [14, 17]. Процедура формирования ГМВ-последовательности с периодом $N = 63$ на основе двух регистров сдвига очень похожа на процедуру формирования последовательностей Голда с аналогичным периодом. Однако здесь можно отметить принципиальное отличие.

Последовательности Голда с периодом $N = 63$ формируются с помощью двух регистров сдвига, каждый из которых строится на основе примитивного полинома. При этом данные последовательности образуются как поэлементные суммы двух М-последовательностей, составляющих предпочтительную пару. Начальные состояния регистров могут выбираться произвольным образом.

Периодическая корреляционная функция является четырехуровневой и принимает следующие значения:

$$R(\tau) = \begin{cases} N & \text{при } \tau = kN, \\ (-17, -1, +15) & \text{при } \tau \neq kN. \end{cases} \quad k = 0, 1, 2, \dots, \quad (4)$$

ГМВ-последовательности с периодом $N = 63$ представляют собой сумму М-последовательностей и ПСП с периодом $N_1 = 21$ и формируются на основе двух регистров сдвига с фиксированными начальными состояниями. При изменении начальных состояний регистров сдвига может быть увеличено число последовательностей, формируемых на основе данных многочленов-сомножителей [17]. Платой за это увеличение числа ПСП является изменение корреляционных свойств, т.е. периодическая корреляционная функция таких последовательностей для периода $N = 63$ становится пятиуровневой:

$$R(\tau) = \begin{cases} N & \text{при } \tau = kN, \\ (-9, -1, +7, +15) & \text{при } \tau \neq kN. \end{cases} \quad k = 0, 1, 2, \dots, \quad (5)$$

Однако модуль максимального значения корреляционной функции, равный 15, меньше аналогичного значения для последовательностей Голда, равного 17.

Таким образом, последовательности, формируемые на основе многочленов, используемых для синтеза ГМВ-последовательностей, но характеризующиеся функцией корреляции вида (5), определяемой увеличением числа начальных состояний регистров сдвига, целесообразно называть ГМВ-подобными последовательностями.

Целью настоящей работы является анализ возможностей применения ГМВ-подобных последовательностей для решения задач, связанных с расширением спектра формируемых на их основе широкополосных сигналов, а также с повышением скрытности передаваемых данных, с одной стороны, и (или) с повышением достоверности передачи информации, с другой стороны.

Для решения этих связанных между собой задач в работе предлагается использовать двойственный базис [16, 17]. При этом для формирования ГМВ-последовательностей с периодом $N = 63$ используются алгоритмы, основанные на представлении двоичной базисной М-последовательности в виде матрицы размерности $[J \times L] = [7 \times 9]$, где J – число строк, а L – число столбцов матрицы $F_{МП}$ [10]. Формирование базисной М-последовательности осуществляется регистром сдвига, сумматоры в цепи обратной связи которого расставляются в соответствии с характеристическим многочленом $\varphi_{МП}(x) = x^6 + x + 1$.

Обозначим в общем виде М-последовательность:

$$\{s\} = (s_0, s_1, s_2, s_3, s_4, s_5, s_6, \dots, s_{60}, s_{61}, s_{62}), \quad (6)$$

где первый элемент будет равен функции след от некоторого элемента C расширенного поля $GF(2^6)$, образованного многочленом $\varphi_{МП}(x)$.

Тогда произвольный двоичный элемент s_i , $i = 0, 1, 2, \dots, 61, 62$, последовательности $\{s\}$ может быть представлен как след:

$$s_i = T(C\varepsilon^i) = \sum_{k=0}^{m-1} (C\varepsilon^i)^{2^k}, \quad (7)$$

где ε – примитивный элемент поля $GF(2^6)$; m – степень многочлена $\varphi_{МП}(x)$.

Таким образом, начальным элементом, формирующим М-последовательность $\{s\}$, является элемент поля C . Будем называть его в дальнейшем начальной фазой М-последовательности. Для формирования такой ненулевой последовательности может быть выбран произвольный ненулевой элемент поля.

Если выбрать $C = 1$, то будет сформирована каноническая М-последовательность вида:

$$\{s\} = [T(1), T(\varepsilon), T(\varepsilon^2), T(\varepsilon^3), T(\varepsilon^4), T(\varepsilon^5), \dots, T(\varepsilon^{61}), T(\varepsilon^{62})].$$

Применительно к полю $GF(2^6)$ произвольный элемент поля ε^i , представленный через левый степенной базис, будет:

$$\varepsilon^i = a_0 + a_1\varepsilon + a_2\varepsilon^2 + a_3\varepsilon^3 + a_4\varepsilon^4 + a_5\varepsilon^5.$$

При этом можно показать, что след элемента поля ε^i для заданного образующего многочлена $\varphi_{МП}(x)$ будет равен $T(\varepsilon^i) = a_5 \in GF(2)$. Следовательно, каноническая М-последовательность $\{s_{кан}\}$ будет записана выражением (8).

Аналогично, при другой ненулевой начальной фазе $C \neq 1$ будет иметь место такая же по структуре последовательность, но с циклическим сдвигом фазы влево относительно канонической М-последовательности на число шагов, равное индексу (степени) i при элементе поля ε в значении начальной фазы последовательности $C = \varepsilon^i$. Например, пусть $C = \varepsilon$, тогда М-последовательность будет представлена выражением (9). Первым шагом при формировании ГМВ- или ГМВ-подобной последовательности на передающей стороне является составление матрицы $F_{МП}$ из заданной М-последовательности.

Так как период МП $N = 63$ является составным, а именно: $N = J \times L$, где $J = 7$, а $L = 9$, то матрица $F_{МП}$ синтезируется путем последовательной построчной записи символов сформированной М-последовательности по L двоичных символов в каждой из J строк. Следует отметить, что в общем виде сомножитель J должен представлять собою порядок мультипликативной группы ненулевых элементов подполя $GF(2^n)$ в составе расширенного поля $GF(2^m)$ и, следовательно, число n должно быть делителем числа m . В нашем примере число $n = 3$ является делителем числа $m = 6$ и поэтому $J = 2^n - 1 = 7$. Тогда матрица $F_{МП}$, образованная из элементов МП $\{s\}$, будет иметь для $N = 63$ следующий вид, представленный выражением (10).

$$\{s_{кан}\} = \begin{bmatrix} s_0 & s_1 & s_2 & s_3 & s_4 & s_5 & s_6 & s_7 & s_8 & s_9 & s_{10} & \dots & s_{60} & s_{61} & s_{62} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & \dots & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (8)$$

$$\{s_{кан}\} = \begin{bmatrix} s_0 & s_1 & s_2 & s_3 & s_4 & s_5 & s_6 & s_7 & s_8 & s_9 & s_{10} & \dots & s_{60} & s_{61} & s_{62} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & \dots & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

$$F_{МП} = \begin{bmatrix} s_0 & s_1 & s_2 & s_3 & s_4 & s_5 & s_6 & s_7 & s_8 \\ s_9 & s_{10} & s_{11} & s_{12} & s_{13} & s_{14} & s_{15} & s_{16} & s_{17} \\ s_{18} & s_{19} & s_{20} & s_{21} & s_{22} & s_{23} & s_{24} & s_{25} & s_{26} \\ s_{27} & s_{28} & s_{29} & s_{30} & s_{31} & s_{32} & s_{33} & s_{34} & s_{35} \\ s_{36} & s_{37} & s_{38} & s_{39} & s_{40} & s_{41} & s_{42} & s_{43} & s_{44} \\ s_{45} & s_{46} & s_{47} & s_{48} & s_{49} & s_{50} & s_{51} & s_{52} & s_{53} \\ s_{54} & s_{55} & s_{56} & s_{57} & s_{58} & s_{59} & s_{60} & s_{61} & s_{62} \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Если принять, что $C = \varepsilon$, то элемент $s_i, i = 0, 1, 2, \dots, 61, 62$, матрицы (10) будет определяться как след от элемента поля $C\varepsilon^i = \varepsilon^{i+1}$, т. е. $s_i = T(C\varepsilon^i) = T(\varepsilon^{i+1}) = a_5$, где a_5 – старший разряд в векторном представлении элемента поля ε^{i+1} . Тогда матрица (10) при $C = \varepsilon$ приобретает следующий вид:

$$F_{МП} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (11)$$

Таким образом, как видно из (10), каждый i -ый столбец ($i = 0, 1, 2, \dots, 8$) матрицы $F_{МП}$ представляется в общем виде как выражение:

$$[s_i, s_{i+9}, s_{i+18}, s_{i+27}, s_{i+36}, s_{i+45}, s_{i+54}]. \quad (12)$$

Из записи (12) следует, что столбцы матрицы $F_{МП}$ представляют собой последовательности из 7 элементов базисной М-последовательности, отстоящие друг от друга на индекс децимации $q = 9$. Очевидно, что, добавив к ряду (12) следующий элемент с таким же индексом децимации, получим $s_{i+54+9} = s_{i+63} = s_i$. Следовательно, каждый из столбцов матрицы $F_{МП}$ будет представлять собой определенную МП₁, т. е. последовательность с периодом $J = 2^3 - 1 = 7$, порождаемую некоторым неприводимым характеристическим многочленом $h_1(x)$ степени $n = 3$. Как известно из теории полей Галуа, корнями многочлена $h_1(x)$ в этом случае будут q -ые ($q = 9$ – индекс децимации) степени корней примитивного многочлена $\varphi_{МП}(x)$, порождающего исходную базисную МП и поле $GF(2^6)$. Пусть корнями многочлена $\varphi_{МП}(x)$ будут первообразные p -сопряженные элементы поля $\varepsilon, \varepsilon^2, \varepsilon^4, \varepsilon^8, \varepsilon^{16}, \varepsilon^{32}$. Тогда корнями многочлена $h_1(x)$ будут их q -ые ($q = 9$) степени, а именно $\varepsilon^9, \varepsilon^{18}, \varepsilon^{36}$. Отсюда, зная корни многочлена $h_1(x)$ и используя формулы Виета, найдем многочлен $h_1(x)$, который будет равен:

$$h_1(x) = 1 + x^2 + x^3. \quad (13)$$

Тогда столбцы матрицы $F_{МП}$ будут представлять собой МП₁ с характеристическим многочленом $h_1(x)$, при этом каждой из девяти МП₁ будет соответствовать определенная фаза в виде элемента λ , принадлежащего подполю $GF_1(2^3)$, порожденному многочленом (13). Ненулевые элементы $\lambda = b_0 + b_1\lambda + b_2\lambda^2, j = 0, 1, 2, \dots, 6$, подполя $GF_1(2^3)$ и их векторная запись показаны в таблице 1. В правой колонке представлена каноническая МП₁ с начальным фазовым элементом поля, равным 1. Из таблицы 1 следует, что начальные фазовые элементы столбцов матрицы $F_{МП}$ (11) будут иметь вид, приведенный в таблице 2. На этом заканчивается процедура построения матрицы $F_{МП}$ (11).

Далее рассмотрим некоторые алгоритмы преобразования матрицы $F_{МП}$ в матрицу $F_{ГМВ}$, отображаю-

щую ГМВ-последовательность. Для такого преобразования можно выбрать разные правила – от самых простых до самых сложных, к тому же алгоритмы, с целью большего сокрытия процесса передачи информации, могут быть итеративными, т. е. состоять из нескольких раундов. В самих алгоритмах могут быть заложены элементы секретности, которые должны быть известны только отправителю и получателю. В конечном счете, выбор алгоритма влияет на структуру и на процедуру обработки на приеме ГМВ- и ГМВ-подобных последовательностей.

В большинстве известных алгоритмов процесс формирования матрицы $F_{ГМВ}$ заключается в замене столбцов матрицы $F_{МП}$, т. е. МП₁ с характеристическим многочленом $h_1(x)$ на МП₂ с многочленом $h_2(x)$, двойственным по отношению к $h_1(x)$:

$$h_2(x) = x^3 h_1(x^{-1}) = 1 + x + x^3. \quad (14)$$

Так как многочлен $h_2(x)$ является двойственным по отношению к многочлену $h_1(x)$, то его корнями будут элементы, обратные корням многочлена $h_1(x)$, т. е. $\theta = \lambda^{-1}, \theta^2 = \lambda^{-2}$ и $\theta^4 = \lambda^{-4}$. Все ненулевые элементы $\theta^i = d_0 + d_1\theta + d_2\theta^2$ подполя $GF_2(2^3)$, образованного многочленом $h_2(x)$, и соответствующие им функции след и вектора представлены в таблице 3. Как и в таблице 2, в колонке «След элемента θ^i » находится каноническая МП₂ с периодом 7, порожденная многочленом $h_2(x)$, а в правой колонке приведено соответствие между элементами обоих подполей $GF_1(2^3)$ и $GF_2(2^3)$, образованных многочленами $h_1(x)$ и $h_2(x)$, соответственно.

Проведем анализ некоторых алгоритмов формирования матрицы $F_{ГМВ}$ на основе матрицы $F_{МП}$ и обработки ГМВ- и ГМВ-подобных последовательностей на приемной стороне с использованием двойственного базиса по методике, изложенной в [16, 17]. Коэффициенты двойственного базиса для рассматриваемых в работе многочленов $\varphi_{МП}(x), h_1(x)$ и $h_2(x)$, представлены в таблице 4.

ТАБЛИЦА 1. Ненулевые элементы подполя $GF_1(2^3)$

$\lambda = b_0 + b_1\lambda + b_2\lambda^2$	(b_0, b_1, b_2)	$T(\lambda) = b_0 + b_1\lambda + b_2\lambda^2, \text{ mod } 2$
$\lambda^0 = 1$	(100)	$1 = T(1)$
λ	(010)	$1 = T(\lambda)$
λ^2	(001)	$1 = T(\lambda^2)$
$\lambda^3 = 1 + \lambda^2$	(101)	$0 = T(\lambda^3)$
$\lambda^4 = 1 + \lambda + \lambda^2$	(111)	$1 = T(\lambda^4)$
$\lambda^5 = 1 + \lambda$	(110)	$0 = T(\lambda^5)$
$\lambda^6 = \lambda + \lambda^2$	(011)	$0 = T(\lambda^6)$

ТАБЛИЦА 2. Начальные фазовые элементы столбцов матрицы $F_{МП}$

Номер столбца j	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Начальный фазовый элемент поля, $\lambda_1(j) = \lambda^i$	λ^3	λ^6	λ^5	λ^5	λ^2	λ^3	λ^5	λ^3	0
Первая строка матрицы $F_{МП}$	0	0	0	0	1	0	0	0	0

ТАБЛИЦА 3. Ненулевые элементы подполя $GF_2(2^3)$.

$\theta^i = d_0 + d_1\theta + d_2\theta^2$	(d_0, d_1, d_2)	$T(\theta^i) = d_0 \in GF(2)$	θ^i VS λ^i
$\theta^0 = 1$	(100)	$1 = T(1)$	$\theta^0 = \lambda^0 = 1$
θ	(010)	$0 = T(\theta)$	$\theta = \lambda^{-1} = \lambda^6$
θ^2	(001)	$0 = T(\theta^2)$	$\theta^2 = \lambda^{-2} = \lambda^5$
$\theta^3 = 1 + \theta$	(110)	$1 = T(\theta^3)$	$\theta^3 = \lambda^{-3} = \lambda^4$
$\theta^4 = \theta + \theta^2$	(011)	$0 = T(\theta^4)$	$\theta^4 = \lambda^{-4} = \lambda^3$
$\theta^5 = 1 + \theta + \theta^2$	(111)	$1 = T(\theta^5)$	$\theta^5 = \lambda^{-5} = \lambda^2$
$\theta^6 = 1 + \theta^2$	(101)	$1 = T(\theta^6)$	$\theta^6 = \lambda^{-6} = \lambda$

ТАБЛИЦА 4. Коэффициенты двойственного базиса многочленов $\varphi_{МП}(x)$, $h_1(x)$ и $h_2(x)$

$\varphi_{МП}(x) = 1 + x + x^6$	$\alpha_1 = \varepsilon^{62}$	$\alpha_2 = \varepsilon^4$	$\alpha_3 = \varepsilon^3$	$\alpha_4 = \varepsilon^2$	$\alpha_5 = \varepsilon$	$\alpha_6 = 1$
$h_1(x) = 1 + x^2 + x^3$	$\gamma_1 = \lambda^4$	$\gamma_2 = \lambda^3$	$\gamma_3 = \lambda^5$			
$h_2(x) = 1 + x + x^3$	$\beta_1 = 1$	$\beta_2 = \theta^2$	$\beta_3 = \theta$			

Алгоритм № 1. Рассмотрим алгоритм, аналогичный описанному в [10]. Произвольно выберем МП₁, например, (0011101), присвоим ей номер 1 и обозначим как $v(1)$. Далее производим последовательные циклические сдвиги выбранной последовательности на один шаг вправо и увеличиваем номер последовательности на каждом сдвиге на единицу относительно предыдущего. В таблице 5 представлены все 7 ненулевых МП₁ $v(i)$ с номерами $i, i = 1, 2, \dots, 7$, и соответствующими начальными фазовыми элементами λ^i подполя $GF_1(2^3)$. Произвольно выберем в качестве МП₂ с номером 1 последовательность $w(1) = (0010111)$, аналогично алгоритму 1, и, производя циклические сдвиги вправо на один шаг, получим все возможные ненулевые циклические сдвиги МП₂, показанные в правой половине таблицы 5, с возрастающими порядковыми номерами. В правой колонке содержатся их начальные фазовые элементы θ^i подполя $GF_2(2^3)$, соответствующие МП₂.

ТАБЛИЦА 5. Таблица соответствия МП₁ и МП₂ для формирования ГМВ-подобной последовательности

Номер сдвига i	МП ₁		МП ₂	
	$v(i)$	λ^i	$w(i)$	θ^i
1	(0011101)	λ^5	(0010111)	θ
2	(1001110)	λ^4	(1001011)	1
3	(0100111)	λ^3	(1100101)	θ^6
4	(1010011)	λ^2	(1110010)	θ^5
5	(1101001)	λ	(0111001)	θ^4
6	(1110100)	1	(1011100)	θ^3
7	(0111010)	λ^6	(0101110)	θ^2

Сформулируем теперь правило построения матрицы $F_{ГМВ}$, которое будет состоять в замене столбцов матрицы $F_{МП}$, представляющих собой МП₁ с определенными начальными фазовыми элементами λ^i , на МП₂ с теми же порядковыми номерами. Для рассматриваемой в конкретном примере матрицы $F_{МП}$ (11) и таблицы 5 правило замены можно записать в виде строки из номеров соответствующих фазовых сдвигов:

$$I = (3, 7, 1, 1, 4, 3, 1, 3, 0), \quad (15)$$

где цифра 0 соответствует столбцу, состоящему из одних нулей.

Согласно этому правилу первый столбец в матрице $F_{МП}$ в виде МП₁ с номером 3 заменяется на МП₂ с таким же номером. Аналогичным образом происходит замена и других столбцов в матрице $F_{МП}$. Таким образом, вместо матрицы $F_{МП}$ будет сформирована матрица $F_{ГМВ}$ вида (16). ГМВ-последовательность, передаваемая в канал, будет состоять из последовательно считываемых строк матрицы $F_{ГМВ}$, начиная с левого элемента первой строки:

$$F_{ГМВ} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (16)$$

На рисунке 1 приведены автокорреляционная функция (АКФ) ГМВ-подобной последовательности, сформированной по таблице 5, и ее взаимокорреляционная функция (ВКФ) с последовательностью, сформированной по другой аналогичной таблице. Для определения АКФ и ВКФ ГМВ-последовательности приводятся к биполярному виду: «1» → «-1»; «0» → «1».

Обработка (декодирование) ГМВ-последовательности на приеме. Будем считать, что на приемной стороне стоит задача определить информацию, закодированную начальным фазовым элементом $C \in GF(2^6)$ исходной МП, формируемой многочленом $\varphi_{МП}(x)$. Для решения этой задачи в данном алгоритме получателю на приемной стороне сообщаются начальные фазовые элементы λ^i МП₁ и θ^i МП₂ с номерами 1, что позволяет получателю сгенерировать последовательности МП₁ и МП₂ и соответствующие им номера. Это позволит по столбцам матрицы $F_{ГМВ}$, сформированной на приеме, определить правило замены столбцов (15). Рассмотрим теперь пошаговую процедуру декодирования.

Шаг 1. Как сказано выше, из принятой ГМВ-последовательности формируют матрицу $F_{ГМВ}$, которая, при отсутствии ошибок, будет иметь такой же вид, как и (16).

Шаг 2. По 3-элементным участкам МП₂ каждого столбца матрицы $F_{ГМВ}$ с помощью двойственного базиса многочлена $h_2(x)$ (таблица 4) находятся начальные фазовые элементы $\theta(j)$ для каждого j -го столбца в отдельности. В предположении, что ошибок нет, начальные фазовые элементы $\theta(j)$ могут быть определены по любому 3-элементному участку для каждого столбца, представляющего в общем виде 7-разрядную комбинацию ($w_0, w_1, w_2, w_3, w_4, w_5, w_6$).

Так, для участка (w_i, w_{i+1}, w_{i+2}), $i = 0, 1, 2, \dots, 6$ замкнутой в кольцо МП₂, начальный элемент $\theta(j)$ j -го столбца матрицы $F_{ГМВ}$ будет определяться как:

$$\theta(j) = \theta^{-i}(\beta_1 w_i + \beta_2 w_{i+1} + \beta_3 w_{i+2}). \quad (17)$$

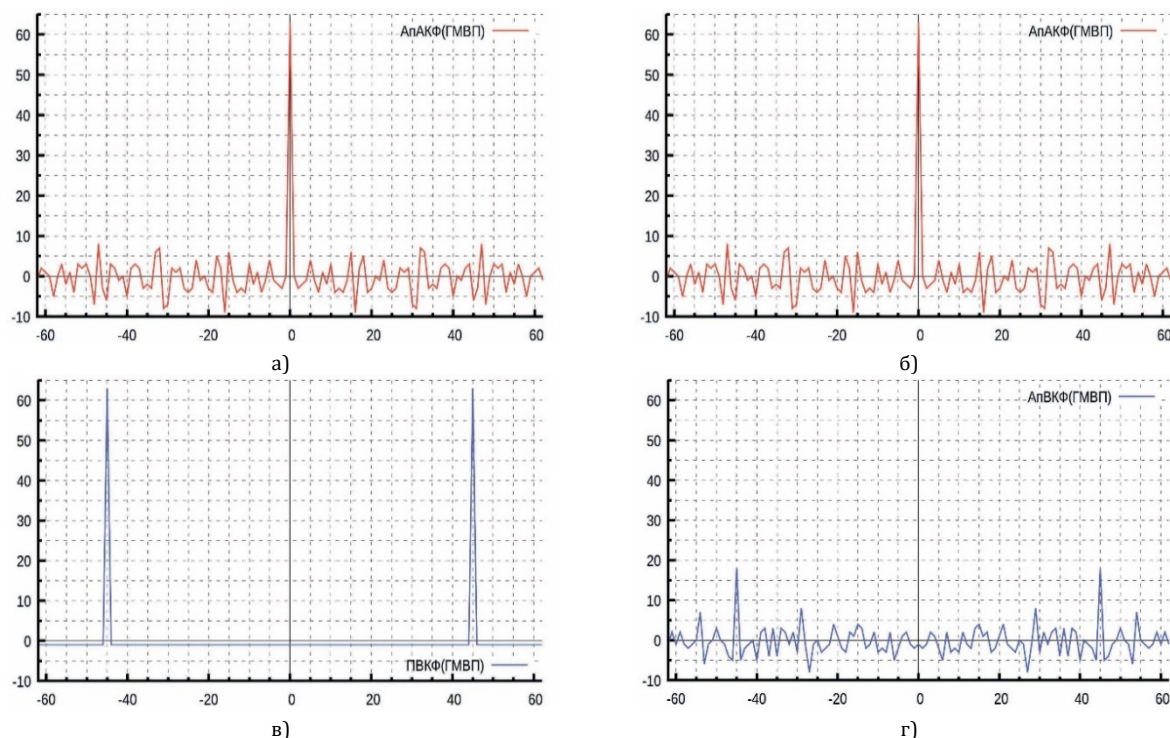


Рис. 1. Корреляционные свойства ГМВ-подобных последовательностей (16): а) периодическая АКФ б) аperiodическая АКФ; в) периодическая ВКФ; г) аperiodическая ВКФ

По выделенным участкам (w_i, w_{i+1}, w_{i+2}) находим:

- для 1-го столбца ($j = 1$) по участку $(w_0, w_1, w_2) = (1, 1, 0)$, $\theta(1) = \beta_1 + \beta_2 = 1 + \theta^2 = \theta^6$;
- для 2-го столбца ($j = 2$) по участку $(w_1, w_2, w_3) = (1, 0, 1)$, $\theta(2) = \theta^{-1}(\beta_1 + \beta_3) = \theta^2$;
- для 3-го столбца ($j = 3$) по участку $(w_2, w_3, w_4) = (1, 0, 1)$, $\theta(3) = \theta^{-2}(\beta_1 + \beta_3) = \theta$.

Аналогично находим начальные фазовые элементы для всех 9 столбцов, которые образуют следующую строку начальных фазовых элементов столбцов матрицы $F_{ГМВ}$:

$$(\theta^6, \theta^2, \theta, \theta, \theta^5, \theta^6, 0), \quad (18)$$

а по этим начальным фазовым элементам будет, в соответствии с таблицей 5, определено и само правило замены (15) – секретное ключевое слово I .

Легко проверить, что такие же начальные фазовые элементы будут получены благодаря мажори-

тарному принятию решения, если в столбцах возникнут однократные ошибки или парные ошибки в смежных позициях столбца. Например, 5-ый столбец содержит две ошибки в подчеркнутых позициях w_2 и w_3 , т. е. имеет вид:

$$(w_0, w_1, \underline{w_2}, \underline{w_3}, w_4, w_5, w_6) = (1, 1, \underline{0}, \underline{1}, 0, 1, 0).$$

Вычислим с использованием двойственного базиса начальные фазовые элементы по всем 3-элементным участкам замкнутого в кольцо 5-го столбца ($j = 5$):

$$\begin{aligned} i = 0; (w_0, w_1, w_2) &= (1, 1, 0) \quad \theta(5) = \beta_1 + \beta_2 = 1 + \theta^2 = \theta^6; \\ i = 1; (w_1, \underline{w_2}, \underline{w_3}) &= (1, 0, 1) \quad \theta(5) = \theta^{-1}(\beta_1 + \beta_3) = \theta^{-1}(1 + \theta) = \theta^2; \\ i = 2; (\underline{w_2}, \underline{w_3}, w_4) &= (0, 1, 0) \quad \theta(5) = \theta^{-2}\beta_2 = \theta^{-2}\theta^2 = 1; \\ i = 3; (\underline{w_3}, w_4, w_5) &= (1, 0, 1) \quad \theta(5) = \theta^{-3}(\beta_1 + \beta_3) = \theta^{-3}\theta^3 = 1; \\ i = 4; (w_4, w_5, w_6) &= (0, 1, 0) \quad \theta(5) = \theta^{-4}\beta_2 = \theta^{-4}\theta^2 = \theta^5; \\ i = 5; (w_5, w_6, w_0) &= (1, 0, 1) \quad \theta(5) = \theta^{-5}(\beta_1 + \beta_3) = \theta^{-5}(1 + \theta) = \theta^5; \\ i = 6; (w_6, w_0, w_1) &= (0, 1, 1) \quad \theta(5) = \theta^{-6}(\beta_2 + \beta_3) = \theta^{-6}(\theta^2 + \theta) = \theta^5. \end{aligned}$$

По большинству одинаковых оценок начальный фазовый элемент 5-го столбца при двух смежных ошибках, как видно из (18), будет определен правильно, т. е. $\theta(5) = \theta^5$.

Шаг 3. По цифрам полученного ключевого слова, имеющего вид (15), находим соответствующие этим цифрам (см. таблицу 5) начальные элементы $\lambda(j)$ столбцов матрицы $F_{МП}$. Беря след от элементов

$\lambda(j)$, получим первую строку матрицы в двоичном виде (см. таблицу 2).

Шаг 4. Наконец, используя двойственный базис многочлена $\varphi_{МП}(x)$ (см. таблицу 4), по 6-элементным участкам найдем начальный элемент $C \in GF(2^6)$, формирующий исходную МП и представляющий переданную закодированную информацию. Пусть, например, выделен безошибочный участок сформированной на приеме первой строки матрицы $F_{МП}$: $(s_2, s_3, s_4, s_5, s_6, s_7) = (001000)$. Вычисленный по этому участку начальный фазовый элемент C М-последовательности будет: $C = \varepsilon^{-2}\alpha_3 = \varepsilon^{-2}\varepsilon^3 = \varepsilon$.

Таким образом, начальный фазовый элемент $C = \varepsilon$ М-последовательности декодирован правильно, т. е. переданная информация в виде двоичной комбинации будет иметь вид (010000).

Эта информация может представлять собой определенный секрет для получателя. Например, это может быть начальная фаза скремблера, обеспечивающего рандомизацию передаваемых данных М-последовательностью с периодом $N = 2^6 - 1$, или некоторый идентификатор адреса получателя или отправителя и др.

Очевидно, что достоверность выделения начального фазового элемента C может быть увеличена путем восстановления на приеме всей матрицы $F_{МП}$ с последующим формированием базисной М-последовательности и применения мажоритарного декодирования 6-элементных ее участков с использованием двойственного базиса. Для определения вероятностных характеристик рассмотренных методов декодирования ГМВ-подобных последовательностей было произведено имитационное моделирование по методу Монте-Карло с использованием системы математических вычислений GNU/Octave. Была построена классическая модель системы передачи данных. Для формирования потока ошибок была использована модель цифрового двоично-симметричного канала без памяти.

Декодирование передаваемых по модели системы передачи данных ГМВ-подобных последовательностей по мажоритарному методу на основе двойственного базиса допускает три возможных исхода:

- правильное декодирование, когда результат на выходе декодера совпадает с начальными элементами передаваемой последовательности;
- неправильное декодирование, которое возникает при несовпадении начальных элементов;
- отказ от декодирования, когда декодер не может однозначно определить результат декодирования, т. е. обнаруженная неисправляемая ошибка.

Соответствующие оценочные значения вероятностных характеристик обозначаются $P_{пд}$, $P_{нд}$, $P_{од}$.

Поскольку декодирование по рассмотренному алгоритму проводится в два этапа: вначале декодируются 7-элементные М-последовательности (столбцы матрицы $F_{ГМВ}$ (16), а потом производится поиск начального фазового элемента исходной М-

последовательности длиной 63, то отказ от декодирования может произойти на каждом из этапов. При отказе от декодирования 7-элементной последовательности она помечается как стертая. Далее производится проверка возможности определения начального элемента C исходной 63-элементной М-последовательности. В том случае, если он не может быть рассчитан, фиксируется отказ от декодирования.

При более надежном мажоритарном декодировании исходной М-последовательности по 6-элементным участкам отказом от декодирования в рассматриваемом алгоритме будет считаться отказ декодирования хотя бы одной 7-элементной М-последовательности.

Графики вероятностных характеристик рассмотренных алгоритмов приведены на рисунке 2. Рисунок 2а содержит вероятностные характеристики простого алгоритма декодирования с определением начального элемента исходной М-последовательности по одному 6-элементному участку, а рисунок 2б – вероятностные характеристики усиленного алгоритма с мажоритарным декодированием замкнутой в кольцо исходной последовательности.

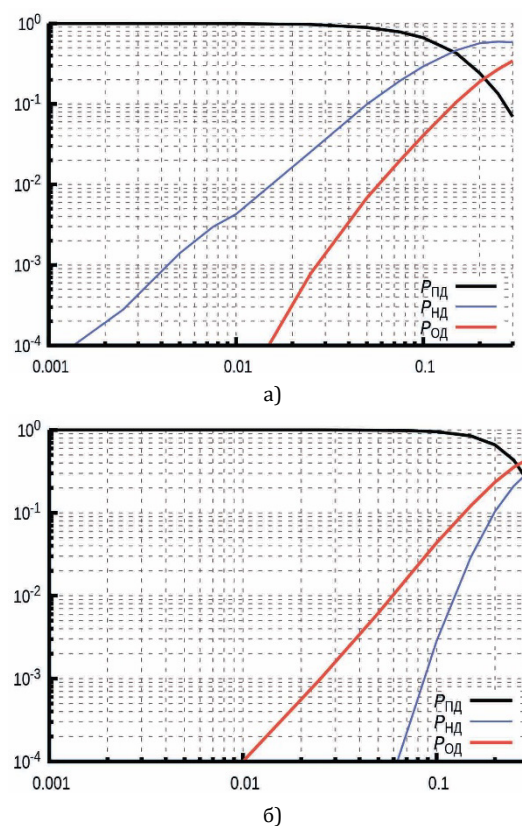


Рис. 2. Вероятностные характеристики алгоритма декодирования ГМВ-подобных последовательностей

Как видно из представленных графиков, мажоритарное декодирование исходной М-последовательности позволяет значительно увеличить вероятность правильного определения начального фазового элемента и на два порядка уменьшить долю неправильно декодированных последовательностей.

Рассмотрим еще один вариант, который позволяет в несколько раз увеличить долю информации, содержащейся в ГМВ- или в ГМВ-подобных последовательностях длиной 63. При этом возможны два алгоритма – мультипликативный и аддитивный.

Мультипликативный (пошаговый) алгоритм.

Передающая сторона.

Шаг 1а. Формируется матрица $F_{МП}$. Например, при той же начальной фазе $C = \varepsilon$ матрица $F_{МП}$ будет иметь вид (11). Тогда столбцами этой матрицы будут МП₁ с начальными элементами $\lambda(j)$, представленными в таблице 2. Для передачи информации в этом алгоритме будут задействованы первые 8 (кроме 9-го нулевого) начальных элементов $\lambda(j)$.

Шаг 2а. На следующем шаге алгоритма задается строка из 8 информационных элементов $\lambda_u(j)$, $j = 0, 1, \dots, 7$, принадлежащих полю $GF(2^3)$, порожденному примитивным многочленом $h_1(x)$. Пусть эти информационные элементы будут:

$$(\lambda^2, \lambda^5, \lambda, 1, \lambda^3, \lambda^3, \lambda^4, \lambda^5). \quad (19)$$

Шаг 3а. Далее эти элементы перемножаются по mod $h_1(x)$ с соответствующими начальными элементами $\lambda(j)$ первых 8 столбцов матрицы $F_{МП}$ (см. таблицу 2). В результате перемножения в таблице 6 будет получена строка из 8 новых элементов $\lambda(j)$ поля $GF(2^3)$, образованного примитивным многочленом $h_1(x)$, и соответствующих им двоичных векторов (b_0, b_1, b_2) .

Шаг 4а. На следующем шаге находятся по таблице 3 соответствующие векторам (b_0, b_1, b_2) элементы θ^y изоморфного поля $GF(2^3)$ с порождающим многочленом $h_2(x)$ (см. таблицу 6).

Шаг 5а. По полученным элементам θ^y , как начальным фазовым элементам, формируются первые 8 столбцов матрицы $F_{ГМВ}$, которая в виде МП₂-последовательностей, с учетом 9-го нулевого столбца, примет вид (20).

$$F_{ГМВ} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (20)$$

ТАБЛИЦА 6. Замена элементов λ^i на θ^y

Номер столбца	1	2	3	4	5	6	7	8
Начальные фазовые элементы поля, λ^i	λ^5	λ^4	λ^6	λ^5	λ^5	λ^6	λ^2	λ
Векторная запись элементов λ^i	110	111	011	110	110	011	001	010
Соответствующие элементы $\theta^y \bmod h_2(x)$	θ^3	θ^5	θ^4	θ^3	θ^3	θ^4	θ^2	θ

Приемная сторона.

Декодирование ГМВ- или ГМВ-подобных последовательностей и извлечение из них информации на приеме осуществляется в обратном порядке по следующим шагам.

Шаг 1б. Используя коэффициенты двойственного базиса, соответствующего многочлену $h_2(x)$ (см. таблицу 4), для каждого замкнутого в кольцо столбца (кроме 9-го) принятой матрицы $F_{ГМВ}$ по смежным 3-элементным участкам находятся по мажоритарному принципу начальные фазовые элементы θ^y . Пусть первый столбец принятой матрицы $F_{ГМВ}$ с ошибкой в подчеркнутом элементе w_3 будет следующий:

$$(w_0, w_1, w_2, \underline{w_3}, w_4, w_5, w_6, w_7) = (1, 0, 1, 0, 1, 0, 0).$$

Проведя обработку двойственным базисом 3-элементных участков (w_i, w_{i+1}, w_{i+2}) выделенного и замкнутого в кольцо первого столбца принятой матрицы $F_{ГМВ}$, получим следующие результаты:

$$\begin{aligned} i=0; & (w_0, w_1, w_2) = (1, 0, 1); \quad \theta^y = \beta_1 + \beta_3 = 1 + \theta = \theta^3; \\ i=1; & (w_1, w_2, \underline{w_3}) = (0, 1, 0); \quad \theta^y = \theta^{-1}(\beta_2) = \theta^{-1} \cdot \theta^2 = \theta; \\ i=2; & (w_2, \underline{w_3}, w_4) = (1, 0, 1); \quad \theta^y = \theta^{-2}(\beta_1 + \beta_3) = \theta^{-2}\theta^3 = \theta; \\ i=3; & (\underline{w_3}, w_4, w_5) = (0, 1, 0); \quad \theta^y = \theta^{-3}(\beta_2) = \theta^{-3}\theta^2 = \theta^{-1} = \theta^6; \\ i=4; & (w_4, w_5, w_6) = (1, 0, 0); \quad \theta^y = \theta^{-4}\beta_1 = \theta^{-4} = \theta^3; \\ i=5; & (w_5, w_6, w_0) = (0, 0, 1); \quad \theta^y = \theta^{-5}(\beta_3) = \theta^{-5}\theta = \theta^{-4} = \theta^3; \\ i=6; & (w_6, w_0, w_1) = (0, 1, 0); \quad \theta^y = \theta^{-6}(\beta_2) = \theta^{-6}\theta^2 = \theta^{-4} = \theta^3. \end{aligned}$$

Несмотря на наличие однократной ошибки в первом столбце принятой матрицы $F_{ГМВ}$, в результате обработки двойственным базисом по мажоритарному принципу был правильно выделен в качестве начальной фазы элемент θ^3 . Таким образом, в предположении, что в каждом столбце матрицы $F_{ГМВ}$ не было ошибок или было не более одной ошибки или одной двукратной ошибки в паре смежных элементов, декодер правильно выделит начальные фазы θ^y всех восьми ненулевых столбцов матрицы

$F_{ГМВ}$ и соответствующие им вектора (d_0, d_1, d_2) , представленные в таблице 6.

Шаг 2б. Далее, в соответствии с полученными на предыдущем шаге двоичными векторами, будут определены 8 элементов λ^i (см. таблицу 6).

Шаг 3б. Декодер по известному только отправителю и получателю начальному фазовому элементу $C \in GF(2^6)$, аналогично кодеру, формирует начальные фазовые элементы λ^i матрицы $F_{МП}$, а именно:

$$(\lambda^3, \lambda^6, \lambda^5, \lambda^5, \lambda^2, \lambda^3, \lambda^5, \lambda^3). \quad (21)$$

Шаг 4б. На следующем шаге производится деление по $\text{mod } h_1(x)$ выделенных из матрицы $F_{\text{ГМВ}}$ элементов $\lambda(j)$, показанных в таблице 6, на соответствующие элементы $\lambda(j)$, являющиеся начальными фазовыми элементами j -ых столбцов матрицы $F_{\text{МП}}$ (21). В результате будут получены элементы (19), которые и будут являться информационными. Записав эти информационные элементы соответствующими двоичными векторами (см. таблицу 1), выделенная информация будет иметь вид:

{001 110 010 100 101 101 111 110}.

Значит, в принятой ГМВ- или в ГМВ-подобной последовательности длиной 63 двоичных элемента содержится 24 информационных бита, что соответствует относительной скорости передачи данных 0,38. Если же 9-ый нулевой столбец матрицы (15) не передавать (с его восстановлением на приеме), то скорость передачи данных по каналу возрастет до 0,42.

Оценим ожидаемую достоверность передачи данных с помощью ГМВ- или ГМВ-подобной последовательности по двоичному симметричному каналу с битовой вероятностью ошибки $p_0 = 10^{-2}$. Так как в рассматриваемом примере информация содержится в 8 столбцах ГМВ-матрицы (20), то вероятность гарантированного правильного декодирования информации будет определяться вероятностью того, что в каждом из 8 столбцов будет только одна ошибка, или две ошибки в смежных элементах, или ошибки будут отсутствовать. В этом случае вычисленная вероятность Q правильного выделения одного столбца с учетом 7 смежных парных ошибок в столбце будет равна:

$$Q = (1 - p_0)^7 + C_7^1 p_0 (1 - p_0)^6 + 7 p_0^2 (1 - p_0)^5 = 0,99856.$$

Исходя из этого, вероятность правильного декодирования с использованием двойственного базиса всех 8 столбцов ГМВ-матрицы и, следовательно, всех 24 информационных бита, будет равна:

$$Q^8 = (0,99856)^8 = 0,9885.$$

Тогда вероятность ошибочного декодирования хотя бы одного элемента λ^i будет равна:

$$P_{\text{нпд}} = 1 - 0,9885 = 1,14 \cdot 10^{-2}.$$

Повысить достоверность дополнительно можно благодаря применению децимаций [16] при обработке МП₂. Вероятностные характеристики при использовании мультипликативного алгоритма приведены на рисунке 3. Первый случай (рисунок 3а) относится к независимому декодированию отдельного информационного элемента λ^i . Во втором случае (рисунок 3б) приведены вероятностные характеристики декодирования всей 24-разрядной информационной последовательности. Из графиков видно, что использование децимаций позволяет значительно уменьшить вероятность неправильного декодирования ценой небольшого уменьшения доли правильно декодированных комбинаций.

Аддитивный алгоритм

При аддитивном алгоритме ожидается более простая реализация, т. к. использовано двоичное сложение векторов вместо умножения элементов поля.

Передающая сторона (кодирование).

Шаг 1в. Первый шаг аддитивного алгоритма не отличается от мультипликативного, т. е., при той же начальной фазе $C = \varepsilon$ формируется матрица $F_{\text{МП}}$, имеющая вид (11).

Шаг 2в. На следующем шаге алгоритма задается строка из девяти информационных элементов $\lambda_u(j)$, $j = 0, 1, \dots, 8$, принадлежащих полю $\text{GF}(2^3)$, порожденному примитивным многочленом $h_1(x)$. Пусть первые восемь информационных элементов будут такими же, как и в мультипликативном алгоритме (19), к которым добавлен девятый элемент, например, λ_6 .

Шаг 3в. Далее, двоичные вектора информационных элементов $\lambda_u(j)$, $j = 0, 1, \dots, 8$, поэлементно складываются по $\text{mod } 2$ с двоичными векторами, соответствующими элементам $\lambda(j)$, являющимися начальными фазовыми элементами j -ых столбцов матрицы $F_{\text{МП}}$ (21). В результате по полученным двоичным векторам определяются начальные фазовые элементы $\theta(j) \text{ mod } h_2(x)$ ГМВ-матрицы, как показано в таблице 7.

Шаг 4в. По полученным на шаге 3в начальным фазовым элементам $\theta(j)$ формируются, через функцию след, столбцы ГМВ-матрицы:

$$F_{\text{ГМВ}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (22)$$

ТАБЛИЦА 7. Определение начальных фазовых элементов

$\lambda_u(j)$	λ^2	λ^5	λ	1	λ^3	λ^3	λ^4	λ^5	λ^6
	001	110	010	100	101	101	111	110	011
$\lambda(j)$	λ^3	λ^6	λ^5	λ^5	λ^2	λ^3	λ^5	λ^3	0
	101	011	110	110	001	101	110	101	000
$\theta(j)$	100	101	100	010	100	000	001	011	011
	$\theta^0 = 1$	θ^6	$\theta^0 = 1$	θ	$\theta^0 = 1$	θ^6	$\theta^0 = 1$	θ	$\theta^0 = 1$

Приемная сторона (декодирование).

Шаг 1д. По семи элементным замкнутым в кольцо двоичным последовательностям каждого столбца принятой ГМВ-матрицы (17), используя двойственный базис многочлена $h_2(x)$, находим начальные фазовые элементы $\theta(j)$ всех девяти столбцов, которые, при отсутствии ошибок или при наличии однократных или смежных двукратных ошибок в столбцах, будут иметь вид, представленный в последней строке таблицы 7.

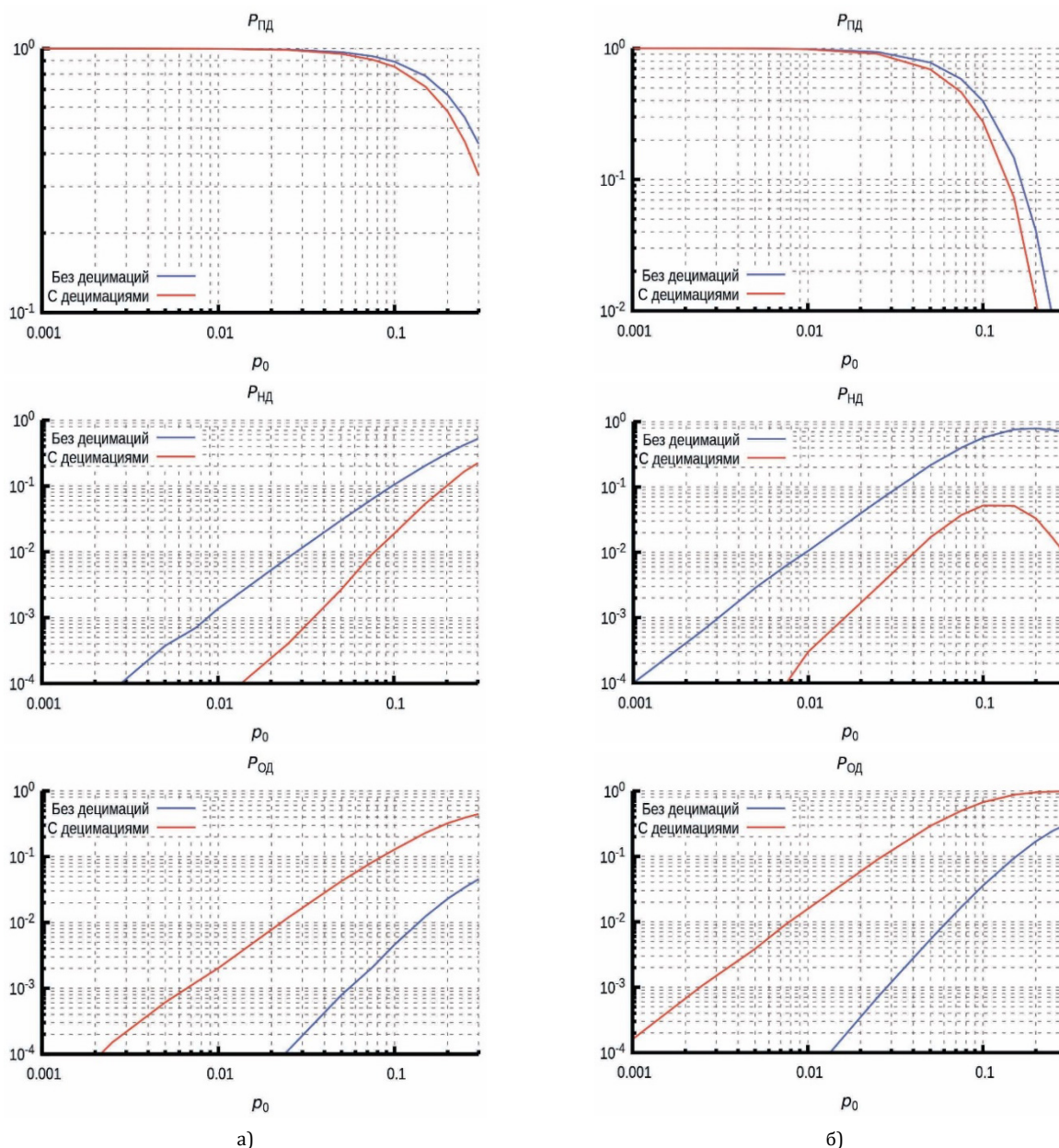


Рис. 3. Вероятностные характеристики при использовании мультипликативного алгоритма: а) декодирование отдельного информационного элемента λ^i (3 двоичных разряда); б) общая 24-разрядная информационная последовательность

Шаг 2д. Полученные на *шаге 1д* начальные фазовые элементы $\theta(j)$ столбцов ГМВ-матрицы (17) в виде векторов складываются поэлементно по mod 2 с двоичными векторами, соответствующими элементам $\lambda(j)$, являющимися начальными фазовыми элементами j -ых столбцов матрицы $F_{мп}$ (16), сформированной на приемной стороне из исходной М-последовательности по известному получателю начальному фазовому элементу $C \in GF(2^6)$. В результате будет получена информационная двоичная последовательность.

Сравнивая оба алгоритма, следует отметить, что скорость передачи данных у аддитивного алгоритма осталась такой же, как у мультипликативного при некотором снижении достоверности, которая, при той же вероятности ошибки в двоично-симметричном канале $p_0 = 10^{-2}$, составит без учета децимаций величину $Q^9 = (0,99856)^9 = 0,987$.

Выводы

В статье предложен новый вид псевдослучайных последовательностей – ГМВ-подобные последовательности. Они отличаются тем, что за счет изменения корреляционных характеристик, обеспечивают более высокую структурную скрытность по сравнению с классическими последовательностями ГМВ с двухуровневой периодической автокорреляционной функцией. Кроме того, за счет применения двойственного базиса при обработке таких последовательностей может быть существенно увеличено их количество и расширен диапазон скоростей передачи данных.

Применение ГМВ- и ГМВ-подобных последовательностей целесообразно как в существующих, так и в проектируемых широкополосных цифровых системах связи.

Список используемых источников

1. CDMA: прошлое, настоящее, будущее / под ред. Л.Е. Варакина и Ю.С. Шинакова. М.: МАС, 2003. 608 с.
2. Вишневский В.М., Ляхов А.И., Портной С.Л., Шахнович И.В. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. М.: Техносфера, 2005. 592 с.
3. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Пер. с англ. М.: Вильямс, 2003. 1104 с.
4. Golomb S.W., Gong G. Signal Design for Good Correlation: For Wireless Communication, Cryptography and Radar. Cambridge: Cambridge University Press, 2005. 438 p.
5. Golomb S.W. Two-valued sequences with perfect periodic autocorrelation // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1992. Vol. 28. Iss. 2. PP. 383–386. DOI:10.1109/7.144563
6. No J.S. Generalization of GMW Sequences and No Sequences // IEEE Transactions on Information Theory. 1996. Vol. 42. Iss. 1. PP. 260–262.
7. Chung H., No J.S. Linear span of extended sequences and cascaded GMW sequences // IEEE Transactions on Information Theory. 1999. Vol. 45. Iss. 6. PP. 2060–2065. DOI:10.1109/18.782136
8. Мешковский К.А., Кренгель Е.И. Генератор псевдослучайных последовательностей Гордона, Милза, Велча // Техника средств связи. Серия: Техника радиосвязи. 1979. № 3. С. 17–30.
9. Кренгель Е.И. О числе псевдослучайных последовательностей Гордона, Милза, Велча // Техника средств связи. Серия: Техника радиосвязи. 1979. № 3. С. 31–34.
10. Стародубцев В.Г. Алгоритм формирования последовательностей Гордона – Милса – Велча // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. 2012. Т. 55. № 7. С. 5–9.
11. Tong L., Chen F., Hua J., Meng L., Zhou S. Correlation Analysis and Realization of Gordon-Mills-Welch Sequences in Advanced Design System // Information Technology Journal. 2011. Vol. 10. Iss. 4. PP. 908–913. DOI:10.3923/itj.2011.908.913
12. Стародубцев В.Г. Формирование пятитричных последовательностей Гордона – Милса – Велча для систем передачи дискретной информации // Труды СПИИРАН. 2019. Т. 18. № 4. С. 912–948. DOI:10.15622/sp.2019.18.4.912-948
13. Юдачев С.С., Калмыков В.В. Ансамбли последовательностей GMW для систем с кодовым разделением каналов // Наука и образование: научное издание МГТУ им. Н.Э. Баумана. 2012. №1. URL: <http://elibrary.ru/item.asp?id=17650851> (дата обращения 13.09.2019).
14. Стародубцев В.Г. Формирование последовательностей Гордона-Милса-Велча на основе регистров сдвига // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. 2015. Т. 58. № 6. С. 451–457. DOI:10.17586/0021-3454-2015-58-6-451-457
15. Питерсон У., Уэлдон Э. Коды, исправляющие ошибки. Пер. с англ. / под ред. Р.Л. Добрушина и С.И. Самойленко. М.: Мир, 1976. 594 с.
16. Когновицкий О.С. Двойственный базис и его применение в телекоммуникациях. СПб.: Линк, 2009. 424 с.
17. Владимиров С.С., Когновицкий О.С. Обработка широкополосных последовательностей Гордона-Милса-Велча с использованием двойственного базиса на основе двух регистров // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 2. С. 49–58. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-2-49-58
18. Владимиров С.С., Когновицкий О.С. Малое множество последовательностей Касами и их декодирование на основе двойственного базиса // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 1. С. 22–31. DOI:10.31854/1813-324X-2018-1-22-31

* * *

FORMATION AND PROCESSING OF GMW-SIMILAR SEQUENCES BASED ON THE DUAL BASIS IN DIGITAL INFORMATION TRANSFER SYSTEMS

S. Vladimirov¹, O. Kognovitsky¹, V. Starodubtsev^{2,3}

¹The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications,
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

²Mozhaisky Military Space Academy,
St. Petersburg, 197198, Russian Federation

³Saint Petersburg National Research University of Information Technologies, Mechanics and Optics,
St. Petersburg, 197101, Russian Federation

Article info

The article was received 28th October 2019

For citation: Vladimirov S., Kognovitsky O., Starodubtsev V. Formation and Processing of GMW-Similar Sequences Based on the Dual Basis in Digital Information Transfer Systems. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(4):16–27. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-4-16-27>

Abstract: Algorithms for processing and determining, using a dual basis, the initial states of shift registers that form sequences similar to Gordon–Mills–Welch (GMW) sequences, which are characterized by their large number and higher structural secrecy comparing with the widely used M-sequences, are presented. It is shown that the proposed algorithms, unlike the known ones, make it possible to determine arbitrary initial states of shift registers and produce encoding of useful information, which expands the possibilities of using GMW-like sequences to solve various problems in the transmission of digital information in communication systems under electronic countermeasures.

Keywords: Gordon – Mills – Welch sequences, equivalent linear complexity, finite fields, primitive and irreducible polynomials, trace function, decimation, dual basis, shift register with linear feedback.

References

1. CDMA: *proshloe, nastoyashchee, budushchee* [CDMA: Past, Present, Future] / edited by L.E. Varakin and Y.S. Shinakov. Moscow: MAS Publ.; 2003. 608 p. (in Russ.)
2. Vishnevskiy V.M., Lyahov A.I., Portnoy S.L., Shahnovich I.V. *Shirokopolosnye besprovodnye seti peredachi informatsii* [Broadband Wireless Data Transmission Network]. Moscow: Tekhnosfera Publ.; 2005. 592 p. (in Russ.)
3. Sklar B. *Digital Communications: Fundamentals and Applications*. New York: Prentice Hall; 2001. 1079 p.
4. Golomb S.W., Gong G. *Signal Design for Good Correlation: For Wireless Communication, Cryptography and Radar*. Cambridge: Cambridge University Press; 2005. 438 p.
5. Golomb S.W. Two-valued sequences with perfect periodic autocorrelation. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 1992;28(2):383–386. Available from: <https://doi.org/10.1109/7.144563>
6. No J.-S. Generalization of GMW Sequences and No Sequences. *IEEE Transactions on Information Theory*. 1996;42(1):260–262.
7. Chung H., No J.S. Linear span of extended sequences and cascaded GMW sequences. *IEEE Transactions on Information Theory*. 1999;45(6):2060–2065. Available from: <https://doi.org/10.1109/18.782136>
8. Meshkovskiy K.A., Krengel E.I. Generator psevdosluchaynykh posleovatelnostey Gordona, Millsa, Velcha [Generator of Pseudo-Random Sequences of Gordon, Mills, Welch]. *Tekhnika sredstv svyazi. Seriya: Tekhnika radiosvyazi*. 1979;3:17–30. (in Russ.)
9. Krengel E.I. O chisle psevdosluchaynykh posleovatelnostey Gordona, Millsa, Velcha [On the Number of Pseudo-Random Sequences of Gordon, Mills, Welch]. *Tekhnika sredstv svyazi. Seriya: Tekhnika radiosvyazi*. 1979;3:31–34. (in Russ.)
10. Starodubtsev V.G. Algoritm formirovaniya posleovatelnostey Gordona-Millsa-Velcha [The Algorithm of Formation of Gordon-Mills-Welch Sequences]. *Journal of Instrument Engineering*. 2012;55(7):5–9 (in Russ.)
11. Tong L., Chen F., Hua J., Meng L., Zhou S. Correlation Analysis and Realization of Gordon-Mills-Welch Sequences in Advanced Design System. *Information Technology Journal*. 2011;10(4):908–913. Available from: <https://doi.org/10.3923/itj.2011.908.913>
12. Starodubtsev V. G. Formation of Quinary Gordon-Mills-Welch Sequences for Discrete Information Transmission Systems. *SPIRAS Proceedings*. 2019;18(4):912–948 (in Russ.)
13. Yudachev S.S., Kalmykov V.V. Ensemble GMW sequences for systems with code channel separation. *Science and Education of Bauman MSTU*. 2012;1. (in Russ.) Available from: <http://elibrary.ru/item.asp?id=17650851> [Accessed 13th September 2019]
14. Starodubtsev V.G. Generation of Gordon-Mills-Welch sequences on the base of shift registers. *Journal of Instrument Engineering*. 2015;58(6):451–457 (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.17586/0021-3454-2015-58-6-451-457>
15. Peterson W.W., Weldon E.J. *Error-correcting codes*. Cambridge, Massachusetts and London: The MIT PRESS; 1972.
16. Kognovitskiy O.S. *Dvoistvennyi bazis i ego primeneniye v telekommunikatsiyakh* [Dual Basis and Its Application in Telecommunications]. St. Petersburg: Link Publ.; 2009. 424 p. (in Russ.)
17. Vladimirov S., Kognovitskiy O. Dual Basis Based Processing of Wideband Gordon–Mills–Welch Sequences Based on Two Linear Registers. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(2):49–58. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-2-49-58>
18. Vladimirov S., Kognovitskiy O. The Small Set of Kasami Sequences and their Decoding Based on the Dual Basis. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2018;4(1):22–31. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2018-1-22-31>

ДИНАМИЧЕСКИЙ ВЫБОР РАДИОЛИНИЙ ДЛЯ СИСТЕМ ПОДВИЖНОЙ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

С.В. Дворников^{1*}, С.А. Якушенко¹, Д.А. Лянгузов²

¹Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного, Санкт-Петербург, 194064, Российская Федерация

²Учебный центр (инженерно-технический) Военной академии связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного, Ленинградская обл., г. Гатчина, 188340, Российская Федерация

*Адрес для переписки: practicdsv@yandex.ru

Информация о статье

УДК 621.391

Статья поступила в редакцию 29.09.2019

Ссылка для цитирования: Дворников С.В., Якушенко С.А., Лянгузов Д.А. Динамический выбор радиолиний для систем подвижной спутниковой связи // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 4. С. 28–36. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-4-28-36

Аннотация: В работе представлены предложения по повышению помехоустойчивости радиолиний подвижной спутниковой связи в сложных физико-географических условиях за счет применения алгоритмов автоматической динамической идентификации пригодности каналов и динамической ориентации антенных устройств. На основании полученных результатов сформулированы рекомендации по практическому применению.

Ключевые слова: системы подвижной спутниковой связи, оценка пригодности радиолиний, динамическая ориентация антенных устройств, помехоустойчивость радиолиний.

Введение

В настоящее время системы подвижной спутниковой связи (СПСС) находят самое широкое применение в различных практических аспектах радиотехники. Прежде всего, это связано с глобальным охватом СПСС территории земного шара, что гарантирует предоставление их абонентам широкого спектра телекоммуникационных услуг [1–7].

Однако сложность физико-географических условий отдельных регионов горно-лесистой местности, а также высокая плотность застройки урбанизированных районов создают серьезные проблемы для гарантированного обеспечения качественной связи [8, 9]. Указанные факторы оказывают значительное влияние на помехоустойчивость и надежность приема радиосигналов СПСС. А поскольку уровень сигнала в точке приема, как правило, имеет случайный характер, обусловленный не только сложным покровом местности, но и движением абонентов СПСС, то в радиолиниях спутниковой связи (РЛСС) возникают замирания, приводящие к снижению качества связи [10, 11].

Для снижения негативных последствий этих факторов в РЛСС и выработки конструктивных мер целесообразно разработать подход к оценке качества функционирования СПСС в динамично изменяющейся помеховой обстановке, обусловленной, прежде всего, рельефом местности [12].

Оценка состояний каналов СПСС

В реальных условиях ведения радиосвязи абонентами СПСС возможны следующие состояния канала связи: открытие, затенение и закрытие [3]. При первых двух возникают замирания сигнала (так называемый эффект «мигания»), приводящий к неперiodическому «появлению» и «обрыву» канала (рисунок 1).

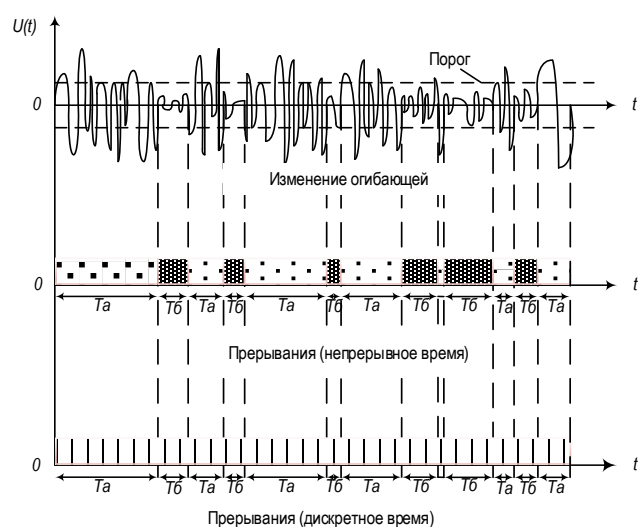


Рис. 1. Представление процесса прерываний в канале СПСС

С учетом характера функционирования РЛСС будем использовать модель с двумя состояниями: A – наличие канала; B – обрыв канала. Обозначим функции распределения времени соответственно Fa (Fb) для условия открытого (или наличие канала) и закрытого (обрыв канала) каналов, а Pa , Pb – вероятности перехода из одного состояния в другое. Время пребывания канала в каждом из состояний представляет собой случайные величины. Для оценки пригодности РЛСС в сложной помеховой обстановке рассмотрим функционирование во времени составной части радиолинии – канала связи. В этом случае формализация модели процесса временного пребывания канала в определенных состояниях описывается логнормальным распределением.

Далее рассмотрим применение алгоритмов идентификации пригодности радиолинии с последующей переориентацией антенного устройства для обеспечения повышения помехоустойчивости РЛСС.

Алгоритм идентификации пригодности РЛСС

Поскольку при движении абонентов СПСС происходит изменение условий их электромагнитной доступности, то предполагается, что автоматически непрерывно (т.е. в динамике) осуществляется оценка качества РЛСС по заданному алгоритму.

Причем такой алгоритм может быть сведен к определению пригодности канала по установленным критериям в некоторые дискретные моменты времени. Если канал оказывается пригодным, то по нему организуется передача пакетных данных, в противном случае через установленный временной промежуток производится повторная оценка качества канала. Сущность подхода, реализующего оценку качества канала с использованием скользящего временного окна, поясняется взаимосвязью процедур, представленных на рисунке 2.

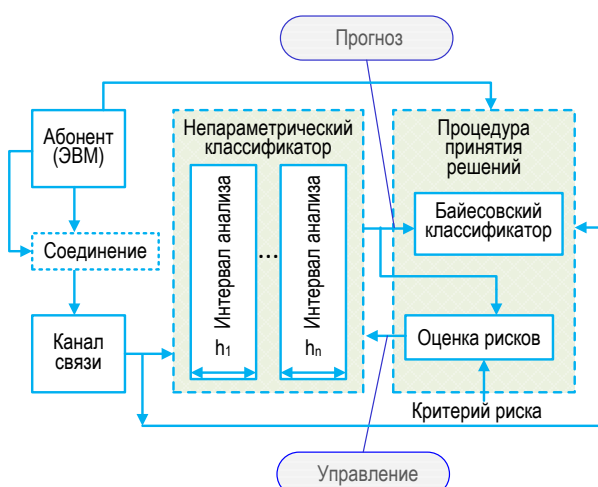


Рис. 2. Процедуры, определяющие алгоритм оценки пригодности канала связи

Отметим, что реализация рассмотренного подхода предполагает сдвиг каждого нового интервала наблюдения относительно предыдущего на некоторое время $t_{\text{сдвиг}}$, что уменьшает задержку обработки данных и формирования заключения. При этом прогноз, сформированный к моменту t_1 , будет действителен только на интервале $t_1 \dots t_{i+1}$, поскольку к моменту времени t_{i+1} уже сформируется новый прогноз.

С учетом сделанных замечаний задачу идентификации сформулируем в следующей редакции: по результатам наблюдений (см. рисунок 1) за прерываниями канала на контрольном интервале времени классифицировать его состояние как пригодное или непригодное для передачи пакетного трафика.

Поскольку такое заключение будет правомерно до следующего контрольного интервала времени, определим его как краткосрочный прогноз. Параметры прерываний предлагается контролировать на интервале временного окна, а именно их количество и длительность по группам.

Разнообразие вариантов условий передвижения абонентов СПСС делает задачу идентификации канала в достаточной степени неопределенной, поэтому целесообразно использовать только одну наиболее репрезентативную группу. В качестве контролируемого параметра предлагается определить количество длительных прерываний на интервале наблюдения.

Заметим, что число таких прерываний в зависимости от условий будет различно, но их появление почти всегда [13] свидетельствует о существенном ухудшении качества канала, поэтому может рассматриваться в качестве индикатора непригодности его для обмена данными. При этом простой факт превышения/не превышения сигналом порогового значения является достаточно грубым индикатором.

В общем случае параметры и закон распределения количества длительных прерываний неизвестны. А объем выборки на контролируемом интервале времени достаточно мал, поэтому разброс результатов наблюдений может быть значительным. Указанные обстоятельства предопределяют необходимость использования непараметрических методов классификации для проверки статистических гипотез. Эти методы не только не предполагают подчинения исходных данных какому-либо закону распределения, но и малочувствительны к неточным измерениям, что позволяет применять их к данным, не имеющим четко выраженной количественной природы (ранги, баллы и т.п.) [14, 15]. К недостаткам таких методов следует отнести слабую чувствительность к незначительным изменениям признака, что может быть компенсировано учетом физической природы наблюдений.

Поскольку возникает необходимость проверки степени случайности отклоняющихся измеряемой величины от средних значений наблюдений, то можно использовать ряд известных в радиотехнике критериев и соответствующих им статистик для проверки гипотез о случайности выборок. Наиболее известными являются критерии знаков, серий и инверсий [16]. Данные методы достаточно просты в вычислениях и требуют минимума априорных предположений.

Если непараметрический классификатор оказывается неэффективен, то можно использовать дополнительную информацию, например, цифровые карты или сопоставлять наблюдения с шаблоном речи [17]. Так, возможность использования цифровых карт предполагает заблаговременное планирование маршрутов движения с учетом особенностей помеховой обстановки в каждой точке. Очевидно, что в таких условиях на работу РЛСС влияют дополнительные замирания радиоволн в точке приема, вызванные влиянием изменяющегося характера подстилающей поверхности и рельефа в зоне нахождения абонентов СПСС.

Учитывая указанные обстоятельства, можно предположить, что для выбора пригодных РЛСС потребуются значительные временные ресурсы, в том числе связанные с необходимостью выбора приемлемого варианта. Очевидно, что для компенсации прерываний необходимо отслеживать их характер. С этой целью вполне могут быть использованы так называемые байесовские решающие схемы, предусматривающие обучение в соответствии с вновь поступающими данными [18]. При этом в качестве априорных данных могут выступать результаты, полученные на этапе непараметрического прогнозирования.

Общность указанных классификаторов заключается в использовании формулы Байеса [15]:

$$p\left(\frac{\phi_i}{h}\right) = \frac{p(\phi_i)p(h|\phi_i)}{\sum_{i=1}^m p(\phi_i)p(h|\phi_i)}, \quad i = 1, 2,$$

где $p(h|\phi_i)$ – условные (апостериорные) вероятности гипотез о пригодности/непригодности канала при наблюдении количества прерываний выше/ниже порогового значения (h_d); $p(\phi_i)$ – вероятности прерываний выше/ниже порогового значения для гипотезы о пригодности/непригодности канала.

Значения условных вероятностей рассчитываются путем сравнения реального состояния канала с прогнозируемым, по истечении времени, выделяемого на анализ. При этом точность принимаемых решений для алгоритма Байеса сравнима с точностью таких алгоритмов, как деревья решений, нейронные сети, логическая регрессия, метод опорных векторов, дискриминантный анализ, ассоциативные правила [19]. С точки зрения скорости обучения, стабильности для различных данных и

простоты реализации, алгоритм Байеса превосходит практически все известные эффективные алгоритмы классификации [15]. Кроме того, применение байесовской решающей схемы помимо уточнения прогноза на этапе неопределенности, позволит оценить риски принимаемых решений, поскольку на практике всегда имеется возможность использования различных каналов. С этой целью вводится критерий риска, который будет обоснован в дальнейшем.

Использование процедуры скользящего временного окна в непараметрическом классификаторе позволяет формировать статистически зависимые выборки анализируемых длительных прерываний. В случае явной различимости классов производится оценка риска принимаемых решений, при доступности, например, иного ресурса ретранслятора связи и принимается решение о предоставлении/не предоставлении канала. Если при заданном уровне значимости невозможно сделать вывод о пригодности канала, то используется байесовский классификатор с обучением. В этом случае решение принимается по результатам наблюдения с учетом сопоставления наблюдений с шаблоном [19]. Далее производится оценка рисков принимаемых решений. По итогам работы байесовского классификатора возможна корректировка порога.

Таким образом, предлагаемые классификаторы должны дополнять друг друга, поскольку нечувствительность непараметрического классификатора при высоких значениях уровня значимости вполне будет компенсироваться байесовским классификатором. Дополнение классификаторов решающей процедурой образует идентификатор пригодности канала. Учитывая, что прогнозируемое количество прерываний является случайной величиной и не может быть параметризовано в каком-либо классе, необходимо использовать непараметрические методы проверки гипотез.

Для рассматриваемой ситуации наиболее целесообразным видится применение критериев знаков, серий и инверсий [16]. Реализуемые на их основе методы достаточно просты в вычислениях и требуют минимума априорных предположений. Вместе с тем, существенным «минусом» критерия знаков является слабое использование информации из анализируемых выборок, поэтому он, как правило, используется только на этапе предварительного анализа. В свою очередь критерий инверсий может быть недостаточно чувствительным при выявлении тренда исследуемых флуктуаций. С учетом указанных обстоятельств предлагается использовать критерий серий, являющийся чувствительным как к различиям на уровне средних арифметических, так и на уровне мер изменчивости и асимметрии распределения данных.

Поскольку в качестве статистики выступает совокупность данных, в которых каждое новое значение

получается в результате очередного смещения временного окна, прогнозирование осуществляется только в пределах данной совокупности, а последняя образуется после n сдвигов. Следовательно, выборка на интервале наблюдения состоит из n наблюдений числа длительных прерываний. Для ее формализации образуем следующие индикаторы γ : 1 – если количество прерываний на интервале наблюдения превышает пороговый уровень; 0 – если число прерываний не превысит указанный порог. Реализация случайных величин индикаторов γ представляет собой m -зависимую последовательность из символов 0 и 1 длины n : $z = n - m$.

Назовем цепочки символов одного вида сериями (например, 1100111101010 содержит 8 серий: первая содержит символы 11, вторая – 00, третья – 111, четвертая – 0, и т. д.). Далее обозначим число серий через Q . Среднее значение $M(Q|S = m)$ и дисперсия $D(Q|S = m)$ числа серий будут определяться формулами:

$$M(Q|S = m) = 1 + \frac{2zm}{n},$$

$$D(Q|S = m) = \frac{2zm(2zm - n)}{n^2(n - 1)}.$$

Если $z \gg 1$ и $m \gg 1$, то дискретное распределение вероятностей числа серий можно аппроксимировать нормальным распределением с параметрами $M(Q|S = m)$ и $D(Q|S = m)$.

С учетом поправки на дискретность асимптотическая функция распределения числа серий определяется следующим образом:

$$P(Q_{n,z,m}) = \Phi\left(\frac{k_{z,m} + 0,5 - M(Q|S = m)}{\sqrt{D(Q|S = m)}}\right),$$

где Φ – табулированное значение интеграла вероятности.

Практическую реализацию классификатора поясняет схема, приведенная на рисунке 3. В состав схемы входят:

- тактовый генератор, предназначенный для создания единой шкалы времени;
- задержка на время, равное интервалу анализа;
- генератор пакетов данных, предназначенный для формирования случайного трафика пакетов;
- генератор прерываний в канале подвижной спутниковой связи, предназначенный для формирования периодов наличия/обрыва канала;
- сумматор, осуществляющий подсчет количества корректно принятых пакетов, по итогам подсчета вычисляется отношение потерянных пакетов;
- непараметрический классификатор, осуществляющий краткосрочный прогноз пригодности/непригодности канала;
- схема сравнения, предназначенная для оценки точности прогноза.

Идентификация производится по итогам фиксации длительных прерываний для n выборок. При

этом каждый раз случайное значение h сравнивается с пороговым.

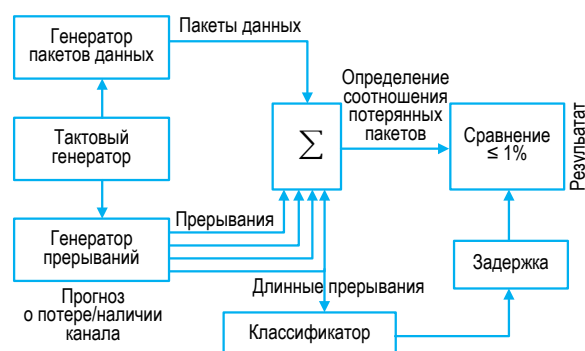


Рис. 3. Схема для оценки работы классификатора

По итогам наблюдений вычисляется количество серий и производится прогноз с требуемым уровнем значимости. На $n + 1$ выборке включается генератор речи и производится вычисление процентного отношения потерянных пакетов. Для обеспечения непрерывного прогноза генератор должен работать постоянно. Полученное значение сравнивается с прогнозируемым на этот интервал. Если состояние канала оценивается как пригодное, то процентное отношение потерянных пакетов на данном интервале должно быть $\leq 1\%$. В зависимости от принятого решения необходимо осуществлять управление антенно-поворотным устройством, обеспечивая непрерывность связи.

Алгоритм динамической ориентации антенного устройства

Предполагается, что при планировании передачи приоритетной информации радиоресурс ствол бортовых ретрансляторов многократно резервируется. С учетом сделанных замечаний формулировку задачи динамической ориентации антенны сформулируем в следующей редакции: при оценке канала РЛСС как непригодного для использования необходимо навести антенну на другой орбитальный ретранслятор и организовать канал.

Такой алгоритм должен функционировать как на стоянке, так и в движении. И его реализация сводится к управлению антенно-поворотным устройством на основе вычисленных данных о местоположении спутника согласно приоритету: чем выше угол места на ретранслятор, тем предпочтительнее выбор. Штатная навигационная аппаратура потребителя обеспечивает данными о текущем местоположении станции и направлению на орбитальные ретрансляторы. При ухудшении помеховой обстановки и некорректной работы систем ГЛОНАСС/GPS используется местная система координат, либо наведение на ретранслятор связи только из одной группировки при работе на геостационарную орбиту.

Устойчивость функционирования алгоритма исходит из предположения о необходимости ведения

постоянного контроля доступности орбитальных ретрансляторов, даже при оптимальных условиях ведения связи. Поэтому при обрыве канала наведение антенны осуществляется автоматически, а время на переориентацию антенны компенсируется за счет буферизации трафика. На рисунке 4 представлена структурная схема работы предложенного алгоритма. В качестве анализирующего устройства определен программный модуль.

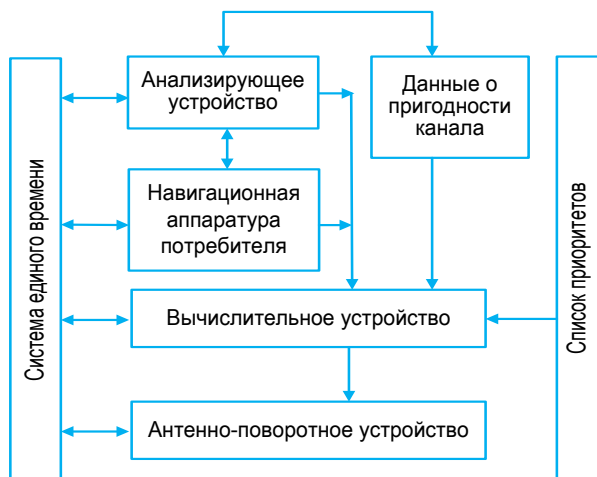


Рис. 4. Структурная схема алгоритма динамической ориентации антенного устройства

Исходными данными для работы служат: обновляемый еженедельно альманах для ретрансляторов на высокоэллиптической орбите; точки стояния для них на геостационарной орбите; данные о текущем местоположении штатных средств навигационной аппаратуры. На основе исходных данных осуществляется расчет угла места на каждый из ретрансляторов. В таблице 1 представлены исходные данные по космическим аппаратам (КА), а в

таблице 2 – результаты работы анализирующего устройства по этим исходным данным. Вычислительное устройство осуществляет сбор данных от анализирующего устройства и навигационной аппаратуры, а также другого вспомогательного объекта (алгоритма оценки пригодности канала), формулирует управляющие команды для антенно-поворотного устройства. Основным требованием к данному блоку является его высокое быстродействие, призванное обеспечить динамическую ориентацию антенны в движении.

ТАБЛИЦА 1. Координатная информация о КА

КА (пример)	Координаты станции (широта и долгота)		Орбитальная позиция
Луч	60°07'28" с.ш.	30°14'07" в.д.	85° в.д.
Луч-2			70° в.д.
Поток			49° в.д.
Стрела			59° в.д.
Молния-2			90° в.д.

ТАБЛИЦА 2. Результат работы программы-анализатора

КА (пример)	Юстировка (азимут и угол места)		Угол места	Приоритет
Луч	+10	-1	13	1
Луч-2	+10	+14	18	2
Поток	+38	+40	2	4
Стрела	+24	-75	45	3
Молния-2	-72	+33	17	5

Схема, описывающая функционирование вычислительного устройства, представлена на рисунке 5.



Рис. 5. Схематическое описание функционирования вычислительного устройства

Наглядно работа алгоритма (в виде временных диаграмм) представлена поэтапно на рисунке 6.

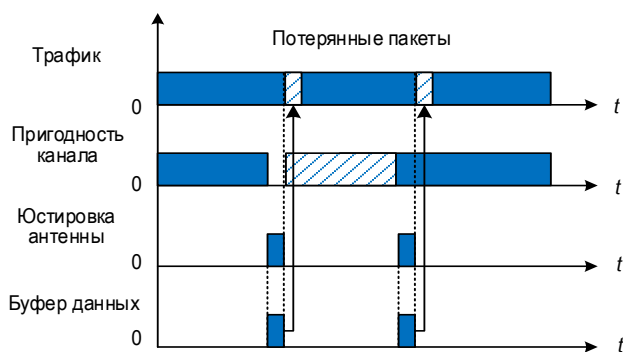


Рис. 6. Временные диаграммы работы алгоритма динамической ориентации антенны

Вследствие влияния растительного покрова на уровень сигнала в точке приёма происходит потеря пакетов трафика. Для переориентирования антенного устройства требуется время. Поэтому с целью повышения качества и устойчивости связи предусмотрена буферизация трафика на интервалах времени, когда канал связи непригоден.

Оценка повышения помехоустойчивости РЛСС в сложных физико-географических условиях

Оценить повышение устойчивости РЛСС возможно лишь при условии совместного функционирования представленных алгоритмов. Поэтому результат работы предлагается рассматривать с позиций пригодности канала по сигналам управления антенно-поворотным устройством, которые используются в алгоритме для перехода функционирования станции спутниковой связи на другой ретранслятор.

В качестве модели канала связи воспользуемся полученным в [12]. Будем полагать, что мобильный объект в сложных физико-географических условиях движется со скоростью 30 км/ч. При этом работа осуществляется на ретрансляторы связи, находящиеся на геостационарной орбите, с использованием разработанных в статье алгоритмов; электромагнитная доступность (видимость) на иные ретрансляторы определяется случайным образом, согласно установленным приоритетам.

Так, в соответствии с алгоритмом динамической ориентации антенны, при недоступности ретранслятора связи необходимо переориентировать антенну на один из четырех доступных ретрансляторов (в начальном состоянии ориентация на 1 станцию) с максимальным углом места. Таким образом, с вероятностью $\sigma = 0,25$ и коэффициентом сдвига $\mu = 1$ условия видимости на ретранслятор изменятся в лучшую сторону.

Время перестройки антенного устройства определим в 1 с, а распределение выбора альтернативного ретранслятора опишем нормальным распределением:

$$z(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right).$$

Проведем измерения плотности вероятности замираний на канале на длительности маршрута, равном 5 км, что с учетом принятой скорости движения 30 км/ч составляет 6 минут (3600 с). Для получения искомой оценки воспользуемся моделью оценки радиоканала при работе станции в движении на направленную антенну [13].

Без использования предложенных алгоритмов: плотность вероятности замираний в общем виде можно представить как $w(x)$, а вероятность возникновения замираний как $f(x)$:

$$w(x) = \int_{-\infty}^{\infty} x f_x(x) dx,$$

$$f(x) = \sqrt{\frac{\pi}{8\delta^2}} \beta \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x}{10^{x_d/10}} \times \exp\left[-\alpha^2 - \frac{\pi\beta x^2}{4 \cdot 10^{x_d/10}} - \frac{(x_d - x_{dm})^2}{2\delta^2}\right] \times I_0\left(\frac{\sqrt{\pi\beta\alpha x^2}}{10^{x_d/10}}\right) dx_d,$$

где δ – среднеквадратическое отклонение; I_0 – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка; x_d – амплитуда регулярной составляющей сигнала; x_{dm} – медианное значение уровня сигнала; $\alpha^2 = x_d^2/2\delta^2$ – коэффициент, определяющий отношение регулярной и случайной величины сигнала:

$$\beta = [(1 + \alpha^2)I_0(0,5\alpha^2) + \alpha I_1(0,5\alpha^2)] \exp(-0,5\alpha^2);$$

$$w(x) = \int_0^{3600} x \left[\sqrt{\frac{\pi}{8\delta^2}} \beta \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x}{10^{x_d/10}} \times \exp\left[-\alpha^2 - \frac{\pi\beta x^2}{4 \cdot 10^{x_d/10}} - \frac{(x_d - x_{dm})^2}{2\delta^2}\right] \times I_0\left(\frac{\sqrt{\pi\beta\alpha x^2}}{10^{x_d/10}}\right) dx_d \right] dx.$$

С использованием алгоритмов идентификации пригодности канала и динамической ориентации антенны:

$$\hat{w}(x) = \int_{-\infty}^{\infty} x z_x(x) f_x(x) dx,$$

где

$$f(x) = \sqrt{\frac{\pi}{8\delta^2}} \beta \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x}{10^{x_d/10}} \times \exp\left[-\alpha^2 - \frac{\pi\beta x^2}{4 \cdot 10^{x_d/10}} - \frac{(x_d - x_{dm})^2}{2\delta^2}\right] \times I_0\left(\frac{\sqrt{\pi\beta\alpha x^2}}{10^{x_d/10}}\right) dx_d;$$

$$z(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right);$$

$$\hat{w}(x) = \int_0^{3600} x \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right) \times$$

$$\times \left[\sqrt{\frac{\pi}{8\delta^2}} \beta \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x}{10^{x_d/10}} \exp \times \right.$$

$$\times \left[-\alpha^2 - \frac{\pi\beta x^2}{4 \cdot 10^{x_d/10}} - \frac{(x_d - x_{дм})^2}{2\delta^2} \right] \times$$

$$\times I_0 \left(\frac{\sqrt{\pi\beta\alpha x^2}}{10^{x_d/10}} \right) dx_d \Big] dx.$$

Результаты моделирования

На основе полученных аналитических выражений было проведено моделирование, в ходе которого исследовались изменения плотности вероятности замираний в зависимости от величины соотношения регулярной и случайной величины сигнала, а также от его медианного значения (рисунок 7).

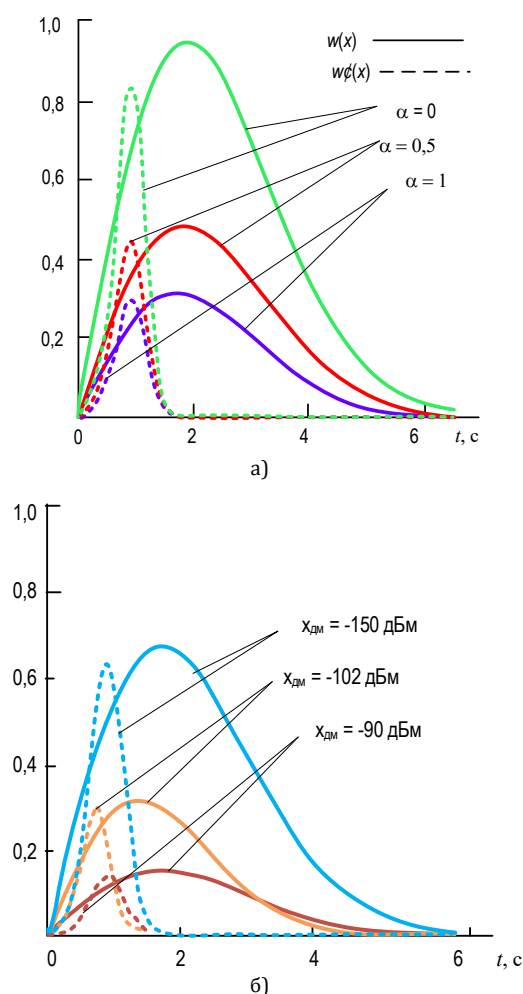


Рис. 7. Измерения плотности вероятности замираний на канале подвижной спутниковой связи: а) для различных значений коэффициента α при $\delta = 5$, $x_{дм} = -102$ дБ; б) для различных значений $x_{дм}$, при $\delta = 5$, $\alpha = 0,5$

По результатам моделирования могут быть сделаны следующие выводы:

- помехоустойчивость РЛСС возрастает при совместном функционировании описанных алгоритмов после промежутка времени, необходимого для переориентации антенного устройства (≈ 1 секунда);
- наиболее эффективным является применение указанных алгоритмов для случая отсутствия регулярной составляющей сигнала (лесистая местность, городская застройка), при $\alpha = 0$ (см. рисунок 7);
- учитывая сильное затухание сигнала на линии «вниз», наиболее эффективным является применение указанных алгоритмов для повышения помехоустойчивости РЛСС, имеющих в своем составе высокочувствительные приемники [19].

Заключение

На устойчивость радиолинии подвижной спутниковой связи оказывает влияние множество факторов. Оценка таких радиолиний должна проводиться не только по запасу ВЧ-уровня, но и с использованием параметров, характеризующих глубокие и быстрые замирания. Одними из наиболее эффективных способов являются непрерывный контроль за качеством канала и динамическая ориентация антенного устройства. В статье представлен алгоритм автоматической динамической идентификации пригодности РЛСС. Его выходные данные предлагается использовать как управляющие для динамической ориентации антенны.

Для особо важных направлений целесообразно планировать применение ретрансляторов различных группировок для осуществления резервирования на случай потери прямой видимости на ретранслятор. При наличии резервных стволов предлагается применять алгоритм динамической ориентации антенного устройства. На случай потери сигнала предлагается с определенной дискретностью во времени, зависящей от скорости движения вести расчет параметров корректировки антенного устройства относительно текущего положения на каждый из ретрансляторов. При этом предпочтение следует отдавать тем из них, наведение на которые будет осуществляться с максимальным углом места, во избежание потерь в растительности [12, 13, 19, 20].

Таким образом, повышение устойчивости радиолинии спутниковой связи достигается за счёт комплексного применения рассмотренных технических решений. Взаимодействие систем радионавигации и спутниковой связи позволит эффективнее использовать средства подвижной спутниковой связи по назначению.

Список используемых источников

1. Вишневский В.М., Ляхов А.И., Портной С.Л., Шахнович И.В. Широкополосные сети передачи информации. М.: Техносфера, 2005. 592 с.
2. Спутниковая связь // Википедия. URL: https://ru.wikipedia.org/wiki/Спутниковая_связь (дата обращения 17.10.2019)
3. Roddy D. Satellite Communications. New York: McGraw-Hill Telecommunications, 2001.
4. Bruce R.E. The Satellite Communication Applications Handbook. Norwood: Artech House, Inc., 2004.
5. Дворников С.В. Проблема поиска сигналов источников информации при радиомониторинге // Мобильные системы. 2007. № 4. С. 33–35.
6. Clarke A.C. Ascent to Orbit. A Scientific Autobiography: The Technical Writings of Arthur C. Clarke. New York: John Wiley & Sons, 1984.
7. Кук К.И. Спутниковая связь: прошлое, настоящее, будущее. М.: Горячая линия – Телеком, 2015. 256 с.
8. Дворников С.В. Упрощенное представление модели Ната для расчета затухания сигнала на открытых трассах // Информация и космос. 2017. № 3. С. 6–10.
9. Дворников С.В., Власенко В.И., Муравцов А.А., Дворников С.С., Котов А.А. Предложения по применению формулы Введенского для расчета затуханий радиолиний передачи видео // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2018. № 2. С. 105–111.
10. Дворников С.В., Погорелов А.А., Романенко П.Г., Кочетков А.О., Дворников А.С., Домбровский Я.А., Федоренко И.В., Колушев Е.Е., Котов А.А., Дуйсенбеков О.А. Модель затухания сигналов для планирования зон покрытия цифровых телевизионных передатчиков // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2018. № 1. С. 49–53.
11. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Издательский дом «Вильямс», 2007. С. 1104.
12. Коробков Е.С., Лянгузов Д.А., Снежко В.К., Якушенко С.А. Модель оценки изменений параметров устойчивости радиорелейных линий, вызванных движением станций // VI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция «Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании» (Санкт-Петербург, Россия, 01–02 марта 2017). СПб.: СПбГУТ, 2017. С. 452–457.
13. Якушенко С. А., Снежко В. К., Коробков Е. С., Лянгузов Д. А. Модель оценки пригодности радиорелейного интервала при организации связи в движении // Успехи современной радиоэлектроники. 2017. №12. С. 12–16.
14. Дворников С.В., Дворников С.С., Коноплев М.А. Алгоритм распознавания сигналов радиосвязи на основе симметрических матриц // Информационные технологии. 2010. № 9. С. 75–77.
15. Hettmansperger T.P., McKean J.W. Robust Nonparametric Statistical Methods. London: Edward Arnold, 1998.
16. Gibbons J.D., Chakraborti S. Nonparametric Statistical Inference. Boca Raton: CRC Press, 2003.
17. Дворников С.С., Дворников С.В., Осадчий А.И., Устинов А.А., Коноплев М.А., Сухаруков Г.А. Способ распознавания радиосигналов. Патент на изобретение RUS 2430417 от 25.05.2010. Оpubл. 27.09.2011. Бюл. 27.
18. Дворников С.В., Кудрявцев А.М. Теоретические основы частотно-временного анализа кратковременных сигналов: монография. СПб.: ВАС, 2010. 240 с.
19. Якушенко С.А., Сазонов М.А., Бибарсов М.Р. Радиорелейные и спутниковые систем передачи специального назначения. Часть 1. СПб.: ВАС, 2016. 486 с.
20. Дворников С.В., Дворников С.С., Иванов Р.В., Гулидов А.А., Чихонадских А.П. Защита от структурных помех радиоканалов с частотной манипуляцией // Информационные технологии. 2017. Т. 23. № 3. С. 193–198.

* * *

DYNAMIC RADIO LINKS SELECTION FOR MOBILE SATELLITE COMMUNICATION SYSTEMS

S. Dvornikov¹ , S. Yakushenko¹ , D. Lyanguzov² 

¹Telecommunications Military Academy,
St. Petersburg, 194064, Russian Federation

²Training Center (Engineering) of the Telecommunications Military Academy,
Leningrad region, Gatchina, 188340, Russian Federation

Article info

The article was received 29th September 2019

For citation: Dvornikov S., Yakushenko S., Lyanguzov D. Dynamic Radio Links Selection for Mobile Satellite Communication Systems. 2019;5(4):28–36. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-4-28-36>

Abstract: In this paper presents suggestions for the noise immunity improval of mobile satellite communications lines in difficult physical and geographical conditions through the use of automatic dynamic identification algorithms for the suitability of radio lines and the dynamic antenna orientation devices of mobile satellite communications systems. Based on the results obtained, recommendations for practical application are formulated.

Keywords: mobile satellite communication systems, assessment of the suitability of radio links, dynamic orientation of antenna devices, noise immunity of radio links.

References

1. Vishnevskii V.M., Liakhov A.I., Portnoi S.L., Shakhnovich I.V. *Shirokopolosnye seti peredachi informatsii* [Broadband Information Networks]. M: Tekhnosfera; 2005. 592 p. (in Russ.)
2. *Sputnikovaia svyaz* [Satellite Communication]. Wikipedia. Available from: https://ru.wikipedia.org/wiki/Спутниковая_связь. [Accessed 17th October 2019]
3. Roddy D. *Satellite Communications*. New York: McGraw-Hill Telecommunications; 2001.
4. Bruce R.E. *The Satellite Communication Applications Handbook*. Norwood: Artech House, Inc.; 2004.
5. Dvornikov S.V. Searching of Information Sources in Radio-Monitoring. *Mobilnye sistemy*. 2007;4:33–35. (in Russ.)
6. Clarke A.C. *Ascent to Orbit. A Scientific Autobiography: The Technical Writings of Arthur C. Clarke*. New York: John Wiley & Sons; 1984.
7. Kukl K.I. *Sputnikovaia svyaz: proshloe nastoiashchee budushchee* [Satellite Communications: Past, Present, Future]. Moscow: Goriachaia liniia – Telekom; 2015. 256 p.
8. Dvornikov S.V. Uproshchennoe predstavlenie modeli Hata dlia rascheta zatukhaniia signala na otkrytykh trassakh [Simplified Representation Hata Model for Calculating Signal Attenuation at the Open Tracks]. *Informatsiia i kosmos*. 2017;3:6–10. (in Russ.)
9. Dvornikov S.V., Vlasenko V.I., Muravtsov A.A., Dvornikov S.S., Kotov A. A. Proposals for application formula Vvedensky for calculating the diffusions of radioline transmission video. *Voprosy radioelektroniki. Seriya: Tekhnika teledeniia*. 2018;2:105–111. (in Russ.)
10. Dvornikov S.V., Pogorelov A.A., Romanenko P.G., Kochetkov A.O., Dvornikov A.S., Dombrovsky Y.A., Fedorenko I.V., Kolushev E. E, Kotov A. A, Duisenbekov O.A. Model of damping of signals for planning zones of covering digital television transmitters. *Voprosy radioelektroniki. Seriya: Tekhnika teledeniia*. 2018;1:49–53. (in Russ.)
11. Sklar B. *Digital Communications: Fundamentals and Applications*. Moscow: Viliams Publ.; 2007. 1104 p.
12. Korobkov E., Ljanguzov D., Snezhko V., Jakushenko S. Model of Assessment of Changes of Parameters of Stability of the Radio Relay Lines Caused by the Movement of Stations. *Proceedings of the VIth International Conference on Infotelecommunications in Science and Education, 01–02 March 2017, St. Petersburg, Russia*. St. Petersburg: The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications Publ.; 2017. p.452–457. (in Russ.)
13. Yakushenko S.A., Snezhko V.K., Korobkov E.S., Lianguzov D.A. Model for assessing the suitability of the radio-relay communication interval when organizing management in motion. *Achievements of Modern Radioelectronics*. 2017;12:12–16. (in Russ.)
14. Dvornikov S.V., Dvornikov S.S., Konoplev M.A. Radio Signals Identification Algorithm Based on Symmetrical Matrix. *Information Technology*. 2010;9:75–77. (in Russ.)
15. Hettmansperger T.P., McKean J.W. *Robust Nonparametric Statistical Methods*. London: Edward Arnold; 1998.
16. Gibbons J.D., Chakraborti S. *Nonparametric Statistical Inference*. Boca Raton: CRC Press; 2003.
17. Dvornikov S.S., Dvornikov S.V., Osadchii A.I., Ustinov A.A., Konoplev M.A., Sukharukov G.A. *Sposob raspoznavaniia radio signalov* [The Method of Recognition of Radio Signals]. Patent RF, no. 2430417, 25.05.2010. (in Russ.)
18. Dvornikov S.V., Kudryavtsev A.M. *Teoreticheskie osnovy chastotno-vremennogo analiza kratkovremennykh signalov: monografiia* [Theoretical Foundations of Time-Frequency Analysis of Short-Term Signals. Monograph]. St. Petersburg: Telecommunications Military Academy Publ.; 2010. 240 p. (in Russ.)
19. Yakushenko S.A., Sazonov M.A., Bibarsov M.R. *Radioreleinye i sputnikovye sistem peredachi spetsialnogo naznacheniia. Chast 1* [Radio Relay and Satellite Transmission Systems for Special Purposes. Part 1]. St. Petersburg: Telecommunications Military Academy Publ.; 2016. 486 p. (in Russ.)
20. Dvornikov S.V., Dvornikov S.S., Ivanov R.V., Gulidov A.A., Chihonadskih A.P. Protection of Structural Noise Radio Channel Frequency Shift Keying. *Information Technology*. 2017;23(3):193–198. (in Russ.)

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ОЦЕНКИ СКРЫТНОСТИ СПУТНИКОВЫХ КАНАЛОВ РАДИОСВЯЗИ С БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ. ЧАСТЬ 2

А.А. Ломакин¹, Д.Г. Пантенков^{1*}, В.М. Соколов²

¹АО «Кронштадт»,
Москва, 115432, Российская Федерация

²ПАО «РКК «Энергия»
Московская обл., г. Королев, 141070, Российская Федерация

*Адрес для переписки: pantenkov88@mail.ru

Информация о статье

УДК 621.396

Статья поступила в редакцию 18.04.2019

Ссылка для цитирования: Ломакин А.А., Пантенков Д.Г., Соколов В.М. Математические модели оценки скрытности спутниковых каналов радиосвязи с беспилотными летательными аппаратами. Часть 2 // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 4. С. 37–48. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-4-37-48

Аннотация: Статья посвящена рассмотрению вопросов скрытности спутниковых каналов радиосвязи с беспилотными летательными аппаратами и структурно состоит из двух частей. В первой части рассмотрены следующие вопросы: проведена общая постановка задачи разработки модели системы спутниковой связи, обеспечивающая ее скрытное функционирование от средств радиомониторинга; представлен математический аппарат оценки эффективности мер обеспечения пространственной избирательности при организации линий спутниковой связи на скрытность их функционирования; разработана модель функционирования системы спутниковой связи с применением методов сигнальной обработки для обеспечения скрытности ее функционирования; в заключении сформулированы предложения и рекомендации по обеспечению скрытности спутникового канала радиосвязи с беспилотными летательными аппаратами. Поскольку у проводящего радиомониторинг априорно отсутствует полная достоверная информация о сигнале, то во второй части статьи рассмотрены методы его квазиоптимальной обработки на основе авто- и взаимокорреляционных функций, что позволяет получить существенный энергетический выигрыш и обнаружить полезный сигнал даже при очень малом уровне его мощности на входе. Применение устройств автокорреляционной обработки сигналов значительно улучшает эффективность ведения радиомониторинга, что особенно актуально при отрицательных отношениях мощностей полезного сигнала и шумов на входе приемника. К основным положениям второй части статьи следует отнести математическую модель функционирования средств радиомониторинга в условиях принятия мер по обеспечению скрытности передачи информации, а также результаты расчетов параметров системы спутниковой связи при условии обеспечения ее скрытности.

Ключевые слова: комплексы с беспилотными летательными аппаратами, система спутниковой радиосвязи, космический аппарат, средства радиомониторинга, математическое моделирование, помехозащитность, скрытность спутниковой радиоперелинии, сигнально-энергетические параметры, устройства автокорреляционной обработки сигналов

Введение

В первой части статьи [1] рассмотрен ряд следующих принципиальных и актуальных с практической точки зрения вопросов обеспечения скрытности спутниковых каналов радиосвязи в интересах комплексов с беспилотными летательными аппаратами:

– обзор созданных отечественной промышленностью экспериментальных и опытных образцов комплексов с беспилотными летательными аппаратами (БЛА) тяжелого и сверхтяжелого классов большой продолжительности полета;

– краткий анализ исследований ряда авторов в области скрытного функционирования спутниковой связи (СПС) от средств радиомониторинга (РМ);

– оценка эффективности мер обеспечения пространственной избирательности при организации линий СпС;

– модель функционирования системы СпС с применением методов сигнальной обработки для обеспечения скрытности ее функционирования от средств РМ.

На основе проведенного анализа функционирования системы СпС в условиях противодействия средствам РМ были сформированы следующие предложения и рекомендации по обеспечению скрытности спутникового канала радиосвязи с беспилотными летательными аппаратами [1].

Во-первых, максимально использовать пространственную скрытность космического аппарата (КА).

Во-вторых, минимизировать ширину диаграммы направленности (ДН) и мощность излучения связанного сигнала за счет увеличения добротности приемного тракта средства земной станции (ЗС) СпС (БЛА). Кроме того, в процессе функционирования системы необходимо адаптивно изменять мощность излучения сигнала в зависимости от складывающейся радиоэлектронной обстановки (потерь в атмосфере, скорости передачи информации, мест дислокации и другой информации о средствах РМ).

И, в-третьих, использовать в средствах СпС сигнально-кодовые конструкции с минимальными пороговыми значениями отношения энергии бита сигнала к спектральной плотности мощности шума в сочетании с методами оптимальной обработки (корреляционная обработка сигналов и согласованная фильтрация).

Далее во второй части статьи будут рассмотрены вопросы функционирования средств РМ в условиях принятия мер по обеспечению скрытности информационного обмена между ЗС и БЛА с использованием каналов СпС, а также проанализированы результаты расчетов ее параметров в этих условиях.

1. Модель функционирования средств РМ в условиях принятия мер по обеспечению скрытности передачи информации

Одной из основных задач средств РМ, определяющих эффективность его функционирования, является обнаружение сигналов мониторинга, которое заключается в определении факта наличия сигнала при наличии на входе обнаружителя сигнала $s(t)$ и шума $n(t)$, либо факта отсутствия сигнала при наличии на входе обнаружителя только шума.

В соответствии с критерием Неймана – Пирсона в обнаружителе решение о наличии или отсутствии сигнала принимается на основе сравнения отношения правдоподобия с выбранным порогом, которое в общем случае имеет следующий вид [2]:

$$q = \frac{2}{N_0} \cdot \int_0^{T_n} \xi(t) \cdot s(t) dt \geq h_{\text{пор}}, \quad (1)$$

где $\xi(t)$ – суммарный сигнал на входе обнаружителя, равный:

$$\xi(t) = \lambda \cdot s(t) + n(t), 0 \leq t \leq T_n, \quad (2)$$

где λ – параметр, принимающий значение «1» при наличии сигнала или «0» при его отсутствии; T_n – интервал наблюдения сигнала; $h_{\text{пор}}$ – порог обнаружения сигнала.

Схема обнаружителя сигналов, реализующая данную логику, представлена на рисунке 1.



Рис. 1. Схема обнаружителя сигналов

При ведении РМ не только шум является случайным процессом, но и параметры обнаруживаемого сигнала. В зависимости от закона изменения случайных параметров сигнала меняется и отношение правдоподобия, следовательно, и эффективность решения задачи обнаружения [1–3].

На практике при ведении РМ в условиях априорной информационной неопределенности о параметрах сигналов РМ возможно существование двух типов моделей сигналов на входе обнаружителя: сигнал со случайной начальной фазой и сигнал со случайной амплитудой и начальной фазой.

Модель сигнала со случайной начальной фазой наблюдается при распространении сигнала РМ на трассах при отсутствии замираний, либо когда имеют место медленные замирания. Второй тип модели имеет место, когда сигнал РМ распространяется на трассе с быстрыми замираниями.

Эффективность решения задачи обнаружения сигналов (вероятность правильного обнаружения) определяется нижеследующими соотношениями [2].

Для модели сигнала со случайной начальной фазой:

$$P_{\text{обн}} = 1 - \int_{h_{\text{пор}}}^{\infty} \vartheta \cdot \exp\left(-\frac{\vartheta^2 + \frac{2 \cdot E}{N_0}}{2}\right) \times I_0\left(\vartheta \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot E}{N_0}}\right) d\vartheta, \quad (3)$$

где $I_0(x)$ – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка; $\frac{2 \cdot E}{N_0}$ – отношение энергии сигнала к спектральной плотности шума на входе обнаружителя, которое равно [2]:

$$\frac{2 \cdot E}{N_0} = q_{\text{обн}} = \frac{P_c}{P_{\text{ш}}}, \quad (4)$$

где $q_{\text{обн}}$ – отношение средней мощности сигнала РМ к средней мощности шумов на входе обнаружителя сигналов; $h_{\text{пор}}$ – пороговый уровень обнаружения сигнала, выбираемый из условия [2]:

$$h_{\text{пор}} = \sqrt{-\ln(P_{\text{лт}})}, \quad (5)$$

где $P_{\text{лт}}$ – вероятность ложной тревоги при решении задачи обнаружения сигнала.

Для модели сигнала со случайной амплитудой и начальной фазой [2]:

$$P_{\text{обн}} = P_{\text{лт}}^{\frac{1}{1+N_0}}. \quad (6)$$

Для рассмотренных двух моделей сигналов получены аналитические зависимости вероятности правильного обнаружения сигнала от отношения средней мощности сигнала РМ к средней мощности шумов на входе обнаружителя для фиксированных значений вероятности ложной тревоги, которые в графическом виде представлены на рисунке 2.

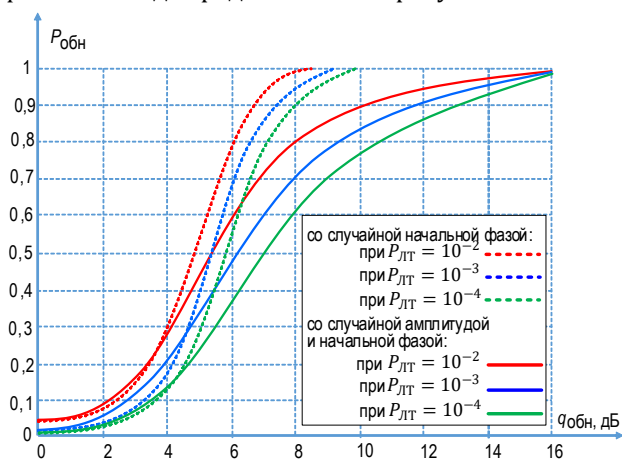


Рис. 2. Зависимости вероятности правильного обнаружения ($P_{\text{обн}}$) от отношения средней мощности сигнала к средней мощности шумов ($q_{\text{обн}}$) на входе обнаружителя для двух моделей сигналов

Анализ полученных зависимостей показывает, что вероятность обнаружения существенным образом зависит от модели сигнала РМ, вероятности ложной тревоги и от отношения средней мощности сигнала РМ к средней мощности шумов на входе обнаружителя (далее отношение сигнал/шум – $q_{\text{обн}}$). Из анализа аналитических выражений (1–6) следует, что для заданной модели сигнала в качестве показателя эффективности решения задачи обнаружения целесообразно принять вероятность правильного обнаружения сигнала ($P_{\text{обн}}$) при заданной величине порога ($h_{\text{пор}}$) или вероятности ложной тревоги ($P_{\text{лт}}$).

При проведении оценки эффективности ведения РМ необходимо исходить из наихудших условий по скрытности обнаруживаемого сигнала, которая соответствует более низкой вероятности обнаружения. Далее при проведении расчетов при ведении РМ примем: $P_{\text{обн}} \geq 0,1$; $P_{\text{лт}} = 10^{-3}$. Для выполнения этих требований по эффективности обнаружения

сигналов необходимо, чтобы $q_{\text{обн}}$ на входе обнаружителя составляло не менее 3,5 дБ для сигналов со случайной начальной фазой и $q_{\text{обн}} \geq 3$ дБ для сигналов со случайной амплитудой и начальной фазой.

Из анализа зависимостей (см. рисунок 2) также следует, что эффективность обнаружения зависит от средней мощности сигнала РМ, которая определяется его энергией, а, следовательно, и временем его наблюдения. В типовых условиях обнаружения полная мощность сигнала достигается при минимальном времени наблюдения, которое равно длительности элементарной посылки.

Как показывают энергетические расчеты [1–5], в большинстве практических случаев обеспечить в радиолиниях СпС требуемое для эффективного обнаружения отношение сигнал/шум не всегда представляется возможным.

Известно, что при линейном усилении отношение сигнал/шум не изменяется. Применение же в средствах РМ методов оптимального приема не представляется возможным, так как при этом необходимо обеспечить выполнение двух условий: наличие копии сигнала и наличие синхронизации обнаруживаемого сигнала с копией по частоте и по времени прихода.

При ведении РМ вследствие априорной информационной неопределенности о параметрах сигналов (несущей частоте, виде модуляции, скорости передачи информации и т.д.) выполнение этих условий не представляется возможным. Анализ известных методов ведения РМ энергетически слабых сигналов показывает, что в этих обстоятельствах обеспечить необходимое для эффективного обнаружения отношение сигнал/шум представляется возможным за счет применения методов авто- или взаимокорреляционной обработки сигналов, которые не требуют знания копии сигнала РМ.

Эквивалентные схемы обнаружителя сигналов на базе приемников авто- и взаимокорреляционной обработки представлены на рисунке 3. С позиции эффективности эти схемы обнаружителей сигналов обеспечивают примерно одинаковый выигрыш в отношении сигнал/шум на его выходе по сравнению со входом. Обнаружитель сигналов на базе автокорреляционного приемника более прост в технической реализации, поэтому далее остановимся на рассмотрении данного типа обнаружителя. В схеме обнаружителя данного типа, в отличие от традиционного, дополнительно последовательно включен автокорреляционный приемник. Автокорреляционный приемник в процессе свертки принимаемого сигнала осуществляет квазикогерентное накопление энергии полезного сигнала и некогерентное – шума, в результате чего отношение сигнал/шум на его выходе по мере накопления увеличивается. В момент времени T_0 , соответствующий максимуму отношения сигнал/шум

на выходе автокорреляционного приемника, производится отсчет и принятие решения о наличии/отсутствии сигнала.

В настоящее время известно несколько типов устройств, реализующих различные методы автокорреляционной обработки сигналов. Наибольшую эффективность (максимум отношения сигнал/шум на выходе) обеспечивают устройства, согласованные по виду модуляции с обрабатываемым сигналом [1–2]. При проведении оценки времени обнаружения сигнала средствами РМ следует исходить из того, что осуществляющий мониторинг находится в наиболее благоприятных для него условиях. Тогда можно предположить, что он применяет для ведения РМ устройства автокорреляционной обработки сигналов (УАКОС), согласованные с видом модуляции сигнала РМ [9–14].

В данном контексте рассматривается система, в которой для скрытой передачи сигналов применяются шумоподобные широкополосные сигналы с фазовой манипуляцией. Анализ известных методов автокорреляционной обработки сигналов показывает, что в этих условиях в наибольшей степени удовлетворяет метод фазоманипулированного (ФМн) сигнала на удвоенной частоте вспомогательного гетеродина. Структурная схема приемника-обнаружителя, использующего УАКОС, реализующая данный метод, представлена на рисунке 4.

Сигнал с выхода линейного тракта приемника на частоте f_c поступает на два канала преобразования частоты, а на другие входы смесителей поступает сигнал гетеродина f_r . В каждом из каналов осуществляется перенос сигнала по частоте и его последующая фильтрация. Сигналы в одном канале переносятся на частоту $f_c + f_r$, а в другом – на частоту $f_c - f_r$. Преобразованные таким образом сигналы с обоих каналов поступают на соответствующие входы умножителя коррелятора, на выходе которого формируется сигнал свертки $\xi^2(t, 2f_r)$ на удвоенной частоте гетеродина. Этот сигнал свертки подается на узкополосный фильтр, выполняющий роль интегратора, на выходе которого образуется сигнал автокорреляционной свертки [14]:

$$P_{\text{обн}} = Pv(t) = \int_0^{T_n} \xi^2(t, 2f_r) dt \frac{1}{1 + \frac{E}{N_0}}. \quad (7)$$

В момент времени T_0 , равный T_n , который соответствует максимуму сигнала свертки, производится отсчет сигнала свертки в обнаружителе. При свертке двух составляющих суммарного входного сигнала, содержащего полезный сигнал $s(t)$ и шум $n(t)$, в умножителе образуются 4 компоненты вида:

$$s(t) \times s(t), s(t) \times n(t), n(t) \times s(t), n(t) \times n(t).$$

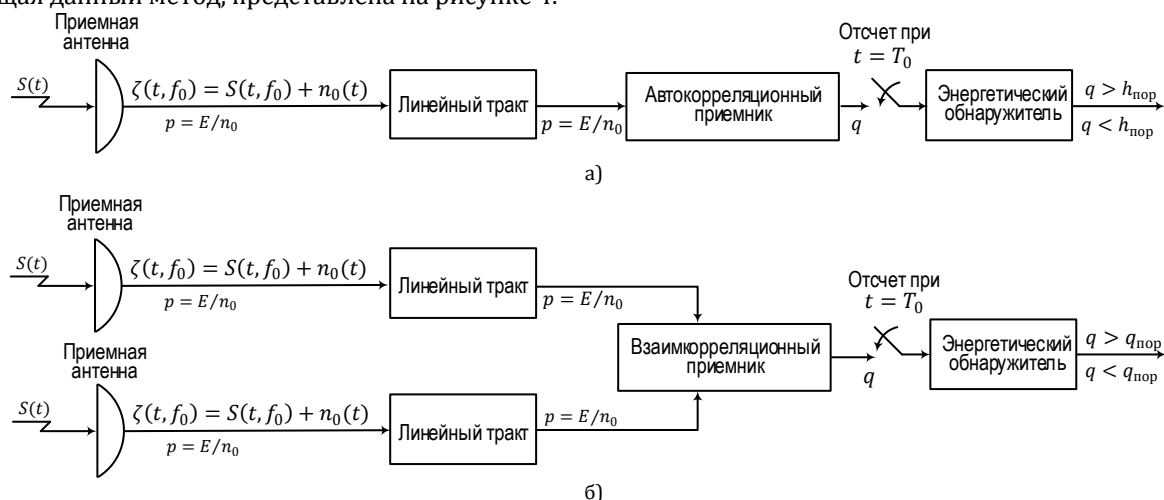


Рис. 3. Эквивалентная схема обнаружителя сигналов на базе автокорреляционного (а) и взаимокорреляционного приемников (б)

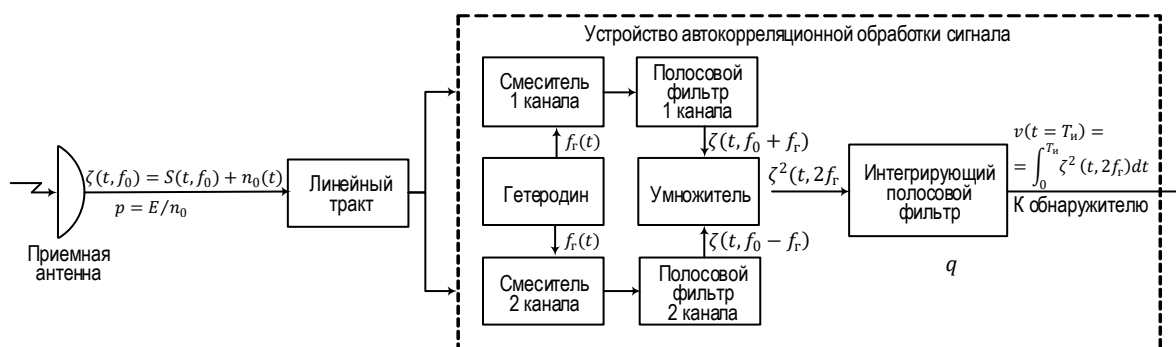


Рис. 4. Структурная схема приемника-обнаружителя, использующего УАКОС, реализующего метод свертки ФМн-сигнала на удвоенной частоте вспомогательного гетеродина

С позиции обнаружения сигнала первые три являются полезными, а последняя – помехой.

На выходе УАКОС величина отношения сигнал/шум зависит от целого ряда нижеперечисленных параметров.

1) Эквивалентная база сигнала, рассчитываемая по выражению: $B = \Delta f_c \cdot T_{\text{и}}$.

2) Расстройка несущей частоты принимаемого сигнала f_c и центральной частоты приемника f_0 , определяемая относительной расстройкой по частоте: $\alpha_f = |f_0 - f_c|/\Delta f_{\text{п}}$, где $\Delta f_{\text{п}}$ – полоса пропускания приемника.

3) Расстройка ширины высокочастотного спектра принимаемого сигнала Δf_c относительно полосы пропускания приемника $\Delta f_{\text{п}}$, определяемая относительной полосой частот приема:

$$\beta_{\text{п}} = \begin{cases} \Delta f_{\text{п}}/\Delta f_c & \text{при } \Delta f_{\text{п}} \leq \Delta f_c \\ \Delta f_c/\Delta f_{\text{п}} & \text{при } \Delta f_{\text{п}} > \Delta f_c \end{cases} \quad (8)$$

4) Расстройка времени обработки сигналов в приемнике, определяемая относительной расстройкой по времени обработки сигналов:

$$\gamma_{\text{в}} = \begin{cases} \frac{T_{\text{нс}} - T_{\text{ни}}}{T_{\text{и}}} & \text{при } T_{\text{нс}} \geq T_{\text{ни}} \\ \frac{T_{\text{кс}} - T_{\text{ки}}}{T_{\text{и}}} & \text{при } T_{\text{нс}} < T_{\text{ни}} \end{cases}, \quad (9)$$

где $T_{\text{ни}}$ и $T_{\text{ки}}$ – время начала и конца интегрирования сигнала в УАКОС; $T_{\text{нс}}$ и $T_{\text{кс}}$ – время начала и окончания сигнала на входе приемной системы.

С применением метода спектрального анализа применительно к УАКОС, реализующего метод свертки сигнала на удвоенной частоте вспомогательного гетеродина, получено выражение для отношения мощности сигнала к мощности шума на выходе УАКОС в зависимости от указанных параметров при решении задачи обнаружения:

$$q = \frac{K_{\text{г}}^2 \rho^2 B_{\text{эк}} (1 - |\gamma_{\text{в}}|)}{2\pi^2} \times \left\{ \text{Si}[\pi(1 - |\gamma_{\text{в}}|)] - \text{Si}[\pi(|\gamma_{\text{в}}| - 1)] + \frac{\sin^2[\pi(1 - |\gamma_{\text{в}}|)]}{[\pi(1 - |\gamma_{\text{в}}|)]} - \frac{\sin^2[\pi(|\gamma_{\text{в}}| - 1)]}{[\pi(|\gamma_{\text{в}}| - 1)]} \right\} \times$$

$$\times \frac{K_{\text{г}}^2 \rho (1 - \alpha_f)}{\pi \beta_{\text{п}}} \times \left\{ \frac{\sin^2[\pi \beta_{\text{п}} (2\alpha_f + 1)]}{\pi \beta_{\text{п}} (2\alpha_f + 1)} - \frac{\sin^2[\pi \beta_{\text{п}} (2\alpha_f - 1)]}{\pi \beta_{\text{п}} (2\alpha_f - 1)} + \text{Si}[\pi \beta_{\text{п}} (2\alpha_f + 1)] - \text{Si}[\pi \beta_{\text{п}} (2\alpha_f - 1)] \right\}^2 \times \quad (10)$$

$$\times \left\{ 1 + \frac{\sin^2[\pi \beta_{\text{п}} (2\alpha_f + 1)]}{\pi \beta_{\text{п}} (2\alpha_f + 1)} - \frac{\sin^2[\pi \beta_{\text{п}} (2\alpha_f - 1)]}{\pi \beta_{\text{п}} (2\alpha_f - 1)} + \text{Si}[\pi \beta_{\text{п}} (2\alpha_f + 1)] - \text{Si}[\pi \beta_{\text{п}} (2\alpha_f - 1)] \right\}^{-1}$$

где $B_{\text{эк}}$ – эквивалентная база сигнала, равная $B_{\text{эк}} = \Delta F_{\text{пр}} \cdot T_{\text{инт}}$; $\Delta F_{\text{пр}}$ – полоса пропускания УАКОС;

$T_{\text{инт}}$ – время интегрирования в УАКОС; $\text{Si}(z)$ – интегральный синус, равный $\text{Si}(z) = \int_0^z \frac{\sin(x)}{x} dx$.

С помощью этого выражения получен ряд функциональных зависимостей отношения мощности сигнала от мощности шумов на выходе УАКОС при решении задачи обнаружения от ряда параметров. На рисунке 5 представлены зависимости отношения мощности сигнала от мощности шумов на выходе УАКОС от отношения мощности сигнала к мощности шумов на входе УАКОС для фиксированных значений эквивалентной базы сигналов $B = 20, 25, 30$ и 40 дБ (соответственно, красная, синяя, зеленая и фиолетовая линии) при $\alpha_f = 0$, $\beta_{\text{п}} = 1$ и $\gamma_{\text{в}} = 0$.

На рисунках 6а–6г представлены зависимости отношения мощности сигнала к мощности шумов на выходе УАКОС от следующих величин:

- полосы частот приема $\beta_{\text{п}}$ при $B = 30$ дБ, $\alpha_f = 0$ и $\gamma_{\text{в}} = 0$;
- относительной расстройки по частоте α_f при $B = 30$ дБ, $\beta_{\text{п}} = 0$ и $\gamma_{\text{в}} = 0$;
- базы сигнала B при $\alpha_f = 0$, $\beta_{\text{п}} = 1$ и $\gamma_{\text{в}} = 0$;
- относительной расстройки по времени обработки сигналов $\gamma_{\text{в}}$ при $B = 30$ дБ, $\alpha_f = 0$ и $\beta_{\text{п}} = 0$.

Зеленая линия на рисунках соответствует отношению мощности сигнала к мощности шумов на входе УАКОС $p = -5$ дБ, синяя линия – $p = 0$ дБ, красная линия – $p = +5$ дБ.).

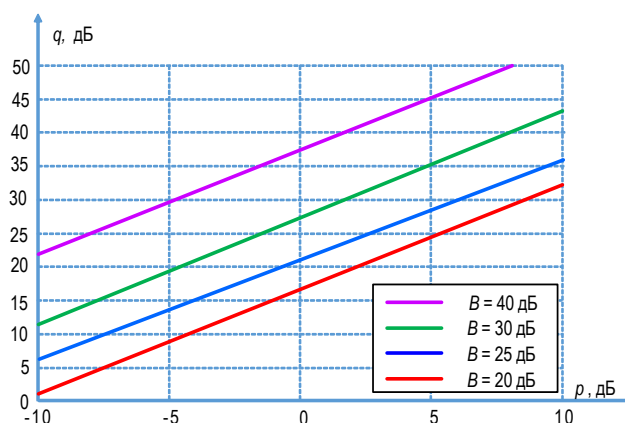


Рис. 5. Зависимости отношения мощности сигнала к мощности шумов на выходе УАКОС от отношения их мощностей на входе

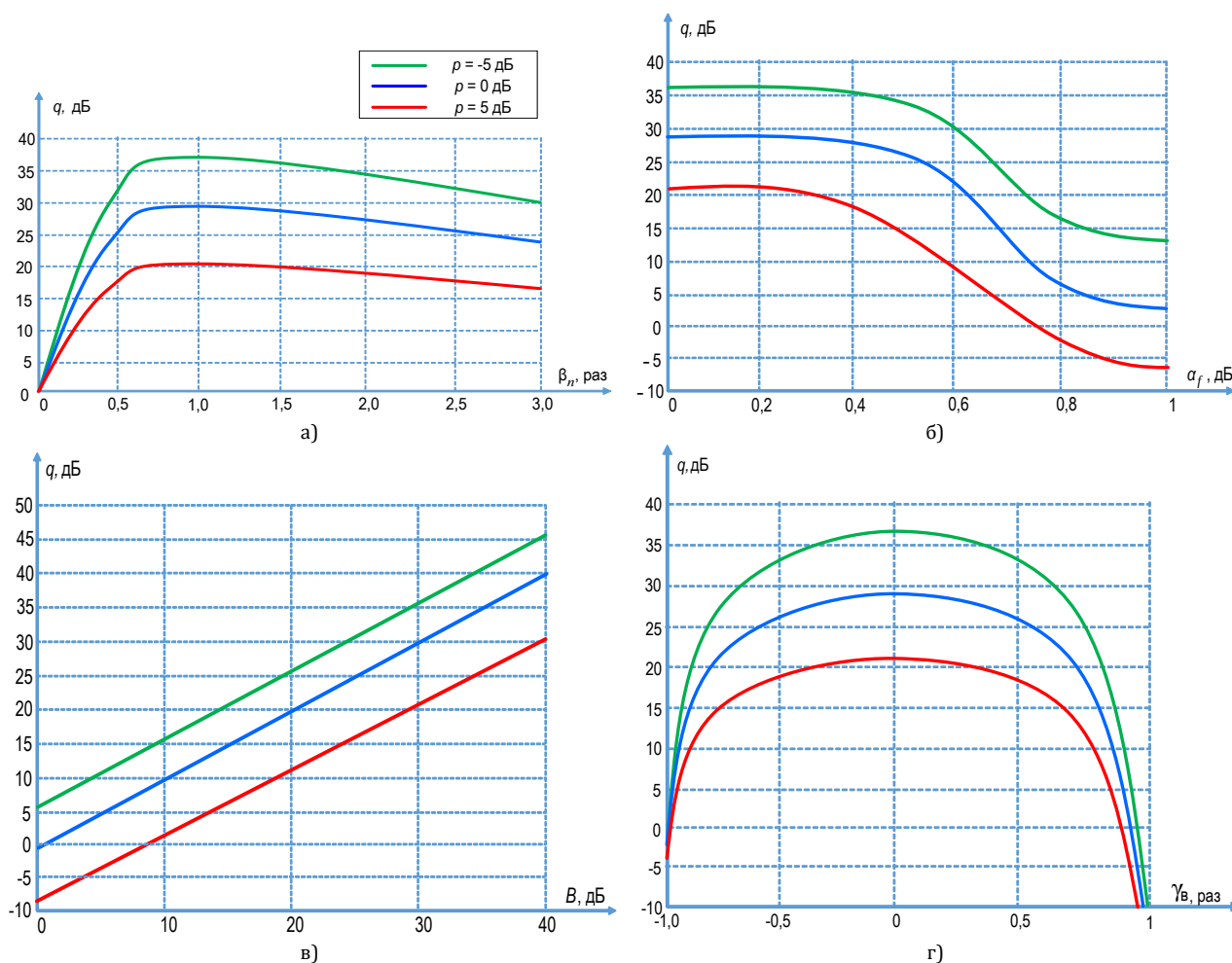


Рис. 6. Зависимости отношения мощности сигнала к мощности шумов на выходе УАКОС от относительной полосы частот приема (а), от относительной расстройки по частоте (б), от базы сигналов (в), от времени обработки сигналов (г)

Анализ полученных зависимостей показывает, что отношения мощности сигнала к мощности шумов на выходе УАКОС при решении задачи обнаружения:

- изменяется по линейному закону прямо пропорционально изменению базы сигналов и отношению мощности сигнала к мощности шумов на входе УАКОС;

- даже при отрицательных отношениях мощности сигнала к мощности шумов на входе приемной системы, применяя УАКОС, можно обеспечить необходимое для эффективного обнаружения сигналов отношение мощности на входе обнаружителя;

- при относительной расстройке сигнала по частоте в диапазоне от 0 до 0,4 наблюдается снижение отношения не более, чем на 3 дБ, а в диапазоне от 0,4 до 1 происходит резкое снижение отношения, которое составляет до 20 дБ;

- возрастает при увеличении относительной полосы частот приема от 0 до 1 и достигает максимального значения при равенстве полосы частот приема полосе частот сигнала, а при дальнейшем увеличении полосы отношение линейно снижается;

- максимально при отсутствии расстройки по времени обработки сигналов. При увеличении относительной расстройки по времени обработки сигналов в диапазоне от 0 до 0,5 наблюдается незначительное снижение, которое не превышает 3 дБ. При дальнейшем увеличении относительной расстройки по времени обработки сигналов до единицы происходит значительное снижение отношения на 35 дБ при запаздывании расстройки и 65 дБ при опережении расстройки по времени.

Таким образом, эффективность УАКОС существенным образом зависит от правильного выбора их параметров. При ведении РМ в условиях априорной информационной неопределенности возникает проблема выбора рациональных параметров УАКОС. На практике для повышения эффективности применяются методы параллельного и последовательного поиска их рациональных параметров в процессе ведения РМ. Последовательный поиск рациональных параметров УАКОС требует больших временных затрат. Параллельный поиск, основанный на многоканальной обработке с выбранным шагом изменения параметра по каждому из оптимизируемых параметров, является более сложным с точки зрения практической реализации [2, 15–20, 24, 25, 28].

С практической точки зрения, применительно к рассматриваемой ситуации наиболее предпочтительным является параллельный метод поиска рациональных параметров УАКОС. С учетом практической возможности технической реализации, а также получения гарантированных оценок скрытности ведения РМ при применении УАКОС, для проведения расчетов примем, что величина относительной расстройки по частоте составляет 0,1, по времени обработки сигналов – 0,1 от максимальной расстройки, относительной полосы частоты приема – 0,5.

С позиции обеспечения скрытности линий связи важнейшим параметром вектора связного сигнала является длительность его излучения, которая применительно к рассматриваемой ситуации должна удовлетворять неравенству [1,2]:

$$T_{из\text{ сс}} < T_{обн}, \quad (11)$$

где $T_{из\text{ сс}}$ – длительность излучения связного сигнала; $T_{обн}$ – время, необходимое для обнаружения сигнала средствами РМ.

При традиционном способе обнаружения сигналов (без применения УАКОС) время, необходимое для обнаружения сигнала, определяется из условия:

$$T_{обн} \geq \frac{1}{\Delta f_c}. \quad (12)$$

При обнаружении сигнала с применением УАКОС время, необходимое для обнаружения сигнала, определяется соотношением:

$$T_{обн} \geq \frac{B}{\Delta f_{пр}}. \quad (13)$$

2. Вычисление параметров системы СпС при условии обеспечения ее скрытности от средств РМ

При проектировании любой системы СпС одной из основных задач является определение параметров приемной и передающей системы соответствующих линий связи. Применительно к рассматриваемой задаче определению подлежат следующие параметры системы связи [1–3, 21–28]:

- скорость передачи информационного сигнала;
- вид первичной модуляции;
- несущая частота связного сигнала;
- коэффициент усиления передающей антенной системы (АС);
- эквивалентная изотропная излучаемая мощность;
- коэффициент усиления приемной АС;
- шумовая температура приемной системы;
- база сигнала.

Перечисленные параметры системы связи, за исключением последнего, предварительно определяются Заказчиком и выдаются в виде исходных данных, которые приведены в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Исходные данные, принятые при проведении расчетов по уточнению параметров системы СпС с учетом обеспечения требований по скрытности связи

Наименование параметра, ед. изм.	Обозначение параметра	Размещение средства РМ в зоне/вне зоны освещенности главного лепестка ДН передающей АС КА
Высота орбиты, км	$h_{ор}$	35875
Диапазон рабочих частот передачи КА, ГГц	D_f	36,650...36,850
Несущая частота сигнала, ГГц	f_c	36,75
Максимальная полоса частот передачи, МГц	$\Delta F_{пер}$	200
Дополнительное затухание сигнала на трассе распространения «КА – ЗС/БЛА», дБ	$L_{д\text{ КА} - \text{ЗС/БЛА}}$	12
Дополнительное затухание сигнала на трассе распространения «КА – РМ», дБ	$L_{д\text{ КА} - \text{РМ}}$	10
Скорость передачи информационного сигнала, кбит/с	$V_{КА}$	6; 12; 96
База сигнала, дБ: – для $V_{КА} = 6$ кбит/с; – для $V_{КА} = 12$ кбит/с; – для $V_{КА} = 96$ кбит/с	B	45; 42; 33
Вид модуляции	–	QPSK
Коэффициент усиления передающей АС КА, дБ	$G_{пер\text{ КА}}$	42,27
Эквивалентная изотропно излучаемая мощность, дБВт	$E_{КА}$	не менее 38
Коэффициент усиления приемной АС ЗС/БЛА, дБ	$G_{пр\text{ ЗС/БЛА}}$	49,7
Шумовая температура приемной системы средства ЗС/БЛА, °К	$T_{пр\text{ ЗС/БЛА}}$	200
Вероятность ошибочного приема на бит информации	BER	10^{-6}
Пороговое отношение сигнал/ шум при BER = 10^{-6} , дБ	$q_{пор}$	6
Угол визирования АС КА на АС РМ, градус	$\theta_{РМ}$	1,12 / 3; 5; 10
Коэффициент усиления приемной АС средства РМ, дБ	$G_{пр\text{ РМ}}$	60
Шумовая температура приемной системы средства РМ, °К	$T_{пр\text{ РМ}}$	100
Требуемая вероятность правильного обнаружения	$P_{обн\text{ тр}}$	0,1
Пороговое отношение мощности сигнала к мощности шумов, при которой обеспечивается требуемая эффективность обнаружения, дБ	$q_{пор\text{ обн}}$	3
Вероятность ложной тревоги	$P_{лт}$	10^{-3}
Относительная полоса частоты приема	$\beta_{п}$	1/1
Относительная расстройка несущей частоты средства РМ, раз	α_f	0,1/0,1
Относительная расстройка по времени обработки сигналов средства РМ, раз	$\gamma_{в}$	0,1/0,1

Однако при их определении не учитываются требования по обеспечению скрытности связи – возможности «третьей стороны» по обнаружению сигналов источника излучения. На данном этапе исследований требуется уточнить определенные ранее параметры системы с учетом обеспечения требований по скрытности [1].

В таблице 1 также приведены необходимые для проведения этих расчетов исходные данные, определяющие:

- параметры трасс распространения сигналов «КА – ЗС/БЛА» и «КА – средство РМ»;
- местоположение средств СпС и средств РМ;
- методы ведения РМ;
- параметры средств РМ.

При задании этих данных необходимо учитывать:

- получение гарантированных оценок, как функционирования системы, так и средств РМ;
- получение оценок для различных типовых вариантов размещения средств РМ;
- возможность применения для организации СпС как простых, так и сложных сигналов;
- возможность использования для обнаружения сигналов как традиционных методов, так и с применением УАКОС.

При определении исходных данных для расчета линий СпС следует исходить из того, что параметры приемной и передающей системы полностью согласованы и находятся в частотной и временной синхронизации. При определении исходных данных для расчета эффективности функционирования для получения гарантированных оценок по скрытности линий СпС, будем полагать, что осуществляющий мониторинг выберет наиболее рациональные в соответствующей ситуации параметры аппаратуры РМ [1–5].

Проведение таких расчетов должно базироваться на комплексном подходе, который предполагает учет всех параметров и ограничений, обеспечивающих как требования по эффективности функционирования системы СпС, так и по ее скрытности от средств РМ. В основе этих расчетов положены описательные модели функционирования всех элементов системы. Алгоритм, реализующий комплексный подход к расчету параметров системы СпС, при условии обеспечения ее скрытности, представлен на рисунке 7.

В соответствии с данным алгоритмом, при использовании исходных данных, представленных в таблице 1, представляется возможным ещё на этапе аванпроекта (проведения предконтрактных работ) определить потенциальную скрытность проектируемой системы СпС с учетом возможностей стороны, осуществляющей мониторинг. При этом количественным критерием скрытности выступает вероятность обнаружения сигнала средства РМ.

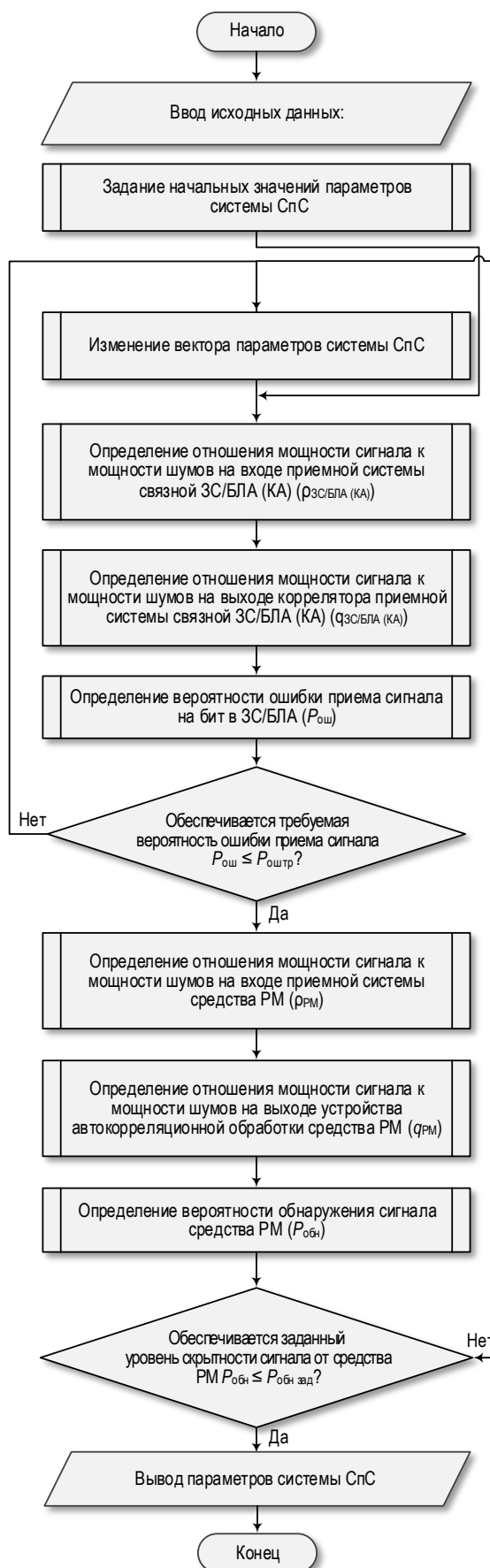


Рис. 7. Алгоритм расчета параметров системы СпС при условии обеспечения ее скрытности

Кроме того, в таблице 1 представлены требования по эффективности функционирования системы СпС и средств РМ. Для сравнения эффективности системы СпС при различных вариантах построения обнаружителей средств РМ и их размещения целесообразно использовать соответствующие энергетические критерии. При проектировании систем СпС в качестве энергетических критериев применяются пороговые отношения мощности сигнала к мощности шумов на входе демодулятора и обнаружителя, для которых обеспечивается требуемая вероятность ошибки приема сигнала и заданная вероятность обнаружения сигнала, соответственно. На основе сравнения полученного расчетного отношения мощности сигнала к мощности шумов на входе демодулятора и обнаружителя с заданным порогом можно судить об эффективности анализируемого варианта.

Для принятых исходных данных (см. таблицу 1), в соответствии с алгоритмом (см. рисунок 7) были проведены расчеты отношений мощности сигнала к мощности шумов на входе приемной системы ЗС и средства РМ, которые представлены в таблице 2.

ТАБЛИЦА 2. Результаты расчетов отношений мощности сигнала к мощности шумов на входе приемной системы ЗС и средства РМ

Скорость передачи связанного сигнала, кбит/с (база сигнала, дБ)	Отношение мощности сигнала к мощности шумов на входе приемной системы ЗС/БЛА, дБ	Отношение мощности сигнала к мощности шумов на входе обнаружителя средства РМ, дБ			
		В главном луче	При угле визирования АС КА на АС РМ, градус		
			3	5	10
Для варианта простого связанного сигнала и обнаружителя без УАКОС					
6	27,6	39,9	17,9	10,9	2,9
12	24,6	36,9	14,9	7,9	-0,1
96	15,6	27,88	5,88	-1,12	-9,12
Для варианта сложного связанного сигнала и обнаружителя без УАКОС					
6 (В = 45)	-17,4	-5,1	-27,1	-34,1	-42,1
12 (В = 42)	-20,4	-8,1	-30,1	-37,1	-45,1
96 (В = 33)	-29,4	-17,1	-39,1	-46,1	-54,1

В таблице 2 выделены графы с сочетанием параметров сигналов и аппаратуры РМ, которые согласно исходным данным таблицы 1 можно обнаружить без применения автокорреляционной обработки (пороговое отношение обнаружения больше 3 дБ). Остальные комбинации характеристик обнаружению по заявленным критериям не подлежат.

Применение УАКОС значительно улучшает эффективность РМ. В таблице 3 приведены расчетные характеристики времени обнаружения сигналов независимо от его базы для различных вариантов размещения средств РМ.

ТАБЛИЦА 3. Требуемые для эффективного обнаружения сигналов параметры УАКОС и обнаружителя при различных вариантах размещения средств РМ

Наименование параметра	Варианты размещения средств РМ			
	В главном луче	При угле визирования АС КА на АС РМ, градус		
		3	5	10
Эквивалентная база УАКОС, дБ	14	57	71	87
Время обнаружения, с	$1,25 \times 10^{-7}$	$2,5 \times 10^{-3}$	0,063	2,5

Необходимо отметить, что расчеты эквивалентной базы и требуемого времени обнаружения сигналов проводились из условия получения гарантированных оценок скрытности связи в предположении, что полоса пропускания УАКОС согласована с шириной спектра связанного широкополосного сигнала с фазовой манипуляцией [8,12]. В условиях априорной информационной неопределенности о параметрах сигналов это условие невыполнимо без применения дополнительного поиска по полосе приема.

Реализация методов последовательного поиска приведет к дополнительному увеличению требуемого времени обнаружения сигналов. При параллельном поиске потребуются дополнительное увеличение эквивалентной базы сигнала, что также приведет к увеличению требуемого времени обнаружения сигналов.

Заключение

1) Применение УАКОС значительно улучшает эффективность ведения РМ, что особенно актуально при отрицательных отношениях мощностей полезного сигнала и шумов на входе устройств автокорреляционной обработки сигналов.

2) Эффективность функционирования УАКОС существенно зависит от правильного выбора параметров. В этом случае на практике целесообразно применять апробированные методы параллельного и последовательного поиска их рациональных параметров непосредственно в ходе ведения РМ.

3) Рассмотренные в данной статье подходы к ведению РМ, а также полученные расчетные значения и графические зависимости имеют строго практическую направленность, заключающуюся в появлении принципиальной возможности при формировании Технического задания на комплексы средств СпС в обеспечение функционирования комплексов с БЛА учесть сигнально-энергетические параметры радиолинии СпС не только для обеспечения требований по скорости передачи данных в информационном канале и помехоустойчивости в командно-телеметрическом канале, но также и для скрытности ее функционирования на предмет возможности ведения РМ со стороны «третьих лиц».

Список используемых источников

1. Егоров А.Т., Ломакин А.А., Пантенков Д.Г. Математические модели оценки скрытности спутниковых каналов радиосвязи с беспилотными летательными аппаратами. Часть 1 // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 3. С. 19–26. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-3-19-26
2. Перов А.И. Статистическая теория радиотехнических систем. М.: Радиотехника, 2003. 400 с.
3. Долженков Н.Н., Абрамов А.В., Егоров А.Т., Ломакин А.А., Пантенков Д.Г. Бортовой терминал радиосвязи беспилотного летательного аппарата. Патент на полезную модель RUS 191165 от 26.07.2019. Бюл. № 21.
4. Тюлин А.Е., Бетанов В.В., Ларин В.К. Информационное обеспечение управления космическими аппаратами. Системный подход к решению задач. М.: Радиотехника, 2019. 272 с. DOI:10.18127/B9785931081854
5. Тестоедов Н.А., Косенко В.Е., Выгонский Ю.Г., Кузовников А.В., Мухин В.А., Чеботарев В.Е. и др. Космические системы ретрансляции. М.: Радиотехника, 2017. 448 с.
6. Бузов А.Л., Букашкин С.А. Специальная радиосвязь. Развитие и модернизация оборудования и объектов. М.: Радиотехника, 2017. 448 с.
7. Кузовников А.В. и др. Современные технологии радиомониторинга в спутниковых системах связи и ретрансляции. М.: Радиотехника, 2015. 214 с.
8. Журавлев В.И., Руднев А.Н. Цифровая фазовая модуляция. М.: Радиотехника, 2012. 208 с.
9. Немировский М.С., Локшин Б.А., Аронов Д.А. Основы построения систем спутниковой связи. М.: Горячая линия – Телеком, 2017. 432 с.
10. Пантенков Д.Г., Литвиненко В.П. Компьютерное моделирование передачи полезной информации в спутниковых радиолиниях при многолучевой связи // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2013. Т. 9. № 3-1. С. 127–131.
11. Великоиваненко В.И., Гусаков Н.В., Донченко П.В., Ломакин А.А., Пантенков Д.Г., Соколов В.М. Система спутниковой связи с последовательным зональным обслуживанием // Космонавтика и ракетостроение. 2014. № 2(75). С. 48–56.
12. Литвиненко В.П., Глушков А.Н., Пантенков Д.Г. Некогерентный цифровой демодулятор «в целом» кодированных сигналов с фазовой манипуляцией. Патент на изобретение RUS 2556429 от 14.07.2014. Опубл. 10.07.2015. Бюл. № 19.
13. Вейко А.В., Великоиваненко В.И., Ломакин А.А. и др. Методический подход оценки компенсации доплеровского смещения частоты в спутниковых линиях информационного обмена при эксплуатации космических систем связи // Проблемные вопросы развития наземных комплексов, стартового оборудования и эксплуатации летательных аппаратов. 2018. № 13. С. 289–297.
14. Иванкин Е.Ф. Информационные системы с апостериорной обработкой результатов наблюдений. М.: Горячая линия – Телеком, 2008. 168 с.
15. Лепин В.Н. Помехозащита радиоэлектронных систем управления летательными аппаратами и оружием. М.: Радиотехника, 2017. 416 с.
16. Рудой В.М. Системы передачи информации: учебное пособие. М.: Радиотехника, 2007. 280 с.
17. Ярлыкова М.С. Марковская теория оценивания в радиотехнике. М.: Радиотехника, 2004. 505 с.
18. Шелухин О.И., Тенякшев А.М., Осин А.В. Моделирование информационных систем. М.: Радиотехника, 2005. 368 с.
19. Верба В.С., Татарский Б.Г. Комплексы с беспилотными летательными аппаратами. В 2-х книгах. М.: Радиотехника, 2016. 1352 с.
20. Дворников С.В., Духовницкий О.Г. Оценка помехозащищенности профессионального радионавигационного оборудования системы ГЛОНАСС // Информация и космос. 2015. № 4. С. 73–77.
21. Агиевич С.Н., Луценко С.А. Оценка помехоустойчивости спутниковых систем радиосвязи с фазоманипулированными широкополосными сигналами // Вопросы оборонной техники. Серия 16: Технические вопросы противодействия терроризму. 2018. № 123-124. С. 132–137.
22. Долженков Н.Н., Пантенков Д.Г., Егоров А.Т., Ломакин А.А., Литвиненко В.П., Великоиваненко В.И., Лю-Кэ-Сю Е.Ю. Технические характеристики комплекса средств спутниковой радиосвязи с беспилотными летательными аппаратами // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2019. Т. 15. № 3. С. 74–82.
23. Долженков Н.Н., Пантенков Д.Г., Литвиненко В.П., Ломакин А.А., Егоров А.Т., Гриценко А.А. Интегрированный комплекс дальней радиосвязи для повышения эффективности решения целевых задач беспилотными летательными аппаратами // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2019. Т. 15. № 3. С. 102–108. DOI: 10.25987/VSTU.2019.15.3.015
24. Дятлов А.П. Корреляционная обработка широкополосных сигналов в автоматизированных комплексах радиомониторинга. М.: ГЛТ, 2013. 332 с.
25. Киселев Д.Н. Радиомониторинг и распознавание радиоизлучений: Учебное пособие для вузов. М.: РиС, 2015. 90 с.
26. Пантенков Д.Г. Результаты анализа наземных испытаний комплекса средств спутниковой радиосвязи для беспилотных летательных аппаратов // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета, 2019. № 69. С. 42–51.
27. Пантенков Д.Г., Гусаков Н.В., Егоров А.Т., Ломакин А.А., Литвиненко В.П., Великоиваненко В.И. и др. Техническая реализация высокоскоростного информационного канала радиосвязи с беспилотного летательного аппарата на наземный пункт управления // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2019. Т. 15. № 5. С. 52–71.
28. Пестряков В.Б., Кузнецов В.Д. Радиотехнические системы. М.: Радио и связь, 1985.

* * *

MATHEMATICAL MODELS OF SATELLITE COMMUNICATION SYSTEMS WITH UNMANNED AERIAL VEHICLES AND COUNTER-MEANS OF RADIO CONTROL. PART 2

A. Lomakin¹, D. Pantenkov¹, V. Sokolov²

¹JSC Kronstadt,
Moscow, 115432, Russian Federation

²PAO S.P. Korolev Rocket and Space Corporation Energia,
Moscow region, Korolev, 141070, Russian Federation

Article info

The article was received 18th April 2019

For citation: Lomakin A., Pantenkov D., Sokolov V. Mathematical Models of Satellite Communication Systems with Unmanned Aerial Vehicles and Counter-Means of Radio Control. Part 2. 2019;5(4):37–48. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-4-37-48>

Abstract: *The article is devoted to the issues of stealth satellite radio channels with unmanned aerial vehicles (UAV) and it consists of two parts. In the first part of this article the following questions are considered: the general statement of a system development problem of satellite model communication providing its stealth functioning by means of radio monitoring is carried out; the mathematical apparatus for the assessing the effectiveness of ensuring spatial selectivity in the organization of satellite communication lines at hidden objects of their functioning is presented; the functioning model of the satellite communication system which use the signal processing methods to ensure the secrecy of its functioning by means of radio monitoring is developed; in the conclusion, proposals and recommendations are formulated to ensure the secrecy of the satellite radio channel with unmanned aerial vehicles. Since the eventual opponent a priori lacks complete reliable information about the radio monitoring signal, the second part of the article considers the methods of quasi-optimal signal processing based on auto- and intercorrelation processing, which allows to obtain a significant energy gain and detect a useful signal even at a very low level of its power at the input. The use of autocorrelation signal processing devices significantly improves the efficiency of radio monitoring (RM), which is especially important in the case of negative ratios of useful signal power and noise at the input of autocorrelation signal processing devices. The main results of the second part of the article include: a mathematical functioning model of the opponent's RM means in the conditions of taking measures to ensure the information transfer secrecy, the parameters calculations results of the satellite system provided that it is hidden from the RM means.*

Keywords: *complexes with unmanned aerial vehicles, satellite radio communication system, improving the efficiency of the unmanned aerial vehicle, radio monitoring, mathematical modeling, noise immunity, stealth satellite radio line, the device of the autocorrelation signal processing.*

References

1. Egorov A., Lomakin A., Pantenkov D. Mathematical Models of Satellite Communication Systems with Unmanned Aerial Vehicles and Counter-Means of Radio Control. Part 1. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(3):19–26. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-3-19-26>
2. Perov A.I. *Statisticheskaya teoriya radiotekhnicheskikh sistem* [Statistical Theory of Radio Systems]. Moscow: Radiotekhnika Publ.; 2003. 400 p. (in Russ.)
3. Dolzhenkov N.N., Abramov A.V., Egorov A.T., Lomakin A.A., Pantenkov D.G. *Bortovoi terminal radiosvyaзи беспилотного летательного аппарата* [Unmanned Aerial Vehicle Radio Terminal]. Patent RF no. 191165, 26.07.2019 (in Russ.)
4. Tiulin A.E., Betanov V.V., Larin V.K. *Informatsionnoye obespecheniye upravleniya kosmicheskimi apparatami. Sistemnyi podkhod k resheniyu zadach* [Information Support for Spacecraft Control. A Systematic Approach to Solving Problems]. Moscow: Radiotekhnika Publ.; 2019. 272 p. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.18127/B9785931081854>
5. Testodov N.A., Kosenko V.E., Vygonskii Iu.G., Kuzovnikov A.V., Mukhin V.A., Chebotarev V.E., et al. *Kosmicheskie sistemy retranslyatsii* [Space Relay Systems]. Moscow: Radiotekhnika Publ.; 2017. 448 p. (in Russ.)

6. Buzov A.L., Bukashkin S.A. *Spetsialnaia radiosviyaz Razvitie i modernizatsiia oborudovaniia i obiektov* [Special Radio Communication. Development and Modernization of Equipment and Facilities]. Moscow: Radiotekhnika Publ.; 2017. 448 p. (in Russ.)
7. Kuzovnikov A.V., et al. *Sovremennye tekhnologii radiomonitoringa v sputnikovykh sistemakh svyazi i retransliatsii* [Modern Technologies of Radio Monitoring in Satellite Communication Systems and Relaying]. Moscow: Radiotekhnika Publ.; 2015. 214 p. (in Russ.)
8. Zhuravlev V.I., Rudnev A.N. *Tsifrovaia fazovaia moduliatsiia* [Digital Phase Modulation]. Moscow: Radiotekhnika Publ.; 2012. 208 p. (in Russ.)
9. Nemirovskii M.S., Lokshin B.A., Aronov D.A. *Osnovy postroeniia sistem sputnikovoi svyazi* [Basics of Building Satellite Communications Systems]. Moscow: Goriachaia Liniia – Telekom; 2017. 432 p. (in Russ.)
10. Pantenkov D.G., Litvinenko V.P. Computer modeling of the transmission of useful information in the satellite radio links with multipath communication. *Bulletin of Voronezh State Technical University*. 2013;9(63–1):127–131. (in Russ.)
11. Velikoivanenko V.I., Gusakov N.V., Donchenko P.V., Lomakin A.A., Pantenkov D.G., Sokolov V.M. Satellite Communication System with Consistent Zone Service. *Cosmonautics and Rocket Engineering*. 2014;2(75):48–56. (in Russ.)
12. Litvinenko V.P., Glushkov A.N., Pantenkov D.G. *Non-Coherent Digital Demodulator of "Integrally" Coded Phase-Shift Keyed Signals*. Patent RF, no. 2556429, 14.07.2014 (in Russ.)
13. Veiko V.A., Velikoivanenko V.I., Lomakin A.A., et al. Methodical approach of estimation of compensation of Doppler frequency offset in the satellite lines of information exchange in the operation of space communication systems. *Problems of development of ground complexes, starting equipment and operation of aircraft*. 2018;13:289–297. (in Russ.)
14. Ivankin E.F. *Informatsionnye sistemy s aposteriornoi obrabotkoi rezultatov nabliudeni* [Information Systems with a Posteriori Processing of Observation Results]. Moscow: Goriachaia Liniia – Telekom; 2008. 168 p. (in Russ.)
15. Lepin V.N. *Pomekhozashchita radioelektronnykh sistem upravleniia letatelnykh apparatami i oruzhiem* [Noise Protection of Radio Electronic Control Systems of Aircraft and Weapons]. Moscow: Radiotekhnika Publ.; 2017. 416 p. (in Russ.)
16. Rudoy V.M. *Sistemy peredachi informatsii uchebnoe posobie* [Information Transmission Systems]. Moscow: Radiotekhnika Publ.; 2007. 280 p. (in Russ.)
17. Yarlukov M.S. *Markovskaia teoriia otsenivaniia v radiotekhnike* [Markov's Theory of Estimation in Radio Engineering]. Moscow: Radiotekhnika Publ.; 2004. 505 p. (in Russ.)
18. Shelukhin O.I., Teniakhev A.M., Osin A.V. *Modelirovanie informatsionnykh sistem* [Modeling of Information Systems]. Moscow: Radiotekhnika Publ.; 2005. 368 p. (in Russ.)
19. Verba V.S., Tatarsky B.G. *Komplekсы s bespilotnymi letatelnykh apparatami* [Complexes with Unmanned Aerial Vehicles in 2 Books]. Moscow: Radiotekhnika Publ.; 2016. 1352 p. (in Russ.)
20. Dvornikov S.V., Dukhovnitsky O.G. Otsenka pomekhozashchishchennosti professionalnogo radionavigatsionnogo oborudovaniia sistemy Glonass [The Estimation of Noise Immunity of Professional Navigation Equipment GLONASS]. *Informatsiia i kosmos*. 2015;4:73–77. (in Russ.)
21. Agievich S.N., Lutsenko S.A. Estimation of noise immunity of satellite radio communication systems with Phase-Manipulated Broadband Signals. *Military Enginery. Issue 16. Counter-terrorism technical devices*. 2018;123–124:132–137. (in Russ.)
22. Dolzhenkov N.N., Pantenkov D.G., Egorov A.T., Lomakin A.A., Litvinenko V.P., Velikoivanenko V.I., Lu-Ke-Syu E.Yu. Technical Characteristics of the Means for Satellite Radiocommunication with Unmanned Aerial Vehicles. *Bulletin of the Voronezh State Technical University*. 2019;15(3):74–82. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.25987/VSTU.2019.15.3.011>
23. Dolzhenkov N.N., Pantenkov D.G., Litvinenko V.P., Lomakin A.A., Egorov A.T., Gritsenko A.A. Integrated Complex of the Long-Distance Radiocommunication for Increase Efficiency of the Solution of Target Tasks by Unmanned Vehicle. *Bulletin of Voronezh State Technical University*. 2019;15(3):102–108. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.25987/VSTU.2019.15.3.01>
24. Dyatlov A.P. *Korrelatsionnaya obrabotka shirokopolosnykh signalov v avtomatizirovannykh kompleksakh radiomonitoringa* [Correlation Processing of Broadband Signals in Automated Radio Monitoring Complexes]. Moscow: GLT Publ.; 2013. 332 p. (in Russ.)
25. Kiselev D.N. *Radiomonitoring i raspoznavanie radioizluchenij: Uchebnoe posobie dlya vuzov* [Radio Monitoring and Recognition of Radio Emissions]. Moscow: RIS Publ.; 2015. 90 p. (in Russ.)
26. Pantenkov D.G. Rezultaty analiza nazemnykh ispytaniy kompleksa sredstv sputnikovoi radiosvyazi dlya bespilotnykh letatelnykh apparatov [Results of the Analysis of Ground Tests of the Satellite Radio Communication Complex for Unmanned Aerial Vehicles]. *Bulletin of the Ryazan state radio engineering University*. 2019;69:42–51. (in Russ.)
27. Pantenkov D.G., Gusakov N.V., Egorov A.T., Lomakin A.A., Litvinenko V.P., Velikoivanenko V.I., et al. Tekhnicheskaya realizatsiia vysokoskorostnogo informatsionnogo kanala radiosvyazi s bespilotnogo letatel'nogo apparata na nazemnyi punkt upravleniia [Technical Implementation of High-Speed Information Channel of Radio Communication from Unmanned Aerial Vehicle to Ground Control Point]. *Bulletin of Voronezh State Technical University*. 2019;15(5):52–71. (in Russ.)
28. Pestryakov V.B., Kuznetsov V.D. *Radiotekhnicheskie sistemy* [Radio Engineering Systems]. Moscow: Radio i svyaz Publ.; 1985. (in Russ.)

МЕТОД АДАПТИВНОГО НЕЛИНЕЙНОГО ПОДАВЛЕНИЯ НЕГАУССОВСКИХ ПОМЕХ В КОГЕРЕНТНОМ ПОЛОСОВОМ ТРАКТЕ ПРИЕМНИКА

Е.А. Милащенко^{1*}, А.А. Язовский²

¹АО «ОКБ «Новатор»,
Екатеринбург, 620017, Российская Федерация

²Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина,
Екатеринбург, 620002, Российская Федерация

*Адрес для переписки: mea_mail@mail.ru

Информация о статье

УДК 621.391:621.396

Статья поступила в редакцию 09.10.2019

Ссылка для цитирования: Милащенко Е.А., Язовский А.А. Метод адаптивного нелинейного подавления негауссовских помех в когерентном полосовом тракте приемника // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 4. С. 49–57. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-4-49-57

Аннотация: *Предлагается метод амплитудного адаптивного нелинейного подавления негауссовских помех в когерентном полосовом тракте приемника, сохраняющий свою эффективность при любом распределении огибающей помехи и любом отношении «сигнал/помеха». При этом для «слабых» по сравнению с помехой сигналов алгоритмы, реализующие этот метод, по эффективности не уступают известным асимптотически оптимальным алгоритмам, а для «сильных» сигналов предлагаемые алгоритмы не вносят потери. Предлагаемый метод также гарантирует стабильную вероятность ложной тревоги. Приводится описание этого метода, а также исследование его эффективности моделированием в среде MathCAD в задаче обнаружения детерминированного сигнала на фоне негауссовской помехи в виде отражений от морской поверхности. При моделировании такой помехи используется К-распределение и учитывается внутренний шум приемника. Исследования показывают, что предлагаемый метод действительно обладает указанными преимуществами.*

Ключевые слова: *морские помехи, нелинейная фильтрация, адаптивный фильтр, К-распределение, гауссовские помехи, негауссовские помехи.*

Введение

Важными направлениями в развитии науки и ускорении научно-технического прогресса в современном мире являются создание и совершенствование радиотехнических систем и устройств, выполняющих функции сбора, обработки и передачи информации. Такие системы нашли широкое применение во многих отраслях народного хозяйства. В целом, чаще всего радиоэлектронные системы и устройства работают в сложной помеховой обстановке, которая может существенно искажать структуру принимаемого сигнала. Помехи естественного происхождения, к которым можно отнести мешающие отражения от морской поверхности, также оказывают существенное негативное воздействие на эффективность работы приемников морских радиолокационных станций (РЛС) [1–4].

Многие современные РЛС обзора надводной обстановки в процессе своей работы используют короткие зондирующие радиомпульсы (десяти доли мкс), позволяющие обнаруживать объекты со сверхмалой эффективной поверхностью рассеяния. В настоящее время для моделирования негауссовских помех от морской поверхности наиболее часто применяют четыре типа статистических распределений: К-распределение, логнормальное, Вейбулла, Райса. Последние три из них не основываются на физических механизмах отражений от морской поверхности, их выбор и обоснование применимости определяется только степенью соответствия экспериментальным данным в отличие от модели помех, основанной на К-распределении, имеющей физическое обоснование [2]. Такая модель морских помех является наиболее подходя-

щей моделью морских отражений, когда РЛС излучает короткие зондирующие импульсы, т. е. работает в режиме высокого разрешения по дальности и при существенном влиянии малых углов скольжения. Негауссовская структура морских отражений существенно затрудняет обнаружение мало-размерных целей на фоне моря. В связи с этим задача поиска способов борьбы с негауссовскими морскими помехами является актуальной.

Синтез адаптивной нелинейной обработки при ограничениях на уровень полезного сигнала

Известно, что эффективным методом подавления негауссовских помех при «слабых» сигналах, является применение асимптотически оптимального обнаружителя [5]. Устройство при заданных энергетических характеристиках сигнала, определяющих вероятность правильного обнаружения, обеспечивает такую же эффективность, как и обнаружитель Неймана – Пирсона. При этом объем выборки наблюдения стремится к бесконечности, и не изменяет энергетические характеристики сигнала, определяющие вероятность правильного обнаружения. Такой обнаружитель находится из отношения правдоподобия разложением его в ряд по степеням сигнала с отбрасыванием членов ряда, дающих при бесконечной выборке, нулевой вклад в среднее значение и дисперсию статистик, формируемых оконечными накопителями.

Асимптотически оптимальный алгоритм обнаружения сигнала для нелинейной обработки на высокой частоте может быть реализован путем установки на входе полосового тракта обработки безынерционного нелинейного преобразователя огибающей смеси сигнала и помехи [5], как показано на схеме (рисунок 1).

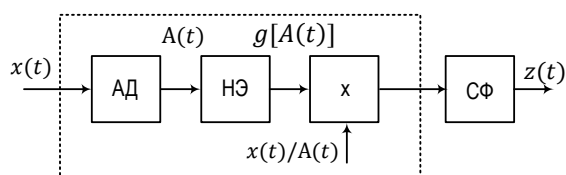


Рис. 1. Асимптотически оптимальный нелинейный обнаружитель в когерентном полосовом тракте приемника на высокой частоте

Процесс $x(t)$ на входе представляет собой квазигармоническое колебание в виде аддитивной смеси полезного сигнала и помехи:

$$x(t) = A(t) \cos[\omega_0 t - \varphi(t)], \quad (1)$$

где ω_0 – центральная частота спектра процесса $x(t)$; $A(t)$ и $\varphi(t)$ – огибающая и фаза процесса $x(t)$, которые считаются взаимно независимыми.

Процесс на выходе нелинейного преобразователя (НП) имеет дискретный спектр, составляющие которого сосредоточены на частотах кратных ω_0 :

$$f[x(t)] = f\{A(t) \cos[\omega_0 t - \varphi(t)]\}. \quad (2)$$

Согласованный фильтр (СФ) не пропускает гармоники выше первой, поэтому мы можем ограничиться рассмотрением только первой гармоники процесса $f[x(t)]$ на выходе нелинейного преобразователя [5]:

$$f[x(t)]_{\omega_0} = \frac{x(t)g[A(t)]}{A(t)} = g[A(t)] \cos[\omega_0 t - \varphi(t)], \quad (3)$$

где $g(A)$ – амплитудная характеристика НП по первой гармонике:

$$g(A) = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi f(A \cos \varphi) \cos \varphi d\varphi. \quad (4)$$

Тогда обработка принятой смеси полезного сигнала и помехи состоит из последовательно соединенных амплитудного детектора (АД), нелинейного элемента (НЭ) с АХ вида $g(A)$, умножителя и согласованного с полезным сигналом фильтра (СФ), при этом на второй вход умножителя поступает процесс $x(t)/A(t)$.

В схеме (см. рисунок 1) нелинейное преобразование $g(A)$ увеличивает отношение «сигнал/помеха» в μ раз [5]:

$$\mu = \frac{P_x}{2} \frac{\left(M \left\{ \frac{g(A)}{A} + g'(A) \right\} \right)^2}{M\{g^2(A)\}}, \quad (5)$$

где $M\{\dots\}$ – символ математического ожидания; $g'(A)$ – первая производная от функции $g(A)$; P_x – мощность помехи.

Для достижения максимальной эффективности подавления помехи (коэффициента подавления μ) при приеме слабого сигнала [5] АХ должна быть согласована с плотностью вероятностей $W(A)$ огибающей помехи:

$$g(A) = c \frac{d}{dA} \ln \frac{W(A)}{A}, \quad c \neq 0. \quad (6)$$

При этом максимальный коэффициент подавления равен [5]:

$$\mu_{p0} = \frac{P_x}{2} \cdot M \left\{ \left[\frac{d}{dA} \ln \frac{W(A)}{A} \right]^2 \right\}. \quad (7)$$

Ранее авторами настоящей статьи для алгоритма (6) были получены результаты оценки максимального показателя эффективности (7) подавления помехи, когда плотность вероятности значений ее огибающей может быть задана K -распределением [6]. Такая модель помехи часто используется при описании радиолокационных отражений от морской поверхности, и за последние десятилетия получила широкое распространение в иностранной научно-технической литературе. Плотность вероятности огибающей такой помехи с учетом внутренних шумов приемника имеет вид [1]:

$$W(A) = \frac{2Ab^v}{\Gamma(v)} \int_0^\infty \frac{x^{v-1} \exp(-bx)}{x + P_{\text{ш}}} \exp\left(-\frac{A^2}{x + P_{\text{ш}}}\right) dx, \quad (8)$$

где $\Gamma(v)$ – гамма функция; $P_{\text{ш}}$ – мощность внутреннего гауссовского шума приемника; b – параметр «шкалы», имеющий размерность обратную мощности; v – определяется условиями наблюдения и параметрами локатора [2]:

$$\log_{10}(v) = \frac{2}{3} \log_{10}(\Phi) + \frac{5}{8} \log_{10}(\rho) - K - \frac{\cos(2\theta)}{3} + \log_{10}\left(\frac{\tau_{\text{и}}}{30}\right) \log_{10}\left(\frac{50}{\Phi}\right) \log_{10}(5,5\Phi)^{0,8}, \quad (9)$$

где Φ – угол скольжения, град.; ρ – разрешение РЛС по дальности, м; K – параметр, зависящий от поляризации (1,39 при VV и 2,09 при HH); θ – угол между направлением луча РЛС и направлением морской ряби, рад; $\tau_{\text{и}}$ – длительность импульса, нс.

Отсчеты такой помехи – независимые случайные величины, фаза которых равновероятна на интервале $[0, 2\pi]$. Выражение (9) позволяет определить параметр v для длительности зондирующего импульса в 30нс и более [2].

Мощность P_x помехи с распределением огибающей (8) определяется параметрами v и b [1]:

$$P_x = 0,5 \cdot M\{A^2\} = 0,5 \left(\frac{v}{b} + P_{\text{ш}}\right). \quad (10)$$

Вид распределения (8) зависит от $\alpha = 0,5v/bP_{\text{ш}}$ – отношения мощности помехи с K -распределением огибающей к мощности внутреннего гауссовского шума приемника, которое может служить показателем степени негауссовости помехи.

Результаты исследований в [6] показали на достаточно высокую эффективность оптимальной нелинейной обработки. Однако, такая эффективность достигается, когда плотностью вероятностей $W(A)$ огибающей помехи известна и не меняется в процессе приема сигналов, что в реальной ситуации встречается очень редко [7–14]. Поэтому в качестве первой задачи этой статьи является поиск адаптивных алгоритмов, способных работать в любой помеховой обстановке, а также исследование их эффективности применительно к радиолокационным отрядам от морской поверхности.

Для этого представим АХ нелинейного элемента в виде обобщенного полинома:

$$g(A) = \sum_{k=0}^{m-1} a_k \varphi_k(A), \quad (11)$$

где a_k – параметры настройки АХ; $\varphi_k(A)$ – система линейно-независимых функций; m – порядок полинома.

Из (6) очевидно, что:

$$M\{g^2(A)\} = \sum_{k=0}^{m-1} \sum_{q=0}^{m-1} a_k a_q M\{\varphi_k(A) \varphi_q(A)\} = \mathbf{a}^T \mathbf{R} \mathbf{a}, \quad (12)$$

$$\begin{aligned} M\left\{\frac{g(A)}{A} + g'(A)\right\} &= \\ &= \sum_{k=0}^{m-1} a_k M\left\{\frac{\varphi_k(A)}{A} + \varphi'_k(A)\right\} = \mathbf{a}^T \mathbf{b}, \end{aligned} \quad (13)$$

где $\mathbf{a} = (a_0, a_1, \dots, a_{m-1})^T$ – вектор-строка с параметрами настройки АХ; $\mathbf{b} = (b_0, b_1, \dots, b_{m-1})^T$ – вектор-строка с элементами:

$$b_k = M\left\{\frac{\varphi_k(A)}{A} + \varphi'_k(A)\right\}; \quad (14)$$

$\mathbf{R}$ – симметрическая положительно определенная матрица с элементами:

$$r_{kq} = M\{\varphi_k(A) \varphi_q(A)\}. \quad (15)$$

Тогда коэффициент подавления может быть представлен в виде [6]:

$$\mu = \frac{P_x (\mathbf{a}^T \mathbf{b})}{2 \mathbf{a}^T \mathbf{R} \mathbf{a}} \quad (16)$$

Максимум μ достигается при оптимальных значениях параметров АХ (8):

$$\mathbf{a} = \mathbf{a}_{\text{opt}} = \lambda \mathbf{R}^{-1} \mathbf{b}, \lambda \neq 0 \quad (17)$$

и равен

$$\mu_{\text{max}} = 0,5 P_x \mathbf{b}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{b}. \quad (18)$$

Для стационарной и эргодической помехи знак математического ожидания в выражениях (14, 15) можно заменить усреднением достаточно большого количества N дискретных отсчетов огибающей $A_i = A(t_i)$, взятых в моменты времени $t_i = i \cdot \Delta t$, где Δt – шаг дискретизации, выбираемый в соответствии с теоремой Котельникова, а именно:

$$\begin{aligned} b_k &\approx \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} [\varphi_k(A_i)/A_i + \varphi'_k(A_i)] \quad \text{и} \\ r_{kq} &\approx \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \varphi_k(A_i) \varphi_q(A_i). \end{aligned} \quad (19)$$

Тогда вместе с (17) эти выражения являются практически алгоритмом адаптации нелинейного преобразователя с АХ (11). Эффективность полученного алгоритма была исследована методом математического моделирования в задаче обнаружения радиоимпульса на фоне помехи с распределением (8). В качестве системы базисных линейно-независимых функций $\varphi_k(A)$ были использованы пять первых многочленов Лежандра [15]. При этом отсчеты огибающей A_i приводились к $[-1, +1]$.

Расчеты проводились в среде MathCAD для модели помехи (8) при $\rho = 15$ м, вертикальной поляризации на излучение и прием (VV), $\theta = 0$ рад, $\tau_{\text{и}} = 100$ нс, $b = 0,5$ и $\Phi = 1^\circ$, что соответствует параметру $v = 0,5$. Рассматривались случаи отношения «помеха/шум» α равное 0, 10, 20, 30 и 40 дБ. Для

каждого значения α путем математического моделирования были получены зависимости вероятности правильного обнаружения от отношения q «сигнал/помеха» для адаптивного асимптотически оптимального метода подавления помех и для обычной согласованной обработки. Подбором порога обнаружения вероятность ложной тревоги устанавливалась на уровне 0,01. Оценка вероятностей правильного обнаружения и ложной тревоги осуществлялась по 1000 реализаций. Эффективность подавления помех оценивалась количественно как выигрыш μ в отношении «сигнал/помеха», необходимом для достижения вероятности правильного обнаружения 0,9 адаптивного асимптотически оптимального метода в сравнении с обычной согласованной фильтрацией. Результаты такого исследования приведены в таблице 1. Здесь АО – означает усовершенствованный асимптотически оптимальный алгоритм.

Результаты показывают (см. таблицу 1), что предложенный адаптивный алгоритм сохраняет

свою эффективность в широком диапазоне изменения параметров помехи, при этом для «слабых» сигналов ($q \ll 1$) его эффективность близка к потенциальной. Однако для относительно «сильных» сигналов, в частности для $q > -6$ дБ и $\alpha = 40$ дБ, вероятность правильного обнаружения снижается практически до нуля! Учитывая тот факт, что структура оптимального приемника для негауссовых помех была получена при условии $q \ll 1$, можно считать полученный «отрицательный» результат закономерным.

В связи с этим возникает новая задача: разработка такого алгоритма обработки сигналов при негауссовских помехах, который сохраняет свою высокую эффективность не только при любом распределении амплитуды помехи или ее огибающей, но и при любом отношении «сигнал/помеха» q .

Определимся, что нам нужен другой, отличный от (5), физически оправданный показатель эффективности подавления помехи без ограничений на слабый сигнал и априорно известное распределение значений помехи или ее огибающей.

ТАБЛИЦА 1. Эффективность адаптивного асимптотически оптимального нелинейного обнаружителя в сравнении с линейной согласованной фильтрацией

α , дБ		q , дБ												
		-40	-38	-36	-34	-32	-30	-28	-26	-24	-22	-20	-18	-16
		Рпо												
0	АО	0,016	0,016	0,03	0,04	0,085	0,169	0,345	0,693	0,922	0,998	1	1	1
	СФ	0,017	0,014	0,029	0,042	0,081	0,17	0,325	0,658	0,892	0,998	1	1	1
10	АО	0,025	0,034	0,061	0,115	0,239	0,515	0,792	0,964	1	1	1	1	1
	СФ	0,013	0,013	0,017	0,026	0,056	0,136	0,296	0,559	0,886	0,993	1	1	1
20	АО	0,07	0,114	0,249	0,498	0,824	0,994	1	1	1	1	1	1	1
	СФ	0,01	0,012	0,017	0,024	0,052	0,76	0,396	0,715	0,938	0,999	1	1	1
30	АО	0,294	0,557	0,8	0,975	0,999	1	1	1	1	1	1	1	1
	СФ	0,014	0,016	0,025	0,052	0,07	0,144	0,323	0,592	0,891	0,991	1	1	1
40	АО	0,61	0,858	0,948	0,991	1	1	1	1	1	1	1	1	1
	СФ	0,015	0,017	0,028	0,046	0,084	0,0183	0,322	0,624	0,903	0,995	1	1	1
α , дБ		q , дБ												μ , дБ
		-8	-6	-4	-2	0	2	4	6	8	10	12	14	
		Рпо												
0	АО	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
	СФ	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	
10	АО	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	3,2
	СФ	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	
20	АО	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	8,2
	СФ	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	
30	АО	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	10,6
	СФ	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	
40	АО	1	1	0,954	0,06	0,058	0,062	0,056	0,059	0,062	0,076	0,091	0,115	12,2
	СФ	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	

Синтез адаптивной нелинейной обработки без ограничений на уровень полезного сигнала

Очевидно, что для «слабых» сигналов искомая обработка сигналов при негауссовских помехах должна переходить в асимптотически оптимальную обработку. Поэтому возьмем структурную схему (см. рисунок 1) за основу. Далее предположим, что мы можем, изменяя АХ нелинейного преобразования, поддерживать постоянную энергию процесса на входе СФ $E_{вх}$.

Очевидно, что при фиксированной энергии процесса на входе СФ $E_{вх}$ наилучшей характеристикой нелинейного преобразования будет такая, при которой достигается максимум энергии процесса на выходе СФ $E_{вых}$. Это эквивалентно достижению максимума отношения энергий:

$$K_E = \frac{E_{вых}}{E_{вх}}. \quad (20)$$

Для поиска такого НП снова представим его амплитудную характеристику весовой суммой (11). С учетом этого рисунок 1 может быть преобразован к эквивалентному виду (см. рисунок 2), в котором НП с АХ $g(A)$ заменяется весовым сумматором и m параллельно соединенными НЭ с АХ вида $\vartheta_k(A)$, где $k = 0, 1, \dots, m-1$.

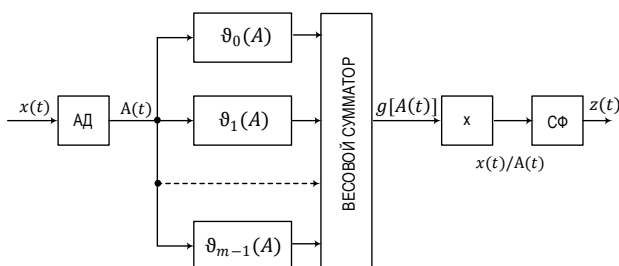


Рис. 2. Эквивалентная замена НП с АХ вида (6) на НП с АХ в виде обобщенного полинома

Энергия на входе СФ может быть определена из выражения:

$$\begin{aligned} E_{вх} &= \int_0^T g^2[A(t)]dt = \\ &= \sum_{i=0}^{m-1} \sum_{j=0}^{m-1} h_i h_j \int_0^T \vartheta_i[A(t)] \vartheta_j[A(t)]dt = \\ &= \mathbf{h}^T \mathbf{D} \mathbf{h}, \end{aligned} \quad (21)$$

где $\mathbf{D}$ – симметрическая положительно определенная матрица с элементами:

$$d_{ij} = \int_0^T \vartheta_i[A(t)] \vartheta_j[A(t)]dt. \quad (22)$$

Учитывая линейный характер обработки в СФ, рисунок 2 можно преобразовать к эквивалентному виду, как показано на рисунке 3. Где $y_k(t)$ – отклик СФ в k -ом канале.

Тогда энергию процесса на выходе СФ можно представить выражением:

$$\begin{aligned} E_{вых} &= \int_0^T z^2(t)dt = \\ &= \sum_{i=0}^{m-1} \sum_{j=0}^{m-1} h_i h_j \int_0^T y_i(t) y_j(t)dt = \\ &= \mathbf{h}^T \mathbf{A} \mathbf{h}, \end{aligned} \quad (23)$$

где $\mathbf{A}$ – симметрическая положительно определенная матрица с элементами:

$$a_{ij} = \int_0^T y_i(t) y_j(t)dt. \quad (24)$$

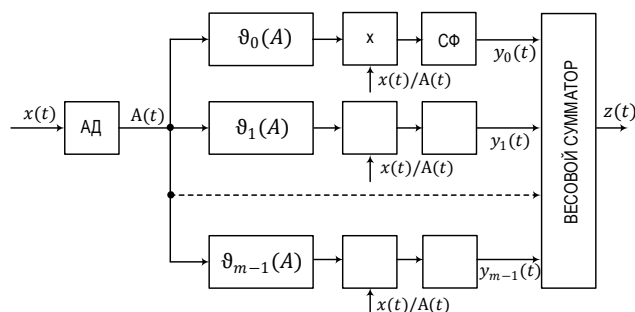


Рис. 3. Эквивалентный вариант схемы на рис. 2

Таким образом, адаптивный нелинейный преобразователь должен поддерживать максимальным показатель:

$$K_E = \frac{E_{вых}}{E_{вх}} = \frac{\mathbf{h}^T \mathbf{A} \mathbf{h}}{\mathbf{h}^T \mathbf{D} \mathbf{h}}, \quad (25)$$

что эквивалентно поиску максимума отношения Рэлея [14]. В частном случае, когда амплитудные характеристики НЭ $\vartheta_k(A)$ образуют систему ортонормированных функций с единичной энергией, матрица $\mathbf{D}$ становится единичной и задача поиска оптимального вектора весовых коэффициентов $\mathbf{h}$ сводится к решению более простой задачи поиска максимума частного Рэлея [14]:

$$K_E = \frac{E_{вых}}{E_{вх}} = \frac{\mathbf{h}^T \mathbf{A} \mathbf{h}}{\mathbf{h}^T \mathbf{h}} \leq \lambda_{\max}, \quad (26)$$

где $\lambda_{\max}$ – максимальное собственное значение матрицы $\mathbf{A}$. При этом максимум достигается, когда вектор весовых коэффициентов $\mathbf{h}$ является главным собственным вектором матрицы $\mathbf{A}$ (соответствует ее максимальному собственному значению) и является решением уравнения:

$$\mathbf{A} \mathbf{h} = \lambda_{\max} \mathbf{h}. \quad (27)$$

Систему ортонормированных базисных функций $\vartheta_k(A)$ предлагается построить на основе многочленов Лежандра $P_k(A)$, ортогональных с единичной весовой функцией [16]:

$$\int_{-1}^1 P_k(A) \cdot P_n(A) dA = \begin{cases} \frac{2}{2k+1}, & \text{если } k = n. \\ 0, & \text{если } k \neq n \end{cases} \quad (28)$$

Если выбрать:

$$\vartheta_k(A) = \sqrt{\frac{2k+1}{2}} \cdot P_k(A), \quad k = 0, 1, \dots, m-1, \quad (29)$$

то мы получим систему ортонормированных базисных функций с единичной весовой функцией.

Единичная весовая функция означает равнораспределенное распределение значений аргумента A функций $\vartheta_k(A)$ на интервале $[-1, +1]$. Такие условия можно создать ранжированием отсчетов огибающей A_i , то есть заменой каждого отсчета в наблюдаемой реализации его рангом (номером места в вариационном ряду). Далее полученные ранги с помощью операций сдвига и масштабирования приводятся к диапазону $[-1, +1]$.

Здесь полезно отметить, что в теории обнаружения сигналов на фоне помех широкую известность имеют также непараметрические ранговые и знако-ранговые методы обнаружения сигналов [14], алгоритм работы которых включает в себя процесс ранжирования отсчетов имеющейся смеси сигнала и помехи. К ним относятся, например, алгоритмы Ван дер Вардена, Вилкоксона и т. д. Основные преимущества таких методов заключаются в том, что они не являются чувствительными к мощности помехи и позволяют стабилизировать уровень ложной тревоги и, соответственно, порог правильного обнару-

жения, а также обладают повышенной устойчивостью к изменению вида плотности распределения помехи. Тем не менее, такие методы не являются адаптивными, что не позволяет добиться максимального подавления помехи с изменяющейся плотностью распределения.

В итоге обработку, показанную на рисунке 3, можно представить схемой на рисунке 4. Она отличается от предыдущей схемы наличием блока ранжирования, что делает устройство подавления помех нечувствительным к виду распределения помехи и обеспечивает стабилизацию порога обнаружения для заданной вероятности ложной тревоги.

Эффективность полученного адаптивного нелинейного алгоритма с ранжированием также была исследована методом математического моделирования в задаче обнаружения радиоимпульса на фоне помехи с распределением (8). Система ортонормированных функций $\vartheta_k(A)$ выбиралась согласно выражению (29) при $m = 5$.

Методика и условия моделирования были такими же, что и при исследовании асимптотически оптимального алгоритма. Эффективность подавления помех оценивалась количественно как выигрыш μ в отношении «сигнал/помеха» необходимого для достижения вероятности правильного обнаружения 0,9 при фиксированной вероятности ложной тревоги на уровне 0,01.

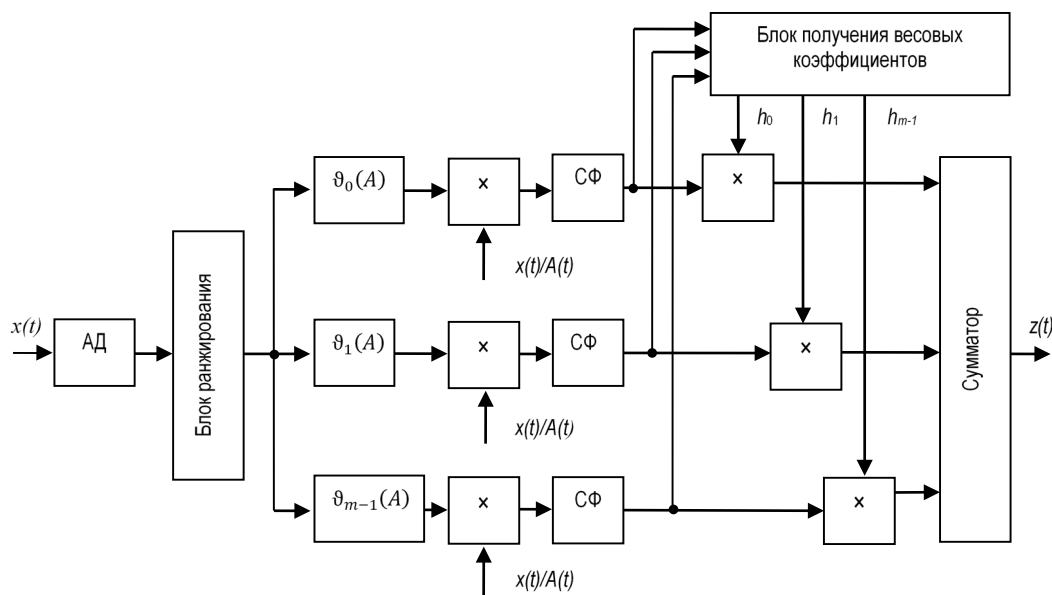


Рис. 4. Алгоритм адаптивного нелинейного подавления помех в когерентном полосовом тракте приемника

В таблице 2 приведены характеристики обнаружения для предлагаемого адаптивного метода подавления с ранжированием (в таблице – НФ) и обычной линейной обработки согласованным фильтром, достигаемый выигрыш μ , а также значение порога обнаружения C .

По таблице 2 можно сделать следующие выводы:

- выигрыш μ для предлагаемого метода адаптивного подавления помех относительно обычной линейной обработки согласованным фильтром по уровню вероятности правильного обнаружения $P_{\text{по}} = 0,9$ может составлять 10 дБ и более;
- эффективность предлагаемого адаптивного способа подавления помех почти не уступает по эф-

фективности классической (см. таблицу 1) асимптотически оптимальной обработке для слабых сигналов – потери 1...2 дБ;

– порог обнаружения для предлагаемого метода адаптивного подавления помех остается неизменным $C = 0,033$ для фиксированного уровня вероятности ложной тревоги 0,01 при изменении мощно-

сти помехи (отношения q), в то время как порог обнаружения при линейной обработке согласованным фильтром существенно изменяется для тех же условий;

– предлагаемый метод адаптивного подавления помех сохраняет свою эффективность при больших q в отличие от классической (см. таблицу 1) асимптотически оптимальной нелинейной обработки.

ТАБЛИЦА 2. Эффективность предлагаемого адаптивного нелинейного метода подавления помех в сравнении с линейной согласованной фильтрацией

α, дБ		q, дБ											μ, дБ	C
		−40	−38	−36	−34	−32	−30	−28	−26	−24	−22	−20...5		
		Рпо												
0	НФ	0,012	0,008	0,011	0,022	0,044	0,065	0,14	0,397	0,76	0,97	1	0	0,033
	СФ	0,017	0,014	0,021	0,038	0,07	0,132	0,288	0,568	0,888	0,993	1		1,977
10	НФ	0,013	0,015	0,021	0,038	0,062	0,203	0,448	0,799	0,986	1	1	2,5	0,033
	СФ	0,013	0,017	0,022	0,022	0,044	0,093	0,216	0,455	0,805	0,979	1		1,427
20	НФ	0,02	0,035	0,101	0,248	0,548	0,897	0,993	1	1	1	1	7,2	0,033
	СФ	0,011	0,018	0,019	0,031	0,059	0,149	0,226	0,593	0,862	0,986	1		1,377
30	НФ	0,086	0,271	0,503	0,828	0,973	1	1	1	1	1	1	10,1	0,033
	СФ	0,017	0,02	0,026	0,047	0,076	0,138	0,308	0,578	0,858	0,986	1		1,431
40	НФ	0,375	0,604	0,8	0,934	0,991	1	1	1	1	1	1	11,8	0,033
	СФ	0,016	0,018	0,032	0,057	0,089	0,212	0,382	0,639	0,894	0,995	1		1,466

Заключение

Разработан адаптивный асимптотически оптимальный алгоритм, способный работать в условиях априорной неопределенности относительно распределения помехи. Получены результаты исследования эффективности такого алгоритма на примере помехи в виде отражений от морской поверхности. Представлены зависимости коэффициента подавления, полученные методом статистического моделирования для различных значений параметров распределения огибающей помехи. Результаты моделирования показывают высокую эффективность подавления негауссовских помех, близкую к потенциальной для «слабых» сигналов. Однако, для «сильных» сигналов при моделировании выявлены значения порогового отношения «сигнал/помеха» с нулевой эффективностью подавления помех (почти с нулевой вероятностью правильного обнаружения), что является существенным недостатком всех асимптотически оптимальных алгоритмов, в том числе и нашего – адаптивного.

Для исключения этого недостатка нами был предложен новый критерий адаптации нелинейного преобразователя, заключающийся в максимизации энергии на выходе согласованного фильтра, при условии, что энергия на его входе – величина постоянная. Были получены выражения для оптимальных по этому критерию параметров нелинейного преобразователя, когда его амплитудная характеристика представлена в виде весовой суммы

базисных функций. Доказано, что вектор оптимальных весовых коэффициентов является собственным вектором, соответствующим максимальному собственному значению матрицы взаимных ковариаций откликов с выхода согласованного фильтра. Наиболее простые выражения получаются, когда эта матрица является диагональной и единичной, что достигается для ортонормированных базисных функций. В качестве основы построения такой системы базисных функций предложено использовать многочлены Лежандра, ортогональные с единичной весовой функцией на интервале $[-1, +1]$. Единичная весовая функция может быть реализована при равномерном распределении аргумента базисных функций, что достигается ранжированием отсчетов огибающей входного процесса и приведением полученных рангов к интервалу $[-1, +1]$ с помощью операций сдвига и масштабирования. Благодаря ранжированию, такой метод становится нечувствительным к изменению мощности помехи и в итоге дает для заданного порога обнаружения эффект стабилизации вероятности ложной тревоги. В виду сложности оценки эффективности подавления помех разработанного алгоритма расчетным путем, исследование его эффективности было проведено статистическим моделированием в задаче обнаружения детерминированного сигнала на модели помехи в виде отражений от морской поверхности.

Результаты моделирования показали, что предложенный алгоритм подавления помех с ранжированием и адаптацией по критерию максимума коэффициента передачи энергии через согласованный фильтр по эффективности лишь незначительно (1–2 дБ) уступает потенциальной эффективности для «слабых» сигналов и сохраняет высокую эффективность для «сильных» сигналов.

Кроме этого, он действительно гарантирует стабильную вероятность ложной тревоги. Полученные результаты могут служить основой построения адаптивных нелинейных устройств подавления радиолокационных помех в когерентном полосовом тракте приемника.

Список используемых источников

1. Ward K., Tough R., Watts S. Sea Clutter: Scattering, the K Distribution and Radar Performance. Stevenage: The Institution of Engineering and Technology, 2013. 584 p.
2. Antipov I. Simulation of Sea Clutter Returns. Salisbury: DSTO Electronic and Surveillance Research Laboratory, 1998. 71 p.
3. Винокуров В.И. Морская радиолокация. Ленинград: Судостроение, 1986. 255 с.
4. Кравченко В.Ф., Луценко В.И., Луценко И.В. Рассеяние радиоволн морем и обнаружение объектов на его фоне. Москва: Физматлит, 2015. 448 с.
5. Акимов П.С., Бакут П.А., Богданович В.А. и др. Теория обнаружения сигналов. Москва: Радио и связь, 1984. 440 с.
6. Милащенко Е.А., Язовский А.А. Реализация и эффективность метода амплитудного подавления мешающих отражений от морской поверхности с учетом теплового шума приемника // Нелинейный мир. 2016. № 6. С. 43–48.
7. Валеев В.Г., Язовский А.А. Адаптивные нелинейные преобразователи для подавления негауссовских помех // Известия высших учебных заведений Министерства высшего и среднего специального образования СССР. Радиоэлектроника. 1987. Т. 30. № 8. С. 62–64.
8. Язовский А.А., Милащенко Е.А. Амплитудное подавление негауссовских морских помех в когерентном полосовом тракте приемника // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. 2016. Т. 59. № 1 (643). С. 14–16.
9. Валеев В.Г. Нелинейная обработка сигнала. Москва: Радиотехника, 2013. 120 с.
10. Фомин А.Ф. Анализ методов подавления негауссовских помех // Мир транспорта. 2012. № 3(41). С. 24–29.
11. Данилов В.А., Данилов А.В. Оптимальное обнаружение сигналов на фоне негауссовских узкополосных помех // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. 2013. Т. 56. № 3 (609). С. 15–23.
12. Арянцев М.Ю., Валеев В.Г. Способ подавления помех и устройство для его осуществления. Патент на изобретение RU 2352063 от 25.12.2007. Опубл. 10.04.2009. Бюл. 10. 14 с.
13. Язовский А.А., Милащенко Е.А., Щепочкин И.Н., Щепочкина Ю.А. Устройство подавления узкополосных помех. Патент на полезную модель RU 2410216 от 24.10.2016. Опубл. 14.03.2018. Бюл. 8. 9 с.
14. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга 3. Москва: Издательство «Советское радио», 1976. 288 с.
15. Корн Г.А., Корн Т.М. Справочник по математике для научных работников и инженеров. Москва: Наука, 1978. 277 с.
16. Бахвалов Н.С. Численные методы. Москва: Бином. Лаборатория знаний, 2003. 636 с.

* * *

METHOD OF ADAPTIVE NONLINEAR SUPPRESSION OF NON-GAUSSIAN CLUTTER IN A COHERENT BAND PASS RECEIVER

E. Milashchenko¹, A. Yazovsky²

¹JSC "EDB" Novator",
Yekaterinburg, 620017, Russian Federation

²Ural Federal University named after the first President of Russia B.N. Yeltsin
Yekaterinburg, 620002, Russian Federation

Article info

The article was received 09th October 2019

For citation: Milashchenko E., Yazovsky A. Method of Adaptive Nonlinear Suppression of Non-Gaussian Clutter in a Coherent Band Pass Receiver. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(4):49–57. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-4-49-57>

Abstract: This article suggests a method of amplitude adaptive nonlinear suppression of non-Gaussian clutter in the coherent band pass of the receiver, which retains its effectiveness in any distribution of the clutter envelope and in any signal-to-noise ratio. At the same time, for "low level" signals, as compared to clutter, the algorithms that implement this method are not inferior to known asymptotically optimal algorithms, and the proposed algorithms do not introduce losses for "high level" signals. The proposed method also ensures a stable probability of false alarm. A description of this method is given, as well as a study of its effectiveness by modeling in the MathCAD environment in the task of detecting a deterministic signal against a background of non-Gaussian clutter in the form of reflections from the sea surface. When modeling such clutter, the K-distribution is used and the internal noise of the receiver is taken into account. Research shows that the proposed method really has these advantages.

Keywords: sea clutter, nonlinear filtering, adaptive filter, K-distribution, Gaussian clutter, non-Gaussian clutter.

References

1. Ward K., Tough R., Watts S. *Sea Clutter: Scattering, the K Distribution and Radar Performance*. Stevenage: The Institution of Engineering and Technology; 2013. 584 p.
2. Antipov I. *Simulation of Sea Clutter Returns*. Salisbury: DSTO Electronic and Surveillance Research Laboratory, 1998. 71 p.
3. Vinokurov V.I. *Morskaya radiolokatsiya* [Marine Radiolocation]. Leningrad: Sudostroenie Publ.; 1986. 255 p. (in Russ.)
4. Kravchenko V.F., Lutsenko V.I., Lutsenko I.V. *Rasseyaniye radiovoln morem i obnaruzheniye obektov na ego fone* [Scattering of Radio Waves by Sea and Detection of Objects on its Background]. Moscow: Fizmatlit Publ.; 2015. 448 p. (in Russ.)
5. Akimov P.S., Bakut P.A., Bogdanovich V.A. *Teoriya obnaruzheniya signalov* [Theory of Signal Detection]. Moscow: Radio i svyaz Publ.; 1984. 440 p. (in Russ.)
6. Milashchenko E.A., Yazovsky A.A. Implementation and effectiveness of the method of amplitude suppression negative reflections from the sea surface on the thermal receiver noise. *Nonlinear world*. 2016;6:43–48. (in Russ.)
7. Valeev V.G., Yazovsky A.A. Adaptivnye nelineinye preobrazovateli dlia podavleniya negaussovskikh pomekh [Adaptive Nonlinear Processing to Suppress Non-Gaussian Clutter]. *Izvestiia vysshikh uchebnykh zavedenii Ministerstva vysshego i srednego spetsialnogo obrazovaniia SSSR. Radioelektronika*. 1987;30(8):62–64. (In Russ.)
8. Yazovsky A.A., Milashchenko E.A. Amplitude suppression of non-Gaussian sea clutter in a noncoherent bandpass path of the receiver. *Izvestiia vysshikh uchebnykh zavedenii. Radioelektronika*. 2016;59(1):14–16. (in Russ.)
9. Valeev V.G. *Nelineinaya obrabotka signalov* [Nonlinear Signal Processing]. Moscow: Radio i svyaz Publ.; 2013. 120 p. (in Russ.)
10. Fomin A.F. Analysis of methods for suppressing non-Gaussian interference. *World of Transport*. 2012;3(41):24–29. (in Russ.)
11. Danilov V.A., Danilov A.V. Optimalnoe obnaruzhenie signalov na fone negaussovskikh uzkopolosnykh pomekh [Optimum Detection of Signals on the Background of Non-Gaussian Narrowband Clutter]. *Izvestiia vysshikh uchebnykh zavedenii. Radioelektronika*. 2013;56(3):15–23. (in Russ.)
12. Arjantsev M.J., Valeev V.G. *Sposob podavleniya pomekh i ustroystvo dlya ego ososhestvleniya* [The Method of Clutter Suppression and Device for its Implementation]. Patent RF, no. 2352063, 04.10.2009. (in Russ.)
13. Yazovsky A.A., Milashchenko E.A., Schepochkin I.N., Shchepochkina Yu.A. *Ustroystvi podavleniya uzkipolosnih pomekh* [A Device for Suppressing Band Pass Clutter]. Patent RF, no. 177832, 03.14.2018. (in Russ.)
14. Levin B.R. *Teoreticheskie osnovi statisticheskoy radiotekhniki*. [Theoretical Foundations of Statistical Radioengineering]. Moscow: Sovetskoe radio Publ.; 1976. 288 p. (in Russ.)
15. Korn G.A., Korn T.M. *Spravochnik po matematike dlya nauchnih rabotnikov i inzhnerov* [Handbook of Mathematics for Scientists and Engineers]. Moscow: Nauka Publ.; 1978. 277 p. (in Russ.)
16. Bakhvalov N.S. *Chislennye metody* [Numerical Methods]. Moscow: Binom. Laboratory of Knowledge Publ.; 2003. 636 p. (in Russ.)

АППРОКСИМАЦИЯ РЕШЕНИЯ ВНУТРЕННЕЙ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЙ ЗАДАЧИ ДЛЯ ТОНКОГО ТРУБЧАТОГО ВИБРАТОРА МЕТОДОМ СОБСТВЕННЫХ ФУНКЦИЙ

Д.П. Табаков¹, А.Г. Майоров^{1*} 

¹Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики,
Самара, 443010, Российская Федерация

*Адрес для переписки: andrey.mayorov.92@yandex.ru

Информация о статье

УДК 621.396

Статья поступила в редакцию 26.09.2019

Ссылка для цитирования: Табаков Д.П., Майоров А.Г. Аппроксимация решения внутренней электро-динамической задачи для тонкого трубчатого вибратора методом собственных функций // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 4. С. 58–64. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-4-58-64

Аннотация: В статье рассмотрен метод собственных функций для построения приближенного решения внутренней задачи электродинамики. В работе произведена полиномиальная аппроксимация частотной зависимости собственных значений и собственных функций оператора сингулярного интегрального уравнения вибраторной антенны. Осуществлено сравнение решений внутренней задачи, полученных прямым методом и с помощью двух видов аппроксимации.

Ключевые слова: вибраторная антенна, сингулярное интегральное уравнение, метод коллокаций, собственные функции, собственные значения, аппроксимация, экстраполяция.

Введение

Решение внутренней электродинамической задачи, подразумевающей отыскание функции распределения тока по поверхности излучения, имеет особое значение в теории антенн. Вид этой функции определяет решение внешней электродинамической задачи в любой точке пространства. В строгой постановке решение внутренней задачи сводится к системам сингулярных интегральных уравнений (СИУ) [1]. Решение систем СИУ осуществляется путем их сведения к системе линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) методом моментов [2]. В рамках данного метода сходимость решения определяется выбором базисных и тестовых функций. В случае, когда базисные и тестовые функции являются собственными функциями интегрального оператора (ИО), необходимость в решении СЛАУ отпадает, так как ее матрица становится диагональной, а элементы диагонали определяются собственными значениями ИО.

Определение собственных значений и собственных функций ИО также является непростой задачей, но если она решена, то появляются по крайней мере три преимущества. Первое заключается в независимости вида собственных функций от частоты, второе – в возможности аппроксимации частотных зависимостей собственных значений, и,

соответственно, аппроксимации решения внутренней задачи без решения СЛАУ на конкретной частоте. Третье заключается в отсутствии необходимости решения СЛАУ при изменении функции возбуждения. Также представление решения внутренней задачи в форме разложения в ряд по собственным функциям позволяет лучше понять причины его формирования.

В статье рассматривается применение данного подхода к решению внутренней задачи для наиболее простого излучателя – вибраторной антенны.

Сингулярное интегральное уравнение

Наиболее известной на сегодняшний день является тонкопроволочная модель вибратора, в рамках которой внутренняя задача сводится к интегральному уравнению (ИУ) Поклингтона [3]. Данная модель имеет ряд недостатков, рассмотренных в [1]. Там же предложена более совершенная трубчатая модель вибратора, решение внутренней задачи для которого сводится к СИУ с особенностью типа Коши, записанному относительно производной поверхностной плотности тока. В [4] распределение тока для трубчатой модели вибратора вычисляется с помощью гиперсингулярного ИУ.

Геометрия трубчатого вибратора показана на рисунке 1, где: L – длина вибратора; a – радиус трубки; $2b$ – ширина зазора; p – смещение центра зазора вдоль оси Oz ; l – натуральный параметр $l \in [0; L]$.

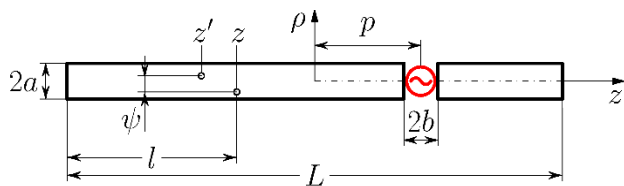


Рис. 1. Геометрия трубчатого вибратора

СИУ трубчатого вибратора связывает z -компоненту неизвестной функции распределения плотности тока $\eta(z)$ с z -компонентой распределения стороннего электрического поля $E_z^{(ct)}(z)$. В рамках модели данные функции предполагаются азимутально-независимыми. При этом данное СИУ удобно представить в операторной форме:

$$Z_m[\bar{Z} \eta(z')] = E_z^{(ct)}(z), \quad z \in [-L/2, L/2], \quad (1)$$

где $\bar{Z}(\ast)$ – нормированный ИО, осуществляющий линейное преобразование функции без изменения размерности:

$$\bar{Z}(\ast) = \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} (\ast) K(z, z') dz';$$

$\eta(z')$ – функция распределения плотности электрического тока вдоль поверхности вибратора; $K(z, z')$ – ядро СИУ:

$$K(z, z') = \frac{a i}{4\pi k} \left(k^2 + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \right) \int_{-\pi}^{\pi} G(z, z', \psi) d\psi;$$

G – функция Грина свободного пространства:

$$G = \frac{e^{-i k R}}{R};$$

R – расстояние между точкой источника и точкой наблюдения, располагающихся на поверхности вибратора:

$$R = \sqrt{(z - z')^2 + 4a^2 \sin^2(\psi/2)}; \quad (2)$$

k – волновое число; Z_m – волновой импеданс свободного пространства.

В неявном виде ядро СИУ содержит логарифмическую и гиперсингулярную особенности [5] и может быть записано в виде:

$$K(z, z') = D(z, z') + c_1 \ln|z - z'| + \frac{c_2}{(z - z')^2}, \quad (3)$$

где $D(z, z')$ – ядро, не содержащее особенностей; c_1, c_2 – известные коэффициенты.

В отличие от ИУ Поклингтона [3], классифицируемого как ИУ Фредгольма первого рода [1], решение представленного СИУ корректно и устойчиво при любых отношениях a/λ , где λ – длина волны излучения.

Собственные значения и собственные функции интегрального оператора

Задача на собственные значения и собственные функции в нашем случае может быть записана в виде:

$$[\bar{Z} \varphi_k(z')] = \xi_k \varphi_k(z), \quad z \in [-L/2, L/2], \quad (4)$$

$$k = 1, 2, \dots, \infty,$$

где ξ_k – k -ое собственное значение интегрального оператора; $\varphi_k(z)$ – соответствующая ему собственная функция.

Учитывая, что $\eta(z) = H_\varphi(z)$, значения Z_m/ξ_k приобретают смысл поверхностного импеданса для соответствующих собственных функций. Отметим, что оператор $\bar{Z}$ является несамосопряженным вследствие того, что энергия излучения, создаваемая поверхностным током $\eta(z)$, уходит в открытое пространство в виде электромагнитных волн. В результате этого собственные значения и собственные функции задачи (4) являются комплексными. В теории характеристических мод для перехода к вещественным ξ_k и $\varphi_k(z)$ используют иную формулировку задачи [6, 7]. Свойство ортогональности собственных функций выражается в форме:

$$\int_L \varphi_n(z) \varphi_k(z) dz = \delta_{n,k}, \quad (5)$$

где $\delta_{n,k}$ – символ Кронекера.

С учетом этого прямое $K = K^{+1}$ и обратное $K = K^{-1}$ ядра СИУ могут быть представлены в виде:

$$K^{\pm 1}(z, z') = \sum_{k=1}^{\infty} \xi_k^{\pm 1} \varphi_k(z) \varphi_k(z'). \quad (6)$$

Если функции распределения тока и стороннего поля представлены в виде разложения в ряды по собственным функциям:

$$\eta(z') = \sum_{k=1}^{\infty} \eta_k \varphi_k(z'), \quad E^{(ct)}(z) = \sum_{k=1}^{\infty} \varepsilon_k \varphi_k(z), \quad (7)$$

то коэффициенты η_k могут быть определены следующим образом:

$$\eta_k = \varepsilon_k \sigma_k / Z_m, \quad \sigma_k = \xi_k^{-1}. \quad (8)$$

В результате при известных или заранее определенных функциях $\varphi_k(z)$ внутренняя задача может быть решена без использования СЛАУ, а аппроксимация зависимостей $\xi_k = \xi_k(L/\lambda, a/L)$ позволяет осуществлять аппроксимацию решения СИУ (4) с помощью (7, 8).

При численном моделировании необходимо осуществить дискретизацию задачи (4). Наиболее просто и наглядно это осуществляется с помощью метода коллокаций [8], суть которого заключается в разбиении вибратора на короткие сегменты длиной $\Delta_j \ll \lambda$, токовая функция на которых считается постоянной: $\eta(z') = \eta(z_j) = \eta_j$.

Здесь z_j – точки коллокации, расположенные в центрах соответствующих сегментов; $j = 1, \dots, N$ – номер сегмента, N – их общее число. В результате получаем задачу на собственные значения и векторы в стандартной формулировке:

$$\hat{\mathbf{Z}}\boldsymbol{\varphi}_k = \xi_k\boldsymbol{\varphi}_k, \quad k = 1, \dots, N, \quad (9)$$

где $\boldsymbol{\varphi}_k$ – собственные векторы, содержащие значения собственных функций в точках коллокации z_j ; $Z_{i,j}$ – элементы матрицы $\hat{\mathbf{Z}}$:

$$Z_{i,j} = \int_{-\frac{\Delta_j}{2}}^{\frac{\Delta_j}{2}} K(z_i, z_j + z') dz', \quad i, j = 1, \dots, N.$$

Значения поверхностной плотности тока $\boldsymbol{\eta} = \{\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_N\}$ в точках коллокации можно вычислить следующим образом:

$$\boldsymbol{\eta} = \mathbf{Z}_m \hat{\mathbf{\Phi}}^T \hat{\boldsymbol{\xi}}^{-1} \hat{\mathbf{\Phi}} \mathbf{e}, \quad (10)$$

где $\hat{\mathbf{\Phi}}$ – матрица; k -ая строка которой содержит $\boldsymbol{\varphi}_k$; $\hat{\boldsymbol{\xi}}$ – диагональная матрица, содержащая собственные значения ξ_k ; $\mathbf{e}$ – вектор стороннего поля в точках коллокаций.

Аппроксимация собственных функций

Численное моделирование проводилось в диапазонах значений $L/\lambda \equiv x \in (0, 2]$. При этом предполагалось, что $a/\lambda \equiv y = 4 \cdot 10^{-3}$, что позволяет считать трубчатый вибратор достаточно тонким. Волновое сопротивление среды составляло $Z_m = 120\pi$ Ом (воздух или вакуум), а число точек коллокации – 200. В рамках метода коллокаций вибратор разбивался на сегменты равной длины Δ с расположением точек коллокации в центрах сегментов. Вычисления проводились с использованием чисел двойной точности. При этом были получены массивы для 45-ти собственных чисел и собственных векторов, послужившие основой для проведения аппроксимации решения внутренней задачи. На рисунке 2 представлен вид первых четырех собственных функций $\varphi_k(l/L)$, полученных путем интерполяции собственных векторов матрицы $\hat{\mathbf{Z}}$. При этом для собственных функций на интервале $t = l/L \in [0, 1]$ выполняется условие нормировки по мощности:

$$\int_0^1 |\varphi_k(t)|^2 dt = 1, \quad k = 1, 2, \dots, \infty. \quad (11)$$

Отметим, что собственные функции являются комплексными, причем мнимая часть $\varphi_k(t)$ по максимальной амплитуде примерно в 40 раз меньше действительной. Данное соотношение уменьшается с увеличением y . Это позволяет сделать вывод о том, что фаза колебаний собственных функций зависит от координаты l на вибраторе, и максимальная разность фаз нарастает с увеличением y .

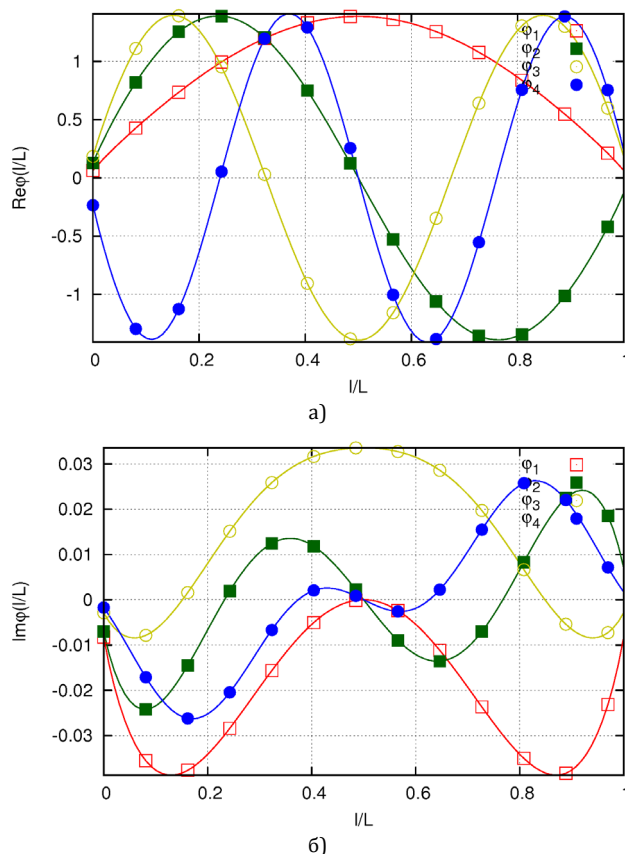


Рис. 2. Вид первых 4-х собственных функций: а) действительная часть; б) мнимая часть

Анализируя графики (см. рисунок 2), можно предположить, что собственные функции тонкого вибратора в первом приближении допускают достаточно простую тригонометрическую аппроксимацию:

$$\tilde{\varphi}_k(t) = \sqrt{2} \begin{cases} \cos(\pi(2t-1)k/2), & \text{если } k - \text{нечет.;} \\ -\sin(\pi(2t-1)k/2), & \text{если } k - \text{четн.} \end{cases} \quad (12)$$

На рисунке 3 представлены результаты аппроксимации распределения полного тока $I = 2\pi a j$ на симметричном вибраторе, полученные при $x = 0,5$ и $x = 1,5$. Модель возбуждения тока была взята из [1, с. 198]. Для аппроксимации использовалось первое выражение (7), в котором осуществлена замена $\varphi_k \rightarrow \tilde{\varphi}_k$. Решение, показанное сплошными линиями, также получено на основе (7). Графики демонстрируют хорошее визуальное совпадение результатов. Отметим, что при расчете характеристик электрического вибратора в дальней зоне используют приближенное распределение тока [9], для симметричного случая имеющее вид:

$$I(z) = I_0 \frac{\sin(k|L/2 - z|)}{\sin(kL/2)}, \quad (13)$$

где I_0 – значение тока в точке питания.

Но это выражение, в отличие от (7), не может быть использовано для вычисления ближних полей и определения входного сопротивления антенны.

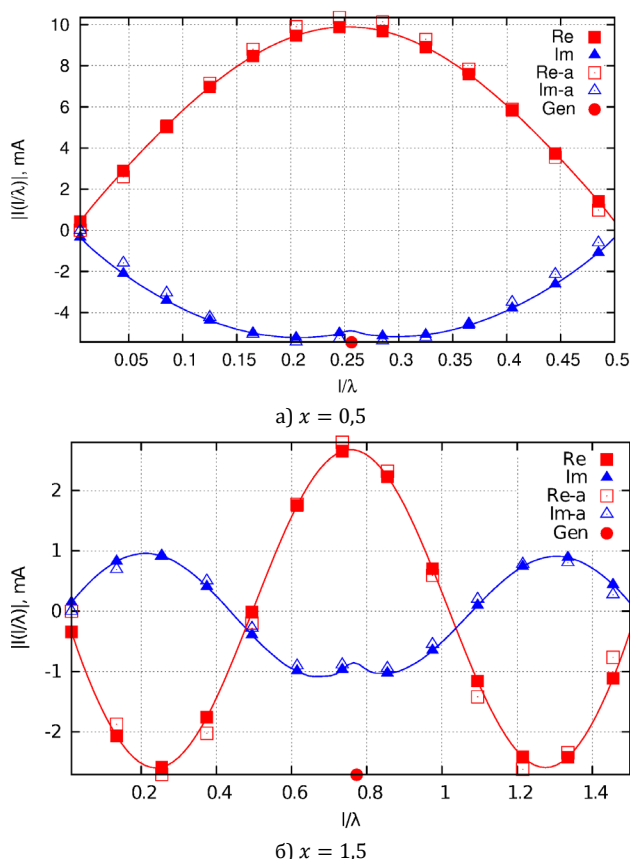


Рис. 3. Сравнение решения внутренней задачи с решением для аппроксимированных собственных функций

Аппроксимация собственных значений

Недостатком аппроксимационной формулы является необходимость вычисления на конкретной частоте собственных значений ξ_k , использующихся при вычислении коэффициентов разложения тока по формуле (8):

$$\eta(z') = \sum_{k=1}^N \eta_k \tilde{\varphi}_k(z'). \quad (14)$$

При этом собственные значения для трубчатого вибратора по сути являются функциями двух нормированных переменных:

$$\xi_k = \xi_k(x, y).$$

В [10] произведено исследование данных функций. Там же было показано, что для них целесообразна запись в форме:

$$\xi_k(x, y) = \dot{A}_k(x) \dot{\xi}_k(x, y) + i \ddot{A}_k(x) \ddot{\xi}_k(x, y), \quad (15)$$

где $\dot{A}_k(x)$ и $\ddot{A}_k(x)$ – функции, с точностью до множителя определяющие асимптотическое поведение собственных значений при $x \rightarrow 0$:

$$\dot{A}_k(x) = \begin{cases} x^2 & k \in 1, 3, \dots \\ x^4 & k \in 2, 4, \dots \end{cases}, \quad \ddot{A}_k(x) \equiv \ddot{A} = \frac{1}{x}; \quad (16)$$

$\dot{\xi}_k(x, y)$, $\ddot{\xi}_k(x, y)$ – функции, гладкие относительно переменной x , причем:

$$\dot{\xi}_k(x \rightarrow 0, y) \rightarrow \alpha_k(y), \quad \ddot{\xi}_k(x \rightarrow 0, y) \rightarrow \beta_k(y), \quad (17)$$

где $\alpha_k(y)$, $\beta_k(y)$ – граничные функции. При этом действительная часть $\dot{\xi}_k$ демонстрирует разное асимптотическое поведение для четных и нечетных значений k , а мнимая часть $\ddot{\xi}_k$ ведет себя асимптотически одинаково с точностью до множителя для всех k . В целом при $x \rightarrow 0$ собственные числа становятся чисто мнимыми, что отражается в емкостном характере сопротивления электрического вибратора при малых x [11]. Здесь и далее для нечетных и четных элементов последовательности V_k будем использовать обозначения $V_j^{(o)}$ ($k = 2j - 1$) и $V_j^{(e)}$ ($k = 2j$), $k, j = 1, \dots, \infty$.

Согласно исследованиям, проведенным в [11], функции $\dot{\xi}_k(x, y)$, $\ddot{\xi}_k(x, y)$ – допускают аппроксимацию полиномами невысокого порядка в относительно широком диапазоне значений аргументов, а зависимость функций $\xi_k(x, y)$ от координаты y менее существенная, чем от координаты x . Поэтому аппроксимация зависимостей $\xi_k(x, y)$ от координаты x при фиксированной геометрии вибратора ($y = \text{const}$) возможна в следующем виде:

$$\zeta_k(x, y = \text{const}) \equiv \zeta_k(x) \approx \tilde{\zeta}_k(x) = \sum_{i=1}^P \zeta_{k,i} x^{(i-1)}, \quad \zeta \equiv \dot{\xi}, \ddot{\xi}. \quad (18)$$

Таким образом, при $y = \text{const}$ функциональные зависимости $\xi_k(x, y)$ для заданного диапазона значений x можно восстановить из таблиц действительных коэффициентов $\zeta_{k,i}$, число которых определяется формулой $2 \times N \times P$.

Для рассматриваемого вибратора определение коэффициентов $\zeta_{k,i}$ осуществлялось в трех диапазонах: $x \in [0; 0,5] \cup [0,5; 1] \cup [1; 1,5]$. В каждом из них массивы данных для собственных чисел содержали 30 значений, вычисленных с равным шагом по частоте. При вычислении $\zeta_{k,i}$ применялся метод квадратичной интерполяции ($P = 3$) с оптимальным выбором среднего узла по критерию минимума невязки для всех значений k :

$$\rho = \sum_j (\zeta_k(x_j) - \tilde{\zeta}_k(x_j))^2. \quad (19)$$

Таким образом, общее число действительных коэффициентов в каждом из диапазонов составило $6 \times N$. Следующий этап заключался в аппроксимации зависимости коэффициентов $\zeta_{k,i}$ от номера собственного значения k . Эмпирическим путем было установлено, что для данного случая хорошо подходит аппроксимационная формула следующего вида:

$$\zeta_{k,i} \approx \left(\sum_{j=1}^{J_i} \zeta'_{i,j} k^{(j-1)} \right) / k^{\theta_i}, \quad k \geq p_i, \quad (20)$$

где p_i , θ_i и J_i – соответственно, нижняя граница применимости аппроксимационной формулы, степенной параметр и число коэффициентов, в общем случае разные для различных $\zeta_{k,i}$.

Объединим данные параметры в один список $\gamma_i: \{p_i, \theta_i, J_i\}$ и будем ассоциировать его со своей

последовательностью $\zeta_{k,i}$. Эти параметры, а также необходимость отдельной аппроксимации для четных и нечетных коэффициентов устанавливается эмпирическим путем. Так, было выявлено, что в отдельной аппроксимации не нуждаются только коэффициенты $\xi_{k,1}$ и $\xi_{k,3}$.

Для остальных коэффициентов по результатам экспериментов получены следующие данные:

$$\begin{aligned} \text{для } x \in [0; 0,5]: & \quad \dot{\gamma}_{i=1,2}^{(o)}: \{2,7/3,1\}, \quad \dot{\gamma}_{i=3}^{(o)}: \{2,7/3,2\}; \quad \dot{\gamma}_{i=1,2}^{(e)}: \{2,5/3,2\}, \quad \dot{\gamma}_{i=3}^{(e)}: \{2,5/3,3\}; \\ & \quad \ddot{\gamma}_{i=1}^{(o)}: \{2,1/3,3\}, \quad \ddot{\gamma}_{i=3}^{(o)}: \{2,1/4,2\}; \quad \ddot{\gamma}_{i=2}^{(o)}: \{4,5/3,3\}, \quad \ddot{\gamma}_{i=2}^{(e)}: \{5,5/4,2\}; \\ \text{для } x \in [0,5; 1]: & \quad \dot{\gamma}_{i=1,2}^{(o)}: \{2,7/3,2\}, \quad \dot{\gamma}_{i=3}^{(o)}: \{2,7/3,3\}; \quad \dot{\gamma}_{i=1}^{(e)}: \{2,7/3,2\}, \quad \dot{\gamma}_{i=2,3}^{(e)}: \{2,7/3,3\}; \\ & \quad \ddot{\gamma}_{i=1}^{(o)}: \{2,1/3,3\}, \quad \ddot{\gamma}_{i=3}^{(o)}: \{2,1/4,2\}; \quad \ddot{\gamma}_{i=2}^{(o)}: \{4,7/3,3\}, \quad \ddot{\gamma}_{i=2}^{(e)}: \{5,3,1,3\}; \\ \text{для } x \in [1; 1,5]: & \quad \dot{\gamma}_{i=1\dots3}^{(o)}: \{2, 11/3,1\}, \quad \dot{\gamma}_{i=1\dots2}^{(e)}: \{2, 3,3\}; \\ & \quad \ddot{\gamma}_{i=1}^{(o)}: \{2, 1/3,3\}, \quad \ddot{\gamma}_{i=3}^{(o)}: \{6, 1/3,3\}; \quad \ddot{\gamma}_{i=2}^{(o)}: \{4, 7/3,3\}, \quad \ddot{\gamma}_{i=2}^{(e)}: \{5, 3,3\}. \end{aligned}$$

Процедура непосредственного вычисления коэффициентов аппроксимации, имеющих индекс i , по дискретному ряду $\zeta_{k,i}$ на практике приводила к проблеме отсутствия их убывания с ростом номера k , что говорит о неустойчивости решения данной задачи. Данная проблема была решена следующим образом. На первом этапе с помощью кубической сплайн-интерполяции осуществлялся переход от дискретного ряда $\zeta_{k,i}$ к непрерывной функциональной зависимости $\zeta_i(k)$ с переходом к стандартному интервалу $s \in [-1, 1]$, на котором определялись узлы s_k , необходимые для использования квадратурных формул при вычислении коэффициентов разложения по полиномам Чебышева первого рода. Число узлов s_k выбиралось равным числу элементов дискретного ряда $\zeta_{k,i}$ по соответствующему индексу. Далее осуществлялся пересчет коэффициентов ряда Чебышева в коэффициенты ряда Тэйлора. При этом ряд Тейлора получался убывающим.

В численном эксперименте было проведено сравнение расчетов распределения тока с помощью непосредственного вычисления коэффициентов в (8), с помощью их аппроксимации по формуле (18), а также с помощью комбинированной аппроксимации, суть которой заключалась в использовании формулы (18) при $k \leq 3$ и формулы (20) при $k > 3$. Результаты сравнения показали отсутствие визуальных отличий в распределениях тока, полученных различными способами при использовании одинаковых систем собственных функций (исходных либо аппроксимированных), поэтому соответствующие графики в статье не приводятся. Таким образом, использование комбинированного подхода для осуществления аппроксимации внутренней задачи в каждом диапазоне потребовало знания 18 действительных значений коэффициентов разложения (18) и примерно такого же количества действительных значений коэффициентов разложения (20).

Еще одним интересным моментом является оценка экстраполяционных свойств представленных алгоритмов аппроксимации. Соответствующие результаты для несимметричного вибратора показаны на рисунке 4. Как видно из графиков, результат аппроксимации остается вполне приемлемым даже при значениях x , почти в 1,5 раза превышающих верхнюю границу зоны аппроксимации. При этом наибольшие расхождения по амплитуде наблюдаются в окрестности резонанса, наблюдающегося при $x \approx 2$. Если учесть данный факт при выборе средней точки полосы, погрешность аппроксимации можно дополнительно уменьшить.

Заключение

Возможности метода решения внутренней задачи для излучающих и переизлучающих структур продемонстрированы на примере наиболее простой структуры – трубчатого вибратора, которая в этом случае сводится к решению СИУ. Методика аппроксимации внутренней задачи для рассматриваемой структуры предполагает приближение собственных функций интегрального оператора СИУ простыми тригонометрическими функциями, а для приближения зависимости собственных чисел от их номера, частоты излучения, а также от геометрических параметров вибратора, предполагается использование полиномов невысокого порядка.

В результате при фиксированном отношении a/L были разработаны и опробованы два варианта аппроксимации для собственных чисел. Первый вариант предполагал аппроксимацию для каждого собственного числа в некотором диапазоне изменения отношения L/λ . Второй вариант строился на основе первого и основывался на дополнительной аппроксимации зависимостей получаемых коэффициентов от номера собственного числа, что позволяет произвести уменьшение объема информации, необходимого для аппроксимации решения внутренней задачи с заданной точностью.

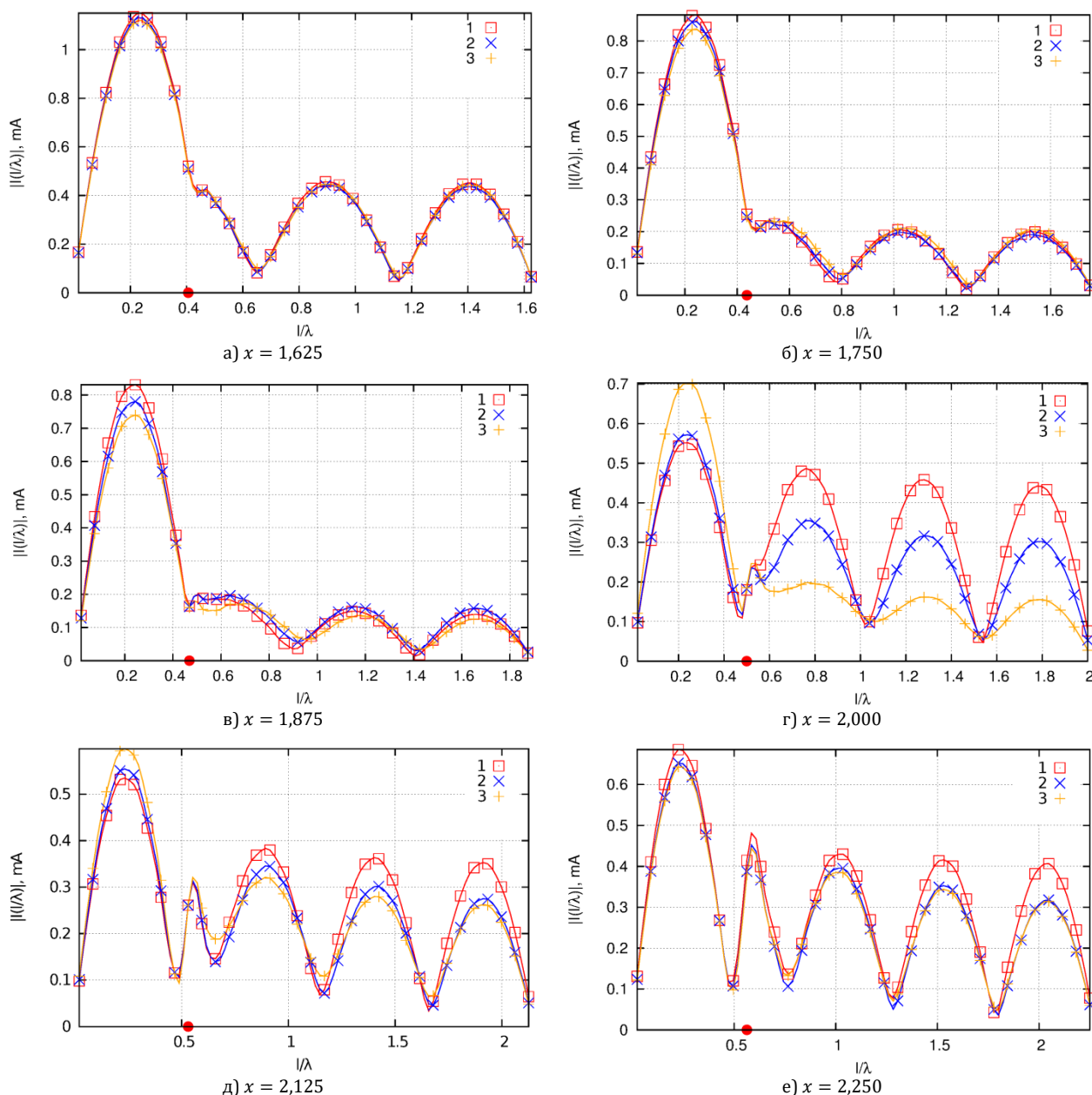


Рис.4. Экстраполяция решения внутренней задачи при различных значениях x : 1 – непосредственное решение; 2 – аппроксимация по формуле (18); 3 – комбинированная аппроксимация

Результаты численных расчетов и графических построений показали, что в аппроксимируемом диапазоне частот непосредственное и аппроксимированное решение внутренней задачи практически не имеет визуальных отличий. Также предложенные варианты аппроксимации показали хорошие экстраполяционные свойства. Наибольшие отличия при экстраполяции наблюдаются в окрестности резонансных частот, и учет этого факта в дальнейшем

можно использовать для минимизации невязки рассматриваемых решений. В дальнейшем планируются обобщить предложенный подход на более сложные излучающие и переизлучающие структуры, разработать новые алгоритмы аппроксимации и внести дополнения в алгоритмы, предложенные в статье.

Список используемых источников

1. Неганов В.А. Физическая регуляризация некорректных задач электродинамики. М.: Сайнс-Пресс, 2008. 450 с.
2. Harrington R.F. Field Computation by Moment Method. Macmillan, New York, 1968. 150 p.
3. Pocklington H.C. Electrical oscillations in wire // Proceedings of the Cambridge Philosophical Society. 1897. № 9. PP. 324–332.
4. Лифанов И.К., Ненашев А.С. Гиперсингулярные интегральные уравнения и теория проволочных антенн // Дифференциальные уравнения. 2005. Т. 41. № 1. С.121–137.

5. Неганов В.А., Табаков Д.П., Ключев Д.С. Физическая регуляризация некорректных задач теории антенн // Электросвязь. 2011. № 5. С. 35–37.
6. Garbacz R.J. Modal expansions for resonance scattering phenomena // Proceedings of the IEEE. 1965. Vol. 53. Iss. 8. PP. 856–864. DOI:10.1109/PROC.1965.4064
7. Harrington R., Mautz J. Theory of characteristic modes for conducting bodies // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1971. Vol. 19. Iss. 5. PP. 622–628. DOI:10.1109/TAP.1971.1139999
8. Вычислительные методы в электродинамике / под ред. Р. Митры. М.: Мир, 1977. 487 с.
9. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высшая школа. 1988. 432 с.
10. Табаков Д.П., Майоров А.Г. О собственных значениях интегрального оператора сингулярного интегрального уравнения тонкого трубчатого вибратора // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2019. Т. 22. № 1. С. 26–31.
11. Неганов В.А., Нефедов Е.И., Яровой Г.П. Электродинамические методы проектирования устройств СВЧ и антенн. М.: Радио и связь, 2002. 416 с.

* * *

APPROXIMATION OF CURRENT ON A THIN TUBULAR VIBRATION ANTENNA USING THE EIGENFUNCTION METHOD

D. Tabakov¹, A. Mayorov¹

¹Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics,
Samara, 443010, Russian Federation

Article info

The article was received 26th September 2019

For citation: Tabakov D., Mayorov A. Approximation of Current on a Thin Tubular Vibration Antenna Using the Eigenfunction Method. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(4):58–64. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-4-58-64>

Abstract: The article considers the method of eigenfunctions for getting the approximated current solution to the internal problem of electrodynamics. The paper considers a polynomial frequency dependence approximation of the eigenvalues and eigenfunctions of the operator for conducting bodies. The current solutions obtained by the straightforward method and with the help of method using the comparison of two approximation types.

Keywords: vibrator antenna, singular integral equation, collocation method, eigenvalues, eigenfunctions, approximation, extrapolation.

References

1. Neganov V.A. *Fizicheskaya regulyazatsiya nekorrektnykh zadach elektrodinamiki* [Physical Regularization of Incorrect Problems of Electrodynamics]. Moscow: Saynes-Press Publ.; 2008. 450 p. (in Russ.)
2. Harrington R.F. *Field Computation by Moment Method*. Macmillan, New York, 1968. 150 p.
3. Pocklington H.C. Electrical oscillations in wire. *Proceedings of the Cambridge Philosophical Society*. 1897;9:324–332.
4. Lifanov I.K. Hypersingular integral equations and the theory of wire antennas. *Differential equations*. 2005;41(1):121–137. (in Russ.)
5. Neganov V.A., Klyuyev D.S., Tabakov D.P. *Fizicheskaya regulyazatsiya nekorrektnykh zadach teorii antenn* [Physical Regularization of Incorrect Problems of Antenna Theory]. *Elektrosvyaz*. 2011;5:35–37. (in Russ.)
6. Garbacz R.J. Modal expansions for resonance scattering phenomena. *Proceedings of the IEEE*. 1965;53(8):856–864. Available from: <https://doi.org/10.1109/PROC.1965.4064>
7. Harrington R., Mautz J. Theory of characteristic modes for conducting bodies. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1971;19(5):622–628. Available from: <https://doi.org/10.1109/TAP.1971.1139999>
8. *Vychislitelnye metody v elektrodinamike* [Computational Methods in Electrodynamics]. Moscow: Mir Publ., 1977. (in Russ.)
9. Sazonov D.M. *Antenny i ustroystva SVCH: uchebnik dlya radiotekhnicheskikh spetsial'nostey vuzov* [Antennas and microwave devices: for radio engineering specialties of universities]. Moscow: Vysshaya shkola Publ.; 1988. 432 p. (in Russ.)
10. Tabakov D.P., Mayorov A.G. Eigenvalues of the integral operator of the singular integral equation for a thin tubular vibrator. *Physics of Wave Processes and Radio Systems*. 2019;22(1):26–31. (in Russ.)
11. Neganov V.A., Nefedov E.I., Yarovoy G.P. *Elektrodinamicheskiye metody proyektirovaniya ustroystv SVCH i antenn* [Electrodynamics Design Methods of Microwave Devices and Antennas]. Moscow: Radio i svyaz Publ.; 2002. 416 p. (in Russ.)

ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ РАЗНОСТНО- ДАЛЬНОМЕРНЫМ И УГЛОМЕРНЫМ МЕТОДАМИ. ЧАСТЬ 2. 2D-МОДЕЛИРОВАНИЕ

Г.А. Фокин^{1*} , В.О. Лазарев¹

¹Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича,
Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

*Адрес для переписки: grihafokin@gmail.com

Информация о статье

УДК 621.396.969.181.23

Статья поступила в редакцию 17.10.2019

Ссылка для цитирования: Фокин Г.А., Лазарев В.О. Оценка точности позиционирования источника радиоизлучения разностно-дальномерным и угломерным методами. Часть 2. 2D-моделирование // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 4. С. 65–78. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-4-65-78

Аннотация: В настоящей работе представлено развитие обобщенной математической модели оценки пределов точности позиционирования, исследованной в части 1, при определении местоположения источника радиоизлучения разностно-дальномерным и угломерным методами для частных сценариев на плоскости. Результатом настоящего исследования являются реализованные 2D-модели, которые являются удобным инструментом установления пределов точности позиционирования и могут быть использованы для практического обоснования топологий размещения станций в современных и перспективных радиосетях для решения задач радиосвязи, радиолокации и радионавигации, в том числе для установления и ведения связи средствами адаптивного диаграммообразования. На примере частных сценариев с тремя радиостанциями показано, что для задач позиционирования соседних устройств в условиях их сверхплотного распределения на плоскости при кооперации минимально необходимого числа измерителей предпочтительным оказывается угломерный метод позиционирования.

Ключевые слова: круговое вероятное отклонение, позиционирование, разностно-дальномерный метод, угломерный метод.

1. ВВЕДЕНИЕ

Задачи позиционирования источника радиоизлучения (ИРИ) востребованы в различных практических приложениях определения местоположения (ОМП) и предъявляют различные требования к точности. Так, например, для сетевого позиционирования абонентских станций в системах мобильной связи и сетях радиодоступа может быть достаточно точности в десятки метров, в то время как для задач автономных подвижных роботизированных комплексов и интеллектуальных транспортных систем предъявляются гораздо более высокие требования к точности позиционирования [1].

Исследуемая задача позиционирования ИРИ в терминах теории радиолокации относится к области многопозиционных систем пассивной радиолокации (МПСПР) [2]. ОМП в МПСПР осуществляется на основе первичных измерений на пространственно-разнесенных пунктах приема (ПП), или сенсорах времени прихода, направления прихода или доплер-

овских сдвигов сигналов, излучаемых ИРИ. Наиболее распространенными пассивными первичными измерениями являются гиперболические, или разностно-дальномерные и угломерные.

Применительно к перспективным системам мобильной связи и сетям радиодоступа задача позиционирования ИРИ на плоскости и в пространстве может рассматриваться как необходимая предварительная процедура для установления и ведения связи средствами адаптивного диаграммообразования. Тенденция организации радиосвязи с направленной передачей и приемом в пространстве объясняется использованием перспективными системами и сетями радиодоступа более высокочастотного диапазона, что позволяет увеличить количество антенн в портативных абонентских станциях и использовать диаграммообразование с формированием луча на основе предварительного определения местоположения [3]. Для максимизации пространственного уплотнения одновремен-

ных передач абонентских станций, являющихся ИРИ, и минимизации влияния на соседние радиостанции, луч диаграммы направленности антенны должен быть образован достаточно узким. Точность направления луча диаграммы направленности передатчика на приемник и луча диаграммы направленности приемника на передатчик определяется точностью предварительного позиционирования соседних радиостанций [4].

В качестве методов позиционирования в системе мобильной связи LTE наибольшее распространение получили разностно-дальномерный [5, 6] и угломерный [7, 8] методы ОМП. Оба метода решают поставленную задачу при наличии прямой видимости (LOS, *от англ.*, Line of Sight) между ИРИ и ПП [9], однако в условиях отсутствия прямой видимости (NLOS, *от англ.*, Non Line of Sight) точность ОМП резко ухудшается [10]. Повышение точности позиционирования ИРИ в условиях отсутствия прямой видимости возможно за счет избыточной топологии стационарных, а также посредством подвижного ПП [11], например, на борту беспилотного летательного аппарата [12].

Задачей работы является развитие известных методов ОМП в МПСР применительно к перспективным системам мобильной связи и сетям радиодоступа в части исследования и разработки математической и имитационной моделей оценки точности позиционирования ИРИ для частных случаев на плоскости. Актуальность настоящего исследования определяется современной тенденцией организации радиосвязи с диаграммообразованием на плоскости и в пространстве, в том числе в сверхплотных сетях пятого поколения, где позиционирование является предварительной процедурой установления и ведения направленной радиосвязи для максимизации пространственного уплотнения одновременных передач. Представленные далее модели и методы основаны на полученных в исследовании [13] выражениях.

Работа является продолжением исследования [13], в котором была разработана и обобщена математическая модель и выполнена предварительная оценка пределов точности позиционирования ИРИ разностно-дальномерным (РДМ) и/или угломерным методом (УМ) на плоскости. Целью настоящей работы является развитие исследования [13] для частных сценариев на плоскости, а также анализ частных сценариев оценки точности позиционирования ИРИ для РДМ и/или УМ на плоскости.

В разделе 2 через теорию МПСР вводятся понятия первичных измерений и пространственных оценок координат (ПОК), иллюстрируется влияние погрешности первичных измерений на ПОК, также проиллюстрирована метрика кругового вероятного отклонения КВО (СЕР, *от англ.*, Circular Error Probability), которая далее служит основой оценки точности позиционирования для частных случаев на

плоскости. В разделах 3 и 4 производится оценка точности позиционирования ИРИ для частных случаев на плоскости с использованием РДМ и УМ, соответственно; при выводе выражений используются полученные в [13] результаты обобщенной модели оценки точности позиционирования. В разделе 5 сформулированы выводы и направления дальнейших исследований по оценке точности позиционирования в пространстве.

2. ПЕРВИЧНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ И ПРОСТРАНСТВЕННЫЕ ОЦЕНКИ КООРДИНАТ

В теории МПСР задачу позиционирования принято решать в два этапа [2]: на первом этапе оценивают параметры принятых от ИРИ сигналов, т. е. первичные измерения, связанные с каждым ПП/сенсором (дальность, пеленг) или парой пунктов (разность дальностей); на втором этапе по этим первичным измерениям находятся пространственные оценки координат ИРИ, что представляет собой статистическую задачу. Если совокупность первичных измерений во всех пунктах приема МПСР однозначно определяет точку в пространстве, координаты этой точки и принимают в качестве оценки координат ИРИ. На практике число измеряемых параметров сигналов во всех пунктах приема МПСР часто превышает число неизвестных координат ИРИ, т. е. имеются избыточные измерения. Также вследствие погрешности первичных измерений получается неопределенность в оценке координат ИРИ (так называемые площадки вероятного местоположения), поэтому возникает дополнительная статистическая задача оценки ПОК.

На рисунках 1а, 1б представлен пример влияния погрешности первичных измерений разности расстояний Δd для РДМ на точность оценки местоположения ИРИ для двух первичных измерений двумя сенсорами при их движении по вертикальной линии, откуда видно, что при пересечении гипербол на плоскости образуются площадки вероятного местоположения, размер которых увеличивается с увеличением ошибки Δd .

На рисунках 1в, 1г представлен пример влияния погрешности первичных измерений угла прихода сигнала $\Delta \varphi$ для УМ на точность ОМП ИРИ для двух первичных измерений одним сенсором при его движении по окружности вокруг ИРИ, откуда видно, что при пересечении секторов на плоскости образуются площадки вероятного местоположения, размер которых увеличивается с увеличением ошибки $\Delta \varphi$. Эллипс ошибок нижней границы Крамера – Рао для ПОК увеличивается с увеличением площадки вероятного местоположения, а вытянутость эллипса по некоторой оси визуализирует более высокую дисперсию оценок по этой оси по сравнению с другой осью. Для разрешения ста-

статистической неопределенности ПОК ИРИ используют, как правило, метод максимума правдоподобия в предположении нормального распределения ошибок первичных измерений параметров сигналов в каждом пункте приема МПСР. Координаты ИРИ в системе координат МПСР связаны с измеряемыми первичными измерениями нелинейными функциональными соотношениями, в виду этого

непосредственное использование метода максимума правдоподобия приводит к необходимости решения систем нелинейных уравнений. Чтобы обойти эту трудность, применяют метод линеаризации нелинейных функциональных соотношений и итеративный метод последовательных приближений [2].

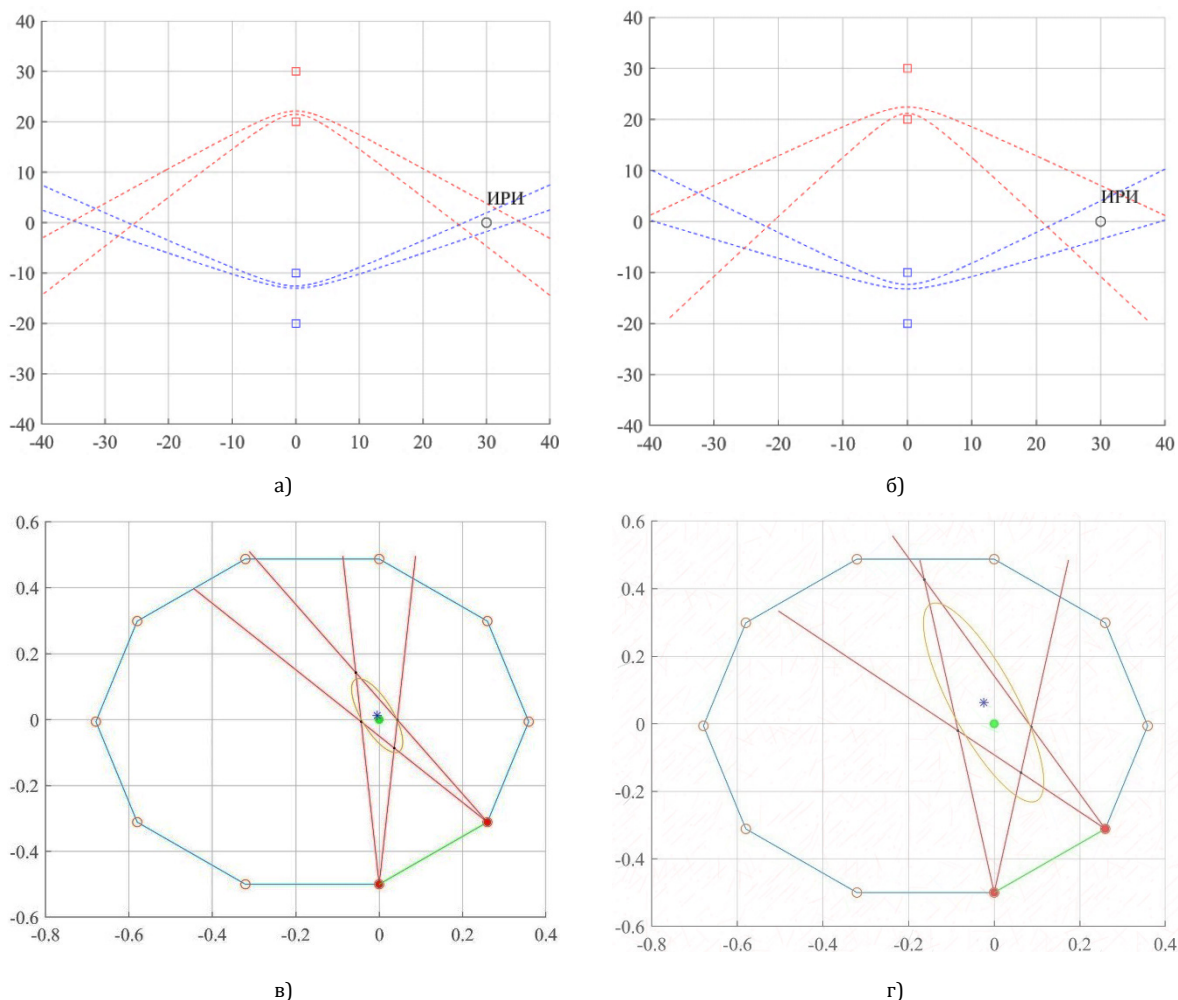


Рис. 1. Пример влияния на оценку местоположения (в км) ошибки первичных измерений разности расстояний для РДМ – 10 %-ая (а) и 20 %-ая погрешность измерения Δd (б), а также угла прихода для УМ – погрешность измерения $\Delta\varphi = 5^\circ$ (в) и $\Delta\varphi = 10^\circ$ (г)

Линеаризация основана на предположении о малости ошибок измерения. Положение ИРИ оценивается относительно опорной точки (ОТ) с известными координатами, которая должна выбираться вблизи истинного положения ИРИ так, чтобы криволинейные поверхности положения, определяемые результатами измерений, можно было в окрестности опорной точки аппроксимировать касательными плоскостями. При этом ошибки измерений приводят лишь к параллельному сдвигу (но не к повороту) плоскостей. Основное достоинство метода линеаризации состоит в том, что он позволяет получить в явном виде оптимальные (например, максимально правдоподобные) ПОК ИРИ и корреляционную матрицу ошибок ПОК.

Метод максимума правдоподобия, линеаризация нелинейных функциональных соотношений и итеративный метод последовательных приближений вместе с обобщенной математической моделью работы алгоритмов и методик позиционирования, а также оценка их потенциальной точности были исследованы в [14]. Целью настоящей работы является продолжение этого исследования с оценкой точности ПОК для частных сценариев позиционирования ИРИ средствами РДМ и УМ по метрике КВО на плоскости.

Для оценки точности позиционирования ИРИ широкое распространение получили две метрики оценки точности ОМП: характеристика вероятного отклонения ОМП и нижняя граница Крамера – Рао.

Проиллюстрируем суть метрики кругового вероятного отклонения (КВО) на примере рисунков 2 и 3. ПОК ИРИ моделируются двумерным вектором из независимых случайных величин (СВ) с нормальным распределением. На рисунке 2 показаны результаты моделирования 10 ПОК с ошибкой, заданной гауссовской СВ с нулевым средним и единичной дисперсией. Радиус окружности ρ зависит от α – вероятности того, что модуль ошибки ПОК окажется меньше ρ . ПОК с небольшой ошибкой могут попасть в окружность радиуса ρ , при этом маленькие значения радиуса ρ соответствуют низкой вероятности α попадания ПОК в заданную окружность; с его увеличением окружность становится больше, и ПОК с большей ошибкой уже могут попасть в заданную окружность.

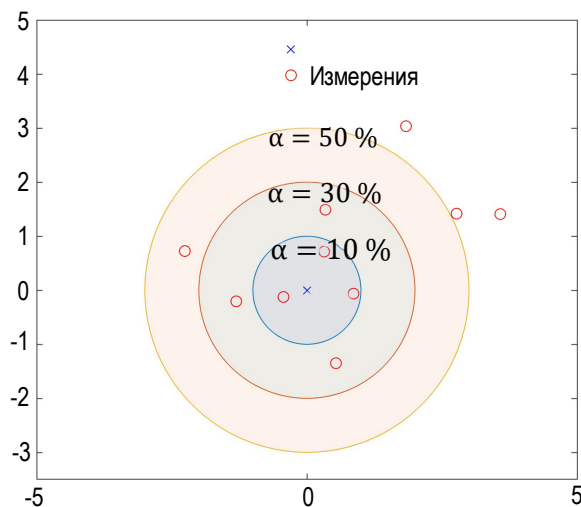


Рис. 2. Оценка характеристики КВО

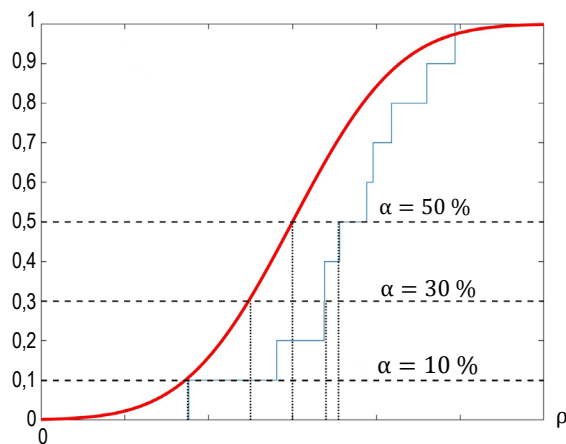


Рис. 3. Интегральная функция распределения отклонения оценки координат

На рисунке 3 показаны дискретная (синим) и непрерывная (красным) интегральные функции распределения ПОК ИРИ, построенные для примера на рисунке 2; функция распределения связывает вероятность отклонения и радиус отклонения ρ : чем ниже вероятность отклонения α , тем меньше радиус отклонения ПОК от истинного местоположения ИРИ, то есть меньше окружность, в которую

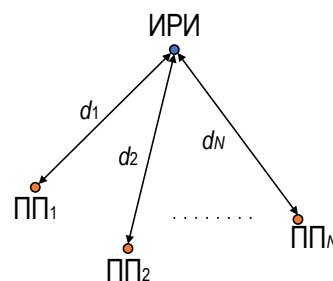
могут попасть измерения ПОК, а в окружность меньшего радиуса может попасть меньше ПОК.

Далее в разделах 3.1 и 4.1 будет исследована математическая модель оценки точности позиционирования РДМ и УМ на основе обобщенной модели, представленной в [14]. Оценка точности позиционирования на плоскости для частных случаев с тремя ПП будет выполнена по метрике КВО в разделах 3.2 и 4.2 для РДМ и УМ соответственно.

3. ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНЫМ МЕТОДОМ

3.1. Математическая модель оценки точности позиционирования РДМ

Пусть t_0 – время излучения сигнала ИРИ, а $t_1, t_1, \dots, t_N$ – времена прихода излученного сигнала от ИРИ на N пунктов приема $i = 1, 2, \dots, N$ (рисунок 4).

Рис. 4. ИРИ и N пунктов приема

Обозначим координаты ПП векторами $\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_1, \dots, \mathbf{r}_N$, где $\mathbf{r} \in \mathbb{R}^{n \times 1}$ – вектор-столбец размерности $n \times 1$. Если скорость распространения сигнала $c = 3 \cdot 10^8$ м/с, а d_i – расстояние между ИРИ и i -м ПП, время прихода сигнала на последний можно определить следующим выражением:

$$t_i = t_0 + d_i/c + \varepsilon_i, \quad i = 1, 2, \dots, N, \quad (1)$$

где ε_i – ошибка измерения времени прихода сигнала.

В векторном виде уравнение можно записать в виде [14]:

$$\mathbf{t} = t_0 \mathbf{1} + \mathbf{d}/c + \boldsymbol{\varepsilon}, \quad (2)$$

где $\mathbf{t} \in \mathbb{R}^{N \times 1}$ – вектор-столбец времен прихода сигнала; $\mathbf{d} \in \mathbb{R}^{N \times 1}$ – вектор-столбец расстояний между ИРИ и ПП с координатами $\mathbf{r}_i = [x_i \ y_i \ z_i]^T, i = 1, 2, \dots, N$; $\boldsymbol{\varepsilon} \in \mathbb{R}^{N \times 1}$ – вектор-столбец ошибок измерений времен прихода сигналов; $\mathbf{1} \in \mathbb{R}^{N \times 1}$ – единичный вектор-столбец.

Рассмотрим алгоритм РДМ, когда помимо оцениваемого трехмерного вектора $\mathbf{x} = [x \ y \ z]^T$ вычисляется время излучения ИРИ (t_0). Тогда выражение (2) представляет частный случай обобщенного выражения (7) из [13], где $\mathbf{r} = \mathbf{t}, \mathbf{f}(\mathbf{x}_t) = t_0 \mathbf{1} + \mathbf{d}/c, \mathbf{n} = \boldsymbol{\varepsilon}$ и $\mathbf{x}_t = [t_0 \ x \ y \ z]^T$. В условиях прямой видимости расстояние d_i , по которому распространяется сигнал от ИРИ до ПП $_i$, определяется выражением $d_i = \|\mathbf{x} - \mathbf{r}_i\|$, где $\|\cdot\|$ – евклидова норма вектора.

Пусть опорная точка в окрестности $\mathbf{x} = [x \ y \ z]^T$ истинного местоположения ИРИ определяет вектор

$\mathbf{x}_0 = [x_0 \ y_0 \ z_0]^T$, тогда расстояние d_{0i} от ПП_i до опорной точки равно $\|\mathbf{x}_0 - \mathbf{r}_i\|$.

При $\mathbf{x}_{t_0} = [x_0 \ y_0 \ z_0]^T$ матрица Якоби для РДМ, согласно (12) из [13], определяется как [14]:

$$\mathbf{G} = [\mathbf{1} \quad \mathbf{F}/c], \quad (3)$$

где

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} (\mathbf{x}_0 - \mathbf{r}_1)^T / d_{01} \\ \vdots \\ (\mathbf{x}_0 - \mathbf{r}_N)^T / d_{0N} \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Каждая строка матрицы $\mathbf{F}$ представляет собой единичный вектор, направленный от ПП_i с координатами $\mathbf{r}_i = [x_i \ y_i \ z_i]^T$ к опорной точке с координатами $\mathbf{x}_0 = [x_0 \ y_0 \ z_0]^T$. В гиперболических системах непосредственная оценка времени излучения сигнала ИРИ t_0 не выполняется. Параметр t_0 исключается из (1) путем измерения разности времен прихода сигналов:

$$t_i - t_{i+1} = (d_i - d_{i+1})/c + n_i, \quad i = 1, 2, \dots, N-1, \quad (5)$$

где n_i – ошибка измерений разности времен прихода сигналов. При измерении разности $t_i - t_{i+1}$ ошибки измерений определяются выражением:

$$n_i = \varepsilon_i - \varepsilon_{i+1}, \quad i = 1, 2, \dots, N-1. \quad (6)$$

Ошибка измерений n_i имеет нулевое среднее, если следующие друг за другом измерения ε_i и ε_{i+1} имеют одинаковые математические ожидания, даже если они ненулевые. Ненулевое среднее $E[n_i]$ может быть результатом рассинхронизации/раскалибровки ПП. При оценке разности времен прихода сигналов $t_i - t_{i+1}$ посредством кросс-корреляции, выражение (6) может и не соблюдаться. В матричном виде выражение (5) можно представить в виде [14]:

$$\mathbf{H}\mathbf{t} = \mathbf{H}\mathbf{d}/c + \mathbf{n}, \quad (7)$$

где $\mathbf{H} \in \mathbb{R}^{(N-1) \times N}$ – матрица вида:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & -1 \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Если (6) справедливо, тогда справедливо следующее выражение:

$$\mathbf{n} = \mathbf{H}\boldsymbol{\varepsilon}, \quad (9)$$

где $\boldsymbol{\varepsilon} \in \mathbb{R}^{N \times 1}$ – вектор-столбец ошибок измерений времен прихода сигнала.

Рассмотрим алгоритм РДМ для случая, когда оценивается трехмерный вектор $\mathbf{x} = [x \ y \ z]^T$. Тогда выражение (7) представляет собой частный случай обобщенного выражения (7) из [13], где $\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{t}$, $\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \mathbf{H}\mathbf{d}/c$. Согласно выражению (12) из [13] при $\mathbf{x} = [x \ y \ z]^T$ матрица Якоби определяется как:

$$\mathbf{G} = \mathbf{H}\mathbf{F}/c, \quad (10)$$

где матрица $\mathbf{F}$ определяется согласно (4). Обозначим через $\mathbf{N}_\varepsilon$ ковариационную матрицу ошибок измерений времен прихода сигналов. Если выражение (7) справедливо, тогда матрица ошибок измерений $\mathbf{N}$, определяемая обобщенным выражением (8) из [14], связана с $\mathbf{N}_\varepsilon$ выражением:

$$\mathbf{N} = \mathbf{H}\mathbf{N}_\varepsilon\mathbf{H}^T. \quad (11)$$

Подставив (10) в (17) из [13], получим оценку метода наименьших квадратов для алгоритма РДМ:

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{x}_0 + c(\mathbf{F}^T\mathbf{H}^T\mathbf{N}^{-1}\mathbf{H}\mathbf{F})^{-1}\mathbf{F}^T\mathbf{H}^T\mathbf{N}^{-1}(\mathbf{H}\mathbf{t} - \mathbf{H}\mathbf{d}_0/c), \quad (12)$$

где $\mathbf{d}_0 \in \mathbb{R}^{N \times 1}$ – вектор-столбец расстояний от ПП_i, $i = 1, 2, \dots, N$ до опорной точки $\mathbf{x}_0 = [x_0 \ y_0 \ z_0]^T$.

Оценка (12) является несмещенной, если $\mathbf{n}$ является вектором случайных величин с нулевым средним, а также если ошибка линеаризации пренебрежимо мала. Ковариационная матрица оценки, определяемая обобщенным выражением (21) из [13], для алгоритма РДМ имеет вид [14]:

$$\mathbf{P} = c(\mathbf{F}^T\mathbf{H}^T\mathbf{N}^{-1}\mathbf{H}\mathbf{F})^{-1}. \quad (13)$$

Оценка метода наименьших квадратов для РДМ (12) справедлива для условий прямой видимости между ИРИ и пунктом приема МПСР. В общем случае, алгоритм метода наименьших квадратов требует знания статистик ошибок измерений. Однако при использовании (11), если ковариации ε_i равны нулю, а дисперсии одинаковы и равны σ_ε^2 , оценка (12) оказывается независима от σ_ε^2 .

Равенство дисперсий ошибок измерений ε_i оказывается обоснованным допущением для одинаковых ПП. Обозначим через σ_{ti}^2 дисперсию ошибки ε_i измерения времени прихода сигнала t_i на i -ый ПП, тогда квадрат среднеквадратического отклонения (СКО) ошибки измерения дальности определяется выражением $c^2\sigma_s^2$, где σ_s^2 – средняя дисперсия ошибок времен прихода сигналов [14]:

$$\sigma_s^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \sigma_{ti}^2. \quad (14)$$

Геометрический фактор снижения точности позиционирования (GDOP, от англ. Geometric Dilution of Precision) определяется как отношение квадратного корня из среднеквадратического отклонения оценки местоположения к квадратному корню из среднеквадратического отклонения ошибки измерения дальности. Для РДМ с алгоритмом несмещенной оценки GDOP равен:

$$\text{GDOP} = \frac{\sqrt{\text{trace}[\mathbf{P}]}}{c \cdot \sigma_s}. \quad (15)$$

Параметр GDOP показывает, насколько ошибка измерения дальности, определяемая $c \cdot \sigma_s$, масштабируется геометрическими соотношениями пространственного расположения ИРИ и пункта приема МПСР. Если геометрическое расположение ПП от-

носителю ИРИ таково, что дисперсии времен прихода сигналов примерно одинаковы, то GDOP слабо зависит от $c \cdot \sigma_s$. Для позиционирования на плоскости величина KBO (CER) [14]:

$$\text{CER} \approx (0,75c \cdot \sigma_s) \text{GDOP}. \quad (16)$$

Так как дисперсии времен прихода сигнала σ_t^2 являются преимущественно результатом шума измерений, обоснованным является представление ошибки измерения ε_i в виде суммы значения постоянного смещения и случайной величины шума с нулевым средним и нормальным распределением.

Граница Крамера – Рао для оценки времени прихода сигнала в условиях аддитивного белого гауссовского шума определяется выражением [14]:

$$\sigma_t^2 = [(2E/N_0)\beta_r^2]^{-1}, \quad (17)$$

где E – энергия сигнала ИРИ; $N_0/2$ – двусторонняя спектральная плотность мощности (СПМ) шума, β_r^2 – функция параметров измерительной РДМ системы, в том числе, ширины полосы сигнала.

Если $S(\omega)$ – преобразование Фурье сигнала от ИРИ, тогда:

$$\beta_r^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \omega^2 |S(\omega)|^2 d\omega}{\int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 d\omega}. \quad (18)$$

Если принятый от ИРИ сигнал представляет собой последовательность импульсов, тогда E – это сумма энергий отдельных импульсов. Для радиолокационных сигналов с последовательностью импульсов длительностью T_p , каждый из которых прошел через фильтр с полосой пропускания B , подходящая аппроксимация функции ширины полосы сигнала следует из (18) и определяется как [14]:

$$\beta_r^2 \approx 2B/T_p, \quad BT_p \gg 1. \quad (19)$$

Для сигналов систем радиосвязи с равномерным распределением $S(\omega)$ в полосе B подходящая аппроксимация функции ширины полосы сигнала следует из (18) и определяется выражением [14]:

$$\beta_r^2 \approx \pi^2 B^2 / 3. \quad (20)$$

Далее проанализируем точность РДМ для частного случая трех ПП на плоскости.

3.2. Оценка точности позиционирования РДМ на плоскости для частного случая с тремя пунктами приема

Рассмотрим частный случай позиционирования ИРИ РДМ с тремя ПП на плоскости; оценке подлежит вектор из двух координат $\mathbf{x} = [x \ y]^T$. Плоскостная модель обоснована для случая, когда ИРИ и ПП находятся на поверхности Земли достаточно близко друг к другу настолько, что ее кривизной можно пренебречь. Предполагается, что один из трех ПП является опорным и выполняет сбор измерений времени прихода сигналов от двух других

для вычисления разностей времен прихода и последующей обработки.

Предположим, что ошибки измерений времени прихода сигналов ε_i на ПП_{*i*} являются некоррелированными СВ, тогда ковариационная матрица $\mathbf{N}_\varepsilon$ определяется выражением:

$$\mathbf{N}_\varepsilon = \begin{bmatrix} \sigma_{t1}^2 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{t2}^2 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{t3}^2 \end{bmatrix}. \quad (21)$$

Матрица $\mathbf{H}$ (8) для случая трех пунктов приема $N = 3$ определяется выражением:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}. \quad (22)$$

Обозначим через φ_{0i} азимутальное направление прихода сигнала от опорной точки оценки местоположения ИРИ с координатами $\mathbf{x}_0 = [x_0 \ y_0]^T$ на ПП_{*i*} с координатами $\mathbf{r}_i = [x_i \ y_i]^T$ (рисунок 5):

$$\varphi_{0i} = \tan^{-1} \left(\frac{y_0 - y_i}{x_0 - x_i} \right), \quad i = 1, 2, 3. \quad (23)$$

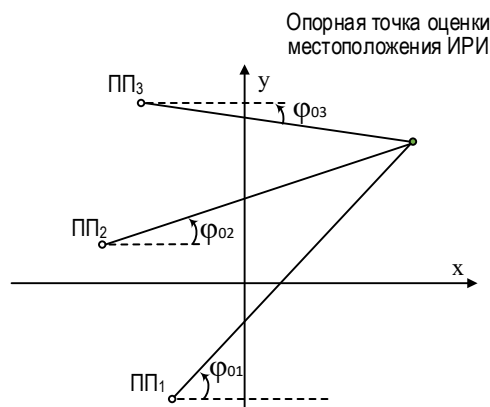


Рис. 5. Определение азимутальных углов прихода для опорной точки и трех пунктов приема

Выражение (4) для случая трех пунктов приема $N = 3$ определяется как:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \cos\varphi_{01} & \sin\varphi_{01} \\ \cos\varphi_{02} & \sin\varphi_{02} \\ \cos\varphi_{03} & \sin\varphi_{03} \end{bmatrix} \quad (24)$$

Ковариационную матрицу $\mathbf{P}$ можно оценить, подставив (11, 21, 22 и 24) в (13). Компоненты матрицы $\mathbf{P}$, согласно (40) из [13], определяются [14]:

$$\sigma_1^2 = \alpha[\sigma_{t1}^2(\sin\varphi_{02} - \sin\varphi_{03})^2 + \sigma_{t2}^2(\sin\varphi_{01} - \sin\varphi_{03})^2 + \sigma_{t3}^2(\sin\varphi_{01} - \sin\varphi_{02})^2]; \quad (25)$$

$$\sigma_2^2 = \alpha[\sigma_{t1}^2(\cos\varphi_{02} - \cos\varphi_{03})^2 + \sigma_{t2}^2(\cos\varphi_{01} - \cos\varphi_{03})^2 + \sigma_{t3}^2(\cos\varphi_{01} - \cos\varphi_{02})^2]; \quad (26)$$

$$\sigma_{12} = \alpha[\sigma_{t1}^2(\cos\varphi_{03} - \cos\varphi_{02})(\sin\varphi_{02} - \sin\varphi_{03}) + \sigma_{t2}^2(\cos\varphi_{03} - \cos\varphi_{01})(\sin\varphi_{01} - \sin\varphi_{03}) + \sigma_{t3}^2(\cos\varphi_{02} - \cos\varphi_{01})(\sin\varphi_{01} - \sin\varphi_{02})]. \quad (27)$$

где

$$\alpha = c^2[(\cos\varphi_{01} - \cos\varphi_{02})(\sin\varphi_{02} - \sin\varphi_{03}) - \quad (28)$$

$$-(\cos\varphi_{02} - \cos\varphi_{03})(\sin\varphi_{01} - \sin\varphi_{02})]^{-2}.$$

Из (25–28) следует, что при равенстве любых двух углов дисперсии σ_1^2 , σ_2^2 и $\sigma_{12} \rightarrow \infty$: такая ситуация возможна тогда, когда опорная точка оценки местоположения ИРИ находится вдоль линии, соединяющей два ПП.

Оценка по алгоритму метода наименьших квадратов для частного случая РДМ с тремя ПП следует из (12) и определяется:

$$\hat{x} = x_0 + \sqrt{\alpha}[(t_1 - d_{01}/c)(\sin\varphi_{02} - \sin\varphi_{03}) + (t_2 - d_{02}/c)(\sin\varphi_{03} - \sin\varphi_{01})^{-2} + (t_3 - d_{03}/c)(\sin\varphi_{01} - \sin\varphi_{02})]; \quad (29)$$

$$\hat{y} = y_0 + \sqrt{\alpha}[(t_1 - d_{01}/c)(\cos\varphi_{03} - \cos\varphi_{02}) + (t_2 - d_{02}/c)(\cos\varphi_{01} - \cos\varphi_{03}) + (t_3 - d_{03}/c)(\cos\varphi_{02} - \cos\varphi_{01})]. \quad (30)$$

Для оценки расстояния между опорным ПП и ИРИ можно провести ось x через опорный пункт и опорную точку оценки местоположения ИРИ так, чтобы расположение опорного пункта совпадало с началом координат. Если опорная точка оценки местоположения ИРИ достаточно близка к истинному местоположению ИРИ, тогда за расстояние между опорным ПП и ИРИ можно принять оценку $\hat{x}$ в (29), а дисперсию оценки можно аппроксимировать значением σ_1^2 в (25). В противном случае расстояние между опорным пунктом и ИРИ можно оценить как $\sqrt{\hat{x}^2 + \hat{y}^2}$.

Азимут направления прихода сигнала от ИРИ к опорному ПП, отсчитываемый от оси x , определяется выражением:

$$\hat{\varphi} = \tan^{-1}(\hat{y}/\hat{x}). \quad (31)$$

Смещение оценки по алгоритму метода наименьших квадратов для частного случая РДМ с тремя ПП следует из (20) из [13] и определяется выражением [14]:

$$b_1 = \sqrt{\alpha}\{E[\varepsilon_1](\sin\varphi_{02} - \sin\varphi_{03}) + E[\varepsilon_2](\sin\varphi_{03} - \sin\varphi_{01}) + E[\varepsilon_3](\sin\varphi_{01} - \sin\varphi_{02})\}; \quad (32)$$

$$b_2 = \sqrt{\alpha}\{E[\varepsilon_1](\cos\varphi_{03} - \cos\varphi_{02}) + E[\varepsilon_2](\cos\varphi_{01} - \cos\varphi_{03}) + E[\varepsilon_3](\cos\varphi_{02} - \cos\varphi_{01})\}. \quad (33)$$

Ненулевые значения $E[\varepsilon_i]$ являются результатом рассинхронизации/раскалибровки ПП, а также погрешности определения их собственных координат.

Допустим, что вектор $\mathbf{n} = \mathbf{H}\mathbf{e}$ в (9) содержит СВ, распределенные по нормальному закону, тогда выражения (41, 42) из [13] вместе с (25–28) позволяют получить СЕР для рассмотренного частного случая трех ПП в зависимости от углов и дисперсий времен прихода сигналов:

$$\text{СЕР} \approx 0,75\sqrt{\lambda_1 + \lambda_2} = 0,75\sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}. \quad (34)$$

Для фиксированного расположения ПП и ИРИ можно вычислить круговое вероятное отклонение СЕР. При вычислении СЕР пересчет в декартовы координаты осуществляется с использованием (23), а опорная точка предполагаемого расположения предполагается настолько близкой к истинному местоположению ИРИ, что обосновано допущение $d_{0i} = d_i$.

Обозначим через L протяженность линейного расположения трех ПП с координатами $(0, -L/2)$, $(0,0)$, $(0, L/2)$. Допустим, что в (17) достигается нижняя граница, тогда дисперсия равна:

$$\sigma_t^2 = \frac{N_0}{2E\beta_f^2}. \quad (35)$$

Энергию принятого сигнала от ИРИ на ПП _{L} , расположенном на расстоянии $d_{0i} = L$, можно аппроксимировать как E/L^n , где n – показатель потерь пространства радиоволн (РРВ), тогда дисперсия измерений на ПП _{L} :

$$\sigma_{tL}^2 = \sigma_t^2 L^n = \frac{N_0 L^n}{2E\beta_f^2}. \quad (36)$$

Дисперсию измерений на ПП _{i} , расположенном на расстоянии d_{0i} , можно определить через (36) выражением:

$$\sigma_{ti}^2 = \sigma_{tL}^2 (d_{0i}/L)^n, \quad i = 1, 2, 3, \quad (37)$$

где σ_{tL}^2 – нижняя граница σ_{ti}^2 при $d_{0i} = L$.

На рисунке 6 показаны нормированные контуры КВО РДМ при $n = 2$ и 4 для расположения трех пунктов приема в линию и треугольник в точках $(0, -L/2)$, $(-L/2, 0)$, $(0, L/2)$ при $n = 2$ и 4 соответственно. Значения на кривых означают нормированный к L радиус КВО, в окружность которого попадает оценка местоположения ИРИ с вероятностью 50 %. Таким образом, чем больше это значение, тем выше ошибка ОМП. Показатель $n = 2$ соответствует условиям РРВ в свободном пространстве, а показатель $n = 4$ – условиям РРВ в городе/пригороде.

Из сравнения графиков контуров для $n = 2$ и $n = 4$ следует, что чем выше показатель потерь РРВ, тем выше ошибка ОМП по критерию нормированного КВО; для одинаковых значений нормированных отсчетов по оси x/y радиус КВО (чем выше радиус, тем выше отклонение от истинного местоположения) окажется выше в случае $n = 4$ по сравнению с условиями, когда $n = 2$, что и объясняет увеличение ошибки ОМП. Также отличительными особенностями КВО является специфичность контура вдоль пересечения линий, проходящих через два ПП (см. рисунок 5). Это накладывает ограничение на территориальное распределение пунктов приема: отклонение от линейного расположения нежелательно при необходимости широкого охвата зоны МПСР.

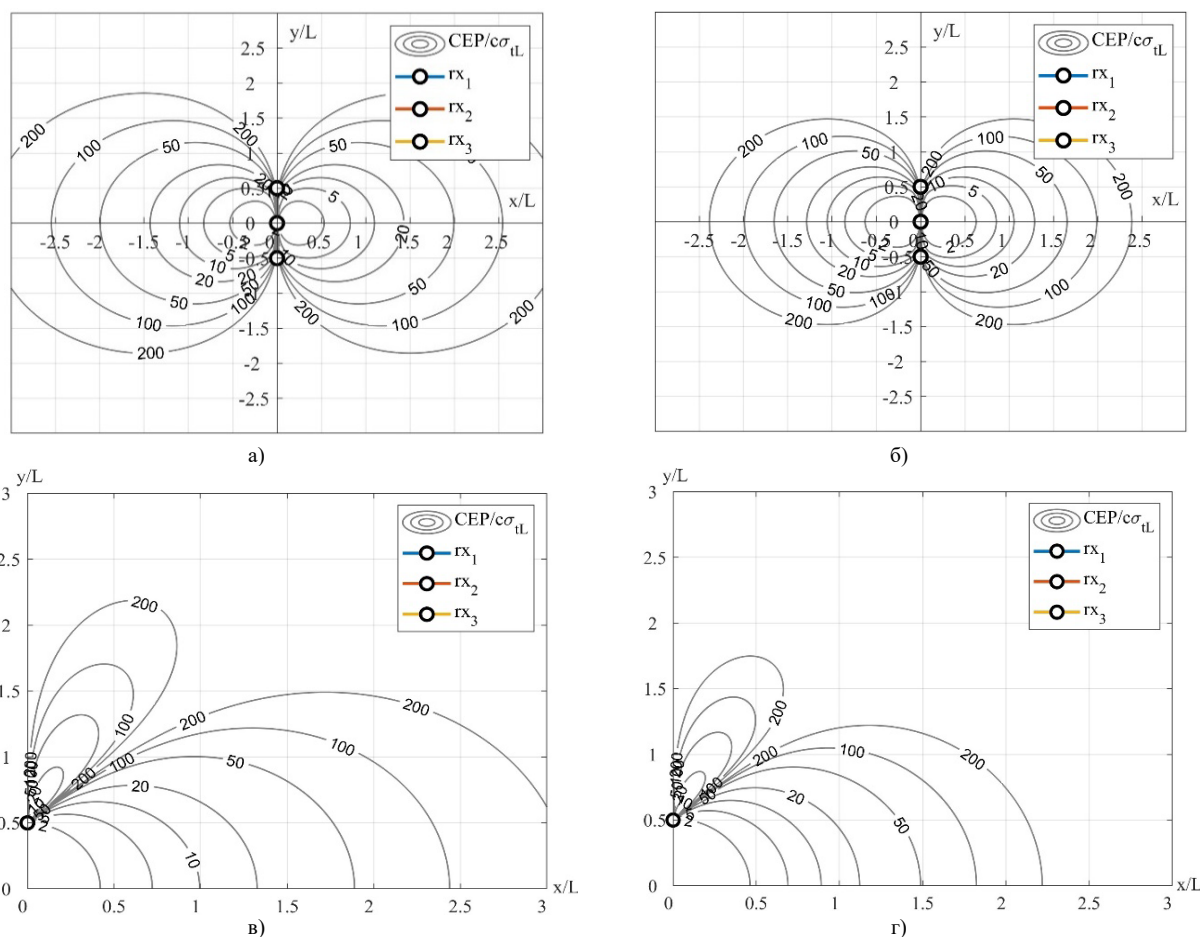


Рис. 6. Нормированный контур КВО РДМ для трех пунктов приема в линию при $n = 2$ (а) и $n = 4$ (б) и в треугольник при $n = 2$ (в) и $n = 4$ (г)

4. ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ УГЛОМЕРНЫМ МЕТОДОМ

4.1. Математическая модель оценки точности позиционирования УМ

Отдельные угломерные измерения азимута и угла места на двух и более стационарных пунктах приема МПСР или же по ходу движения подвижного ПП комбинируются для последующей оценки местоположения ИРИ в пространстве. При отсутствии шума измерений линии направления прихода сигнала от ИРИ на двух и более ПП пересекутся в одной точке и обозначат точное местоположение ИРИ. При наличии шума измерений линии направления прихода сигнала от ИРИ на двух и более ПП уже не пересекутся в одной точке (рисунок 7), поэтому для ОМП ИРИ требуется обработка первичных измерений.

Обозначим через θ_i – угол места, а через φ_i – азимут, измеренные на ПП_i относительно линии отсчета в пространстве, линия отсчета при этом параллельна оси x (рисунок 8).

Пусть (x_i, y_i, z_i) – координаты ПП_i, а (x, y, z) – неизвестные координаты ИРИ, тогда при отсутствии ошибок измерений угол места равен:

$$\theta_i = \cos^{-1} \left(\frac{x - x_i}{\sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2 + (z - z_i)^2}} \right), \quad (38)$$

$$0 \leq \theta_i \leq \pi.$$

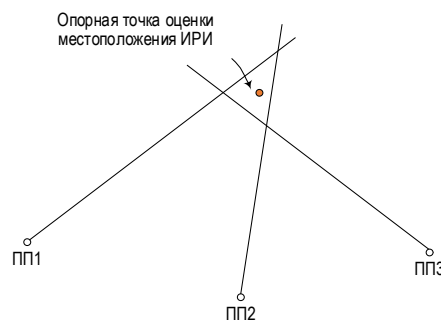


Рис. 7. Линии направлений прихода сигналов на трех пунктах приема

На рисунке 8 азимут φ_i определяется в плоскости ИРИ, перпендикулярной оси z , и отсчитывается против часовой стрелки от линии отсчета, параллельной оси x . Если угол возвышения ψ_i ПП_i относительно ИРИ известен, тогда азимут φ_i может быть вычислен по геометрическому соотношению:

$$\cos \theta_i = \cos \varphi_i \cos \psi_i. \quad (39)$$

Если угол возвышения ψ_i достаточно мал, направление прихода сигнала аппроксимируется азимутом:

$$\varphi_i = \tan^{-1} \left(\frac{y - y_i}{x - x_i} \right). \quad (40)$$

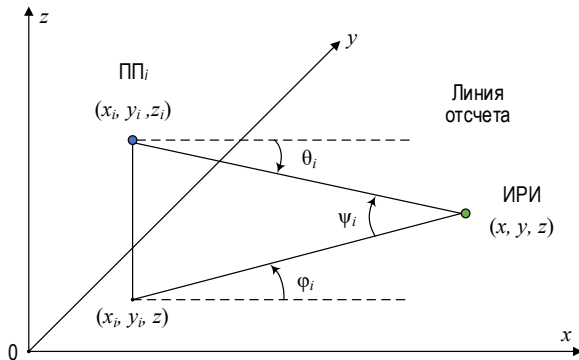


Рис. 8. Определение углов прихода для УМ

В большинстве практических приложений ИРИ находится на поверхности Земли, поэтому координата z предполагается известной. Для оценки координат (x, y) ИРИ на плоскости используются угловые измерения азимута (40). Таким образом, трехмерная задача позиционирования ИРИ в пространстве сводится к двумерному определению местоположения ИРИ на плоскости; при этом предполагается, что ИРИ и пункты приема МПСР лежат в одной плоскости, и направления прихода сигнала определяются только азимутами; решение задачи в такой постановке называется триангуляцией.

Рассмотрим алгоритм УМ, когда вектор координат ИРИ $\mathbf{x} = [x \ y]^T$ оценивается на плоскости. Предполагается, что сигнал от ИРИ на N пунктах приема ПП_i принимается в условиях прямой видимости. Измеренный угол прихода φ_i от ИРИ ПП_i определяется по выражению:

$$\varphi_i = f_i(\mathbf{x}) + n_i, \quad i = 1, 2, \dots, N, \quad (41)$$

где n_i – ошибка измерения угла прихода сигнала на ПП_i; $f_i(\mathbf{x})$ – нелинейная функция:

$$f_i(\mathbf{x}) = \tan^{-1} \left(\frac{y - y_i}{x - x_i} \right). \quad (42)$$

В векторном виде уравнения (41) можно записать в виде:

$$\boldsymbol{\varphi} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{n}. \quad (43)$$

Пусть вектор $\mathbf{x}_0 = [x_0 \ y_0]^T$ определяет опорную точку в окрестности истинного местоположения ИРИ, например, в центре многоугольника, образованного линиями измеренных направлений прихода сигналов. Обозначим через φ_{0i} азимут прихода сигнала от опорной точки оценки местоположения ИРИ до ПП_i, тогда можно записать следующее выражение:

$$\sin \varphi_{0i} = \frac{y_0 - y_i}{d_{0i}}; \quad \cos \varphi_{0i} = \frac{x_0 - x_i}{d_{0i}}, \quad (44)$$

где $d_{0i} = \sqrt{(x_0 - x_i)^2 + (y_0 - y_i)^2}$, $i = 1, 2, \dots, N$.

Согласно (12) из [13] при $\mathbf{x}_0 = [x_0 \ y_0]^T$ матрица Якоби для УМ равна [14]:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} -(\sin \varphi_{01})/d_{01} & (\cos \varphi_{01})/d_{01} \\ \vdots & \vdots \\ -(\sin \varphi_{0N})/d_{0N} & (\cos \varphi_{0N})/d_{0N} \end{bmatrix}. \quad (45)$$

Оценка методом наименьших квадратов для алгоритма УМ согласно выражению (17) из [14]:

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{x}_0 + (\mathbf{G}^T \mathbf{N}^{-1} \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^T \mathbf{N}^{-1} \boldsymbol{\varphi}_r, \quad (46)$$

где i -ая компонента вектора $\boldsymbol{\varphi}_r$ определяется выражением:

$$\varphi_{ri} = \varphi_i - \varphi_{0i} = \varphi_i - \tan^{-1} \left(\frac{y_0 - y_i}{x_0 - x_i} \right), \quad (47)$$

$$i = 1, 2, \dots, N,$$

где φ_{ri} – угол между измеренным направлением прихода сигнала φ_i и направлением на опорную точку φ_{0i} (рисунок 9).

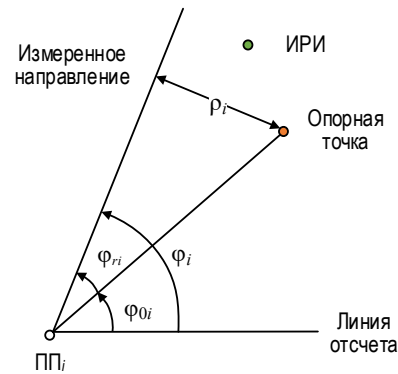


Рис. 9. Угол между измеренным направлением прихода сигнала и направлением на ОТ

Если ошибки измерений угла прихода сигналов на ПП_i – независимые случайные величины с дисперсиями $\sigma_{\varphi i}^2$, $i = 1, 2, \dots, N$, тогда:

$$\mathbf{N} = \begin{bmatrix} \sigma_{\varphi 1}^2 & 0 \\ & \ddots \\ 0 & \sigma_{\varphi N}^2 \end{bmatrix}. \quad (48)$$

Непосредственное вычисление элементов ковариационной матрицы $\hat{\mathbf{x}}$ в (46) с использованием подстановки (45, 48) в (21) из [13] дает [14]:

$$\sigma_1^2 = E[(\hat{x} - x)^2] = \frac{\mu}{\mu\lambda - v^2}; \quad (49)$$

$$\sigma_2^2 = E[(\hat{y} - y)^2] = \frac{\lambda}{\mu\lambda - v^2}; \quad (50)$$

$$\sigma_{12} = E[(\hat{x} - x)(\hat{y} - y)] = \frac{v}{\mu\lambda - v^2}. \quad (51)$$

где

$$\mu = \sum_{i=1}^N \frac{\cos^2 \varphi_{0i}}{d_{0i}^2 \sigma_{\varphi i}^2}; \quad \lambda = \sum_{i=1}^N \frac{\sin^2 \varphi_{0i}}{d_{0i}^2 \sigma_{\varphi i}^2}; \quad (52)$$

$$v = \sum_{i=1}^N \frac{\sin \varphi_{0i} \cos \varphi_{0i}}{d_{0i}^2 \sigma_{\varphi i}^2}.$$

Оценка по алгоритму метода наименьших квадратов для УМ, следует из подстановки в (46) формул (45) и (48) и определяется выражениями [14]:

$$\hat{x} = x_0 + \frac{1}{\mu\lambda - \nu^2} \sum_{i=1}^N \varphi_{ri} \frac{(\nu \cos \varphi_{0i} - \mu \sin \varphi_{0i})}{d_{0i} \sigma_{\varphi i}^2}; \quad (53)$$

$$\hat{y} = y_0 + \frac{1}{\mu\lambda - \nu^2} \sum_{i=1}^N \varphi_{ri} \frac{(\lambda \cos \varphi_{0i} - \nu \sin \varphi_{0i})}{d_{0i} \sigma_{\varphi i}^2}. \quad (54)$$

Смещение оценки по алгоритму метода наименьших квадратов для УМ следует из (20) в [13] и, если ошибкой линеаризации можно пренебречь, определяется как [14]:

$$b_1 = \frac{1}{\mu\lambda - \nu^2} \sum_{i=1}^N E[n_i] \frac{(\nu \cos \varphi_{0i} - \mu \sin \varphi_{0i})}{d_{0i} \sigma_{\varphi i}^2}; \quad (55)$$

$$b_2 = \frac{1}{\mu\lambda - \nu^2} \sum_{i=1}^N E[n_i] \frac{(\lambda \cos \varphi_{0i} - \nu \sin \varphi_{0i})}{d_{0i} \sigma_{\varphi i}^2}. \quad (56)$$

Зависимость оценки и смещения от дисперсий $\sigma_{\varphi i}^2$, $i = 1, 2, \dots, N$, исключается в (53–56) тогда, когда дисперсии оказываются одинаковыми. Допущение о равенстве дисперсий $\sigma_{\varphi i}^2$ обоснованно, если измерительные возможности ПП одинаковы.

Обозначим через ρ_i кратчайшее расстояние от опорной точки до линии направления прихода сигнала на ПП_{*i*} (см. рисунок 9). Предположим, что опорная точка достаточно близка к истинному местоположению ИРИ, а ошибки измерения малы, тогда справедливы следующие выражения:

$$\varphi_{ri} \approx \rho_i / d_{0i}; \quad \cos \varphi_{0i} \approx \cos \varphi_i; \quad \sin \varphi_{0i} \approx \sin \varphi_i, \quad (57)$$

$$i = 1, 2, \dots, N.$$

Подстановка выражений (57) в (52–54) приводит к известному алгоритму оценки Стэнсфилда [15], полученному при допущении о малых ошибках измерений направлений прихода сигнала. Если опорная точка x_0 достаточно близка к истинному местоположению ИРИ x , то алгоритм метода наименьших квадратов оказывается предпочтительнее алгоритма Стэнсфилда, так как последний приводит к большему смещению оценки до тех пор, пока ошибка измерений не становится достаточно малой.

Квадрат среднеквадратического отклонения оценки дальности для систем УМ определяется как среднее от дисперсии произведения $d_{0i} \varphi_{ri}$:

$$\sigma_d^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N d_{0i}^2 \sigma_{\varphi i}^2. \quad (58)$$

По аналогии с (15), GDOP для несмещенной оценки по алгоритму УМ:

$$\text{GDOP} = \frac{\sqrt{\text{trace}[\mathbf{P}]}}{\sigma_d}. \quad (59)$$

Если расположение ПП относительно ИРИ таково, что дисперсии направлений прихода сигналов одинаковы, то GDOP слабо зависит от σ_d . Для позиционирования на плоскости из (34) и (59) следует выражение:

$$\text{СЕР} \approx (0,75 \sigma_d) \text{GDOP}. \quad (60)$$

Дисперсия направлений прихода сигнала σ_{φ}^2 является преимущественно результатом шума измерений. Для условий аддитивного белого гауссовского шума при достаточно высоком отношении E/N_0 известна аппроксимация σ_{φ}^2 выражением:

$$\sigma_{\varphi}^2 \approx \left(\frac{2E}{N_0} \beta_{\varphi}^2 \right)^{-1}, \quad (61)$$

где β_{φ}^2 – функция параметров измерительной УМ системы.

Для фазового интерферометра дисперсия σ_{φ}^2 может быть представлена выражением [14]:

$$\sigma_{\varphi}^2 \geq \left(\frac{c}{2\pi f_0 d \cos \varphi} \right) \left(\frac{E}{N_0} \right)^{-1}, \quad |\varphi| < \frac{\pi}{2}, \quad (62)$$

где f_0 – несущая частота сигнала ИРИ; d – максимальное расстояние между антеннами интерферометра; φ – истинное направление на ИРИ.

Далее проанализируем точность УМ для частного случая трех ПП на плоскости.

4.2. Оценка точности позиционирования УМ на плоскости для частного случая с тремя пунктами приема

Рассмотрим частный случай оценки местоположения ИРИ УМ с пятью симметрично расположенными ПП относительно опорной точки (рисунок 10).

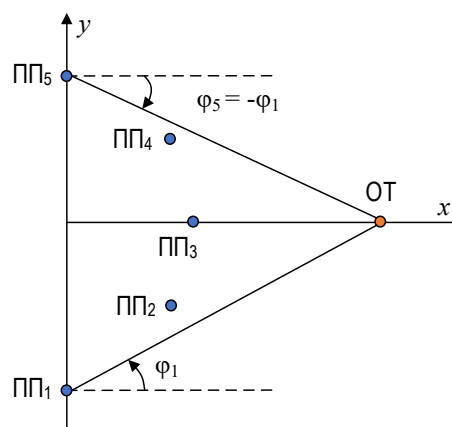


Рис. 10. Определение углов прихода для пяти симметрично расположенных пунктов приема

ПП расположены симметрично относительно опорной точки так, что:

$$\varphi_{0i} = -\varphi_{0(N-i+1)}, \quad d_{0i}^2 \sigma_{\varphi i}^2 = d_{0(N-i+1)}^2 \sigma_{\varphi(N-i+1)}^2, \quad (63)$$

$$i = 0, 1, \dots, [N/2],$$

где $[N/2]$ – округление до ближайшего целого значения к $N/2$ так, что это значение будет не меньше $N/2$. Если N – нечетное, будем далее полагать:

$$\varphi_{0i} = 0, \quad i = [N/2]. \quad (64)$$

Пример на рисунке 10 может иметь место, когда измерения собираются подвижным пунктом приема, например, на борту БПЛА с равномерно распределенными временными интервалами по ходу движения. Подстановка (63) и (64) в (52) приводит к $v = 0$, тогда из (51) следует, что $\sigma_{12} = 0$. Это позволяет сделать вывод о том, что симметричное, но не обязательно линейное распределение ПП (или точек взятия измерений для случая подвижного ПП) относительно опорной точки оценки местоположения ИРИ позволяет получить некоррелированные оценки координат.

Для случая двух пунктов приема $N = 2$ из (49–54) следует:

$$\sigma_1^2 = \frac{d_{01}^2 \sigma_{\varphi 1}^2}{2 \sin^2 \varphi_{01}}, \quad \sigma_2^2 = \frac{d_{01}^2 \sigma_{\varphi 1}^2}{2 \cos^2 \varphi_{01}}; \quad (65)$$

$$\hat{x} = x_0 - \frac{d_{01}}{2 \sin \varphi_{01}} (\varphi_{r1} - \varphi_{r2}), \quad (66)$$

$$\hat{y} = y_0 + \frac{d_{01}}{2 \cos \varphi_{01}} (\varphi_{r1} + \varphi_{r2}).$$

Если опорная точка располагается на пересечении двух направлений прихода сигнала, то $\varphi_{r1} = \varphi_{r2} = 0$ и из рисунка 9 следует, что $(\hat{x}, \hat{y}) = (x_0, y_0)$, и из (58, 59, 65) можно вывести выражение:

$$\text{GDOP} = \sqrt{2} / \sin 2\varphi_{01}. \quad (67)$$

Минимальное значение GDOP в (67), равное $\sqrt{2}$, достигается при $\varphi_{01} = \pi/4$. При $\sigma_{12} = 0$ из (41, 42) в [13], (34) следует:

$$\text{СЕР} = 0,563 \max(\sigma_1, \sigma_2) + 0,614 \min(\sigma_1, \sigma_2). \quad (68)$$

При $N = 3$ дисперсия $\hat{x}$ остается той же, а дисперсия $\hat{y}$ становится [14]:

$$\sigma_2^2 = \left(\frac{2 \cos^2 \varphi_{01}}{d_{01}^2 \sigma_{\varphi 1}^2} + \frac{1}{d_{02}^2 \sigma_{\varphi 2}^2} \right)^{-1}, \quad (69)$$

откуда следует, что добавление дополнительного ПП повышает точность оценки координаты $\hat{y}$ ИРИ. При удалении ИРИ от ПП, угол φ_{01} уменьшается, и, таким образом, повышается отношение σ_1^2 / σ_2^2 .

Если вектор $\mathbf{n}$ в (43) содержит случайные величины, распределенные по нормальному закону, тогда выражения (41, 42) из [13], (34) вместе с (49–52) позволяют получить СЕР для рассмотренного частного случая трех пунктов приема в зависимости от углов прихода сигналов и их дисперсий. Допустив, что опорная точка настолько близка к истинному местоположению ИРИ, что $d_{0i} = d_i$, а угол φ_{0i} равен истинному направлению на ИРИ, геомет-

рическое место точек местоположения ИРИ с постоянным значением СЕР можно вычислить с использованием (44).

Как и для случая РДМ, рассмотрим линейное расположение ПП с координатами $(0, -L/2)$, $(0, 0)$, $(0, L/2)$. Обозначим через $\sigma_{\varphi L}$ значение $\sigma_{\varphi i}$ при $d_{0i} = L$ и $\varphi_{0i} = 0$. Допустим, что в (62) достигается нижняя граница, тогда дисперсия равна:

$$\sigma_{\varphi i}^2 = \frac{\sigma_{\varphi L}^2}{\cos^2 \varphi_{0i}} \left(\frac{d_{0i}}{L} \right), \quad |\varphi_i| < \frac{\pi}{2}, \quad i = 1, 2, 3, \quad (70)$$

где

$$\sigma_{\varphi L}^2 = \frac{c^2 L^n N_0}{(2\pi f_0 d)^2 E}. \quad (71)$$

На рисунке 11 показаны нормированные контуры КВО УМ при $n = 2$ и $n = 4$ для расположения трех ПП в линию и в точках треугольника с координатами $(0, -L/2)$, $(-L/2, 0)$, $(0, L/2)$ соответственно. Анализ графиков на рисунке 11 позволяет сделать следующие выводы: во-первых, контуры КВО УМ похожи на соответствующие контуры КВО РДМ для расположения ПП в линию (см. рисунок 6); во-вторых, при прочих равных условиях значение радиуса КВО для УМ оказывается ниже, чем для РДМ. Также из графиков (см. рисунки 6 и 11) можно сделать вывод о том, что для УМ нелинейное расположение ПП с точки зрения равномерности рабочей зоны охвата оказывает менее пагубное влияние, чем для РДМ.

В целом же, по критерию нормированного показателя КВО можно сделать следующий вывод для частного случая позиционирования на плоскости с использованием трех ПП: чтобы гиперболические (разностно-дальномерные) системы обеспечивали более точное позиционирование ИРИ по сравнению с угломерными, необходимо выполнение следующего условия [14]:

$$q \sigma_{\varphi L} < L \sigma_{\varphi L}, \quad (72)$$

где $q \approx 5$. Подставляя (36, 71) в (72), получим:

$$\sqrt{2} q \pi f_0 d < L \beta_r. \quad (73)$$

Для радиолокационных сигналов подстановка (19) в (73) дает:

$$T_p (q \pi f_0 d)^2 < B L^2. \quad (74)$$

Для сигналов систем радиосвязи подстановка (20) в (73) дает:

$$\sqrt{6} q f_0 d < B L. \quad (75)$$

Анализ выражений (74, 75) позволяет сделать вывод о том, что гиперболические системы предпочтительнее тогда, когда длина набора ПП L возрастает, а ширина полосы сигнала B увеличивается.

Из совместного анализа графиков на рисунках 6 и 11 следует, что при кооперативной обработке измерений от трех радиостанций, организованных в

линию, пределы точности ОМП оказываются симметричными как относительно линии расположения станций, так и относительно линии, перпенди-

кулярной их расположению, однако для УМ точность ОМП оказывается несколько выше. При организации радиостанций в треугольник точность УМ также оказывается выше, чем РДМ.

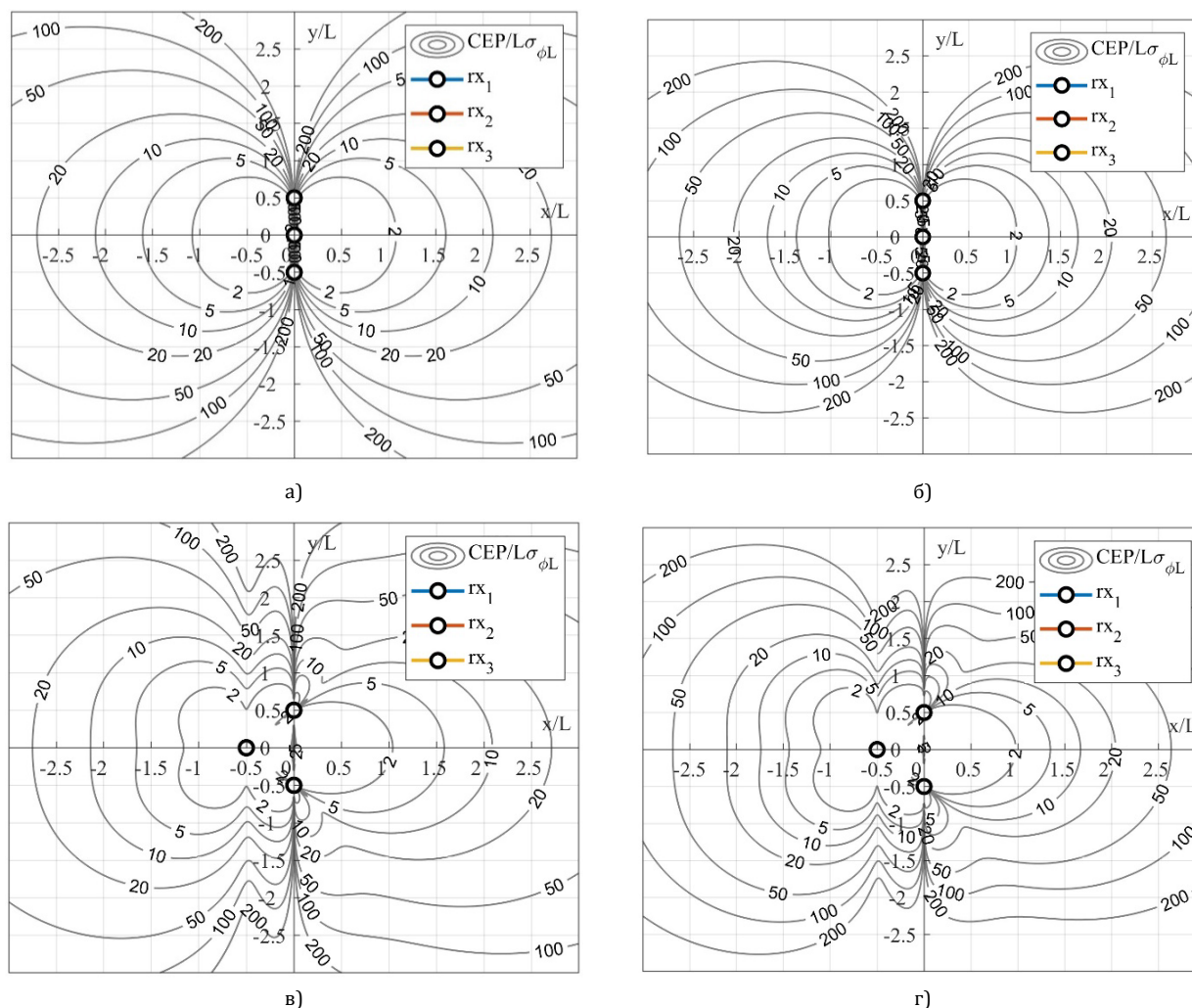


Рис. 11. Нормированный контур кругового вероятного отклонения УМ для трех пунктов приема в линию при $n = 2$ (а) и $n = 4$ (б) и в треугольник при $n = 2$ (в) и $n = 4$ (г)

5. ВЫВОДЫ

Для организации радиосвязи с адаптивным диаграммообразованием и максимизации пространственного уплотнения одновременных передач, требуется оценка направления луча диаграммы направленности передатчика на приемник и луча диаграммы направленности приемника на передатчика, что, в свою очередь, определяется точностью предварительного позиционирования соседних радиостанций. В настоящем исследовании численно проанализированы частные сценарии оценки точности позиционирования источников радиоизлучения разностно-дальномерным и угломерным методами при ко-

операции трех соседних радиостанций, геометрически организованных на плоскости в линию и треугольник. Полученные контуры кругового вероятного отклонения в нормированных координатах применительно к сценарию сверхплотных радиосетей позволяют сделать вывод о том, что для задач позиционирования соседних ИРИ при кооперации минимально необходимого числа измерителей предпочтительным оказывается угломерный метод позиционирования.

В дальнейшем планируется обобщение полученных результатов математического и имитационного моделирования на случай позиционирования в пространстве.

БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации по Гранту Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых № МК-3468.2018.9.

Список используемых источников

1. Zekavat R., Buehrer R.M. Handbook of Position Location: Theory, Practice, and Advances. Hoboken: John Wiley & Sons, 2019.
2. Черняк В.С., Заславский Л.П., Осипов Л.В. Многопозиционные радиолокационные станции и системы // Зарубежная радиоэлектроника. 1987. № 1. С. 9–69.
3. Фокин Г.А. Управление самоорганизующимися пакетными радиосетями на основе радиостанций с направленными антеннами. Дис. ... канд. техн. наук. СПб: СПбГУТ, 2009.
4. Бабков В.Ю., Фокин Г.А. Оценка вероятности успешного радиоприема в самоорганизующихся пакетных радиосетях на основе радиостанций с направленными антеннами // Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2009. № 4(82). С. 77–84.
5. Киреев А.В., Фокин Г.А. Позиционирование объектов в сетях LTE посредством измерения времени прохождения сигналов // Труды учебных заведений связи. 2016. Т. 2. № 1. С. 68–72.
6. Сиверс М.А., Фокин Г.А., Духовницкий О.Г. Оценка возможностей метода разностно-дальномерного метода позиционирования абонентских станций в системах мобильной связи LTE средствами имитационного моделирования // Информационные технологии моделирования и управления. 2016. Т. 98. № 2. С. 149–160.
7. Киреев А.В., Фокин Г.А. Пеленгация источников радиоизлучения LTE мобильным пунктом радиоконтроля с круговой антенной решеткой // Труды Научно-исследовательского института радио. 2015. № 2. С. 68–71.
8. Киреев А.В., Фокин Г.А. Позиционирование источников радиоизлучения в сетях LTE с использованием круговой антенной решетки // IV Международная научно-техническая и научно-методическая конференция (Санкт-Петербург, Россия, 3–4 марта 2015). Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании: сборник научных статей в 2 томах. СПб: СПбГУТ, 2015. Т. 1. С. 122–126.
9. Фокин Г.А. Методика идентификации прямой видимости в радиолиниях сетей мобильной связи 4-го поколения с пространственной обработкой сигналов // Труды Научно-исследовательского института радио. 2013. № 3. С. 78–82.
10. Фокин Г.А. Имитационное моделирование процесса распространения радиоволн в радиолиниях сетей мобильной связи 4-го поколения с пространственной обработкой сигналов // Труды Научно-исследовательского института радио. 2013. № 3. С. 83–89.
11. Фокин Г.А. Комплексная имитационная модель для позиционирования источников радиоизлучения в условиях отсутствия прямой видимости // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 1. С. 85–101. DOI:10.31854/1813-324x-2018-1-85-101
12. Аль-Одхари А.Х., Фокин Г.А. Позиционирование источников радиоизлучения в условиях высокогорья с использованием беспилотных летательных аппаратов // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 2. С. 5–17. DOI:10.31854/1813-324x-2018-2-5-17
13. Лазарев В.О., Фокин Г.А. Оценка точности позиционирования источника радиоизлучения разностно-дальномерным и угломерным методами. Часть 1 [14] // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 2. С. 88–100. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-2-88-100
14. Torrieri D.J. Statistical Theory of Passive Location Systems // Cox I.J., Wilfong G.T. (eds) Autonomous Robot Vehicles. New York: Springer, 1990. DOI:10.1007/978-1-4613-8997-2_13
15. Stansfield R.G. Statistical theory of d.f. fixing // Journal of the Institution of Electrical Engineers – Part IIIA: Radiocommunication. 1947. Vol. 94. Iss. 15. PP. 762–770. DOI:10.1049/ji-3a-2.1947.0096

* * *

POSITIONING ACCURACY EVALUATION OF RADIO EMISSION SOURCES USING TIME DIFFERENCE OF ARRIVAL AND ANGLE OF ARRIVAL METHODS. PART 2. 2D-SIMULATION

G. Fokin¹ , V. Lazarev¹

¹The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications,
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

Article info

The article was received 17th October 2019

For citation: Fokin G., Lazarev V. Positioning Accuracy Evaluation of Radio Emission Sources Using Time Difference of Arrival and Angle of Arrival Methods. Part 2. 2D-Simulation. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(4):65–78. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-4-65-78>

Abstract: This article presents the development of a generalized mathematical model for estimating the limits of positioning accuracy, which was studied in part 1, when determining the radio source location using the difference-range and goniometric methods for particular scenarios on the plane. The results of this study were implemented in 2D models, which is a convenient tool for establishing the positioning accuracy limits and can it be practically used to substantiate the topologies of station placement in modern and advanced radio networks for solving radio communication, radar, and radio navigation problems, including adaptive beamforming for establishing and maintaining communications. Using private scenarios with three radio stations as an example, it is shown that for positioning of neighboring devices under conditions of their ultra dense distribution on the plane during the cooperation of the minimum required receivers number, the goniometer method is preferable.

Keywords: Circular Error Probable, Positioning, Time Difference of Arrival, Angle of Arrival.

References

1. Zekavat R., Buehrer R.M. *Handbook of Position Location: Theory, Practice, and Advances*. Hoboken: John Wiley & Sons; 2019.
2. Chernyak V.S., Zaslavsky L.P., Osipov L.V. *Mnogopozitsionnye radiolokatsionnye stantsii i sistemy* [Multiposition radar Stations and Systems]. *Zarubezhnaia radioelektronika*. 1987;1:9–69. (in Russ.)
3. Fokin G.A. *Upravlenie samoorganizuiushchimisia paketnymi radiosetiami na osnove radiostantsii s napravlennymi antenami* [Control of Self-Organizing Packet Radio Networks Based on Radio Stations with Directional Antennas]. Ph.D. Thesis. St. Petersburg: The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications Publ.; 2009. (in Russ.)
4. Babkov V.Iu., Fokin G.A. *Otsenka veroiatnosti uspeshnogo radiopriema v samoorganizuiushchikhsia paketnykh radio-setiakh na osnove radiostantsii s napravlennymi antennami* [Estimation of the Probability of Successful Radio Reception in Self-Organizing Packet Radio Networks Based on Radio Stations with Directional Antennas]. *St. Petersburg Polytechnical University Journal. Computer Science. Telecommunication and Control Systems*. 2009;4(82):77–84. (in Russ.)
5. Kireev A., Fokin G. Positioning of Objects in LTE Networks by Measuring Signal Time of Arrival. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2016;2(1):68–72. (in Russ.)
6. Sivers M.A., Fokin G.A., Dukhovnitskii O.G. *Otsenka vozmozhnostei metoda raznostno-dalnomernogo metoda pozitsionirovaniia abonentskikh stantsii v sistemakh mobilnoi sviazi LTE sredstvami imitatsionnogo modelirovaniia* [Opportunity Assessment Method Rangedifference Positioning Method of Subscriber Stations in the LTE Mobile Communication Systems by Means of Simulation]. *Informatsionnye tekhnologii modelirovaniia i upravleniia*. 2016; 98(2):149–160. (in Russ.)
7. Kireev A., Fokin G. Radio Direction-Finding of LTE Emissions Using Mobile Spectrum Monitoring Station with Circular Antenna Array. *Trudy NIIR*. 2015;2:68–71. (in Russ.)
8. Kireev A., Fokin G.A. Positioning of Radio-Frequency Source in LTE Networks by Uniform Circular Array. *Proceedings of the IVth International Conference on Infotelecommunications in Science and Education, 3–4 March 2015, St. Petersburg, Russia*. St. Petersburg: The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications Publ., 2015. Vol. 1. p. 122–126. (in Russ.)
9. Fokin G.A. *Metodika identifikatsii priamoi vidimosti v radioliniiakh setei mobilnoi sviazi 4-go pokoleniia s prostranstvennoi obrabotkoi signalov* [The Direct Line of Sight Identification Technique in the Radio Links of the 4th Generation Mobile Communication Networks with Spatial Signal Processing]. *Trudy Nauchno-issledovatel'skogo instituta radio*. 2013;3:78–82. (in Russ.)
10. Fokin G.A. *Imitatsionnoe modelirovanie protsessa rasprostraneniia radiovoln v radioliniiakh setei mobilnoi sviazi 4-go pokoleniia s prostranstvennoi obrabotkoi signalov* [Simulation of the Process of Propagation of Radio Waves in the Radio Links of the 4th Generation Mobile Communication Networks with Spatial Signal Processing]. *Trudy Nauchno-issledovatel'skogo instituta radio*. 2013;3:83–89. (in Russ.)
11. Fokin G. Complex Imitation Model of Radio Emission Sources's Positioning in the Non-Line-of-Sight Conditions. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2018;4(1):85–101. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2018-1-85-101>
12. Al-Odhari A., Fokin G. Positioning of Radio Emission Sources in Hilly Terrain Using Unmanned Aerial Vehicles. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2018;4(2):5–17. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2018-2-5-17>
13. Lazarev V., Fokin G. Positioning Accuracy Evaluation of Radio Emission Sources Using Time Difference of Arrival and Angle of Arrival Methods. Part 1. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(2):88–100. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-2-88-100>
14. Torrieri D.J. Statistical Theory of Passive Location Systems. In: Cox I.J., Wilfong G.T. (eds) *Autonomous Robot Vehicles*. New York: Springer; 1990. Available from: https://doi.org/10.1007/978-1-4613-8997-2_13
15. Stansfield R.G. Statistical theory of d.f. fixing. *Journal of the Institution of Electrical Engineers - Part IIIA: Radiocommunication*. 1947;94(15):762–770. Available from: <http://dx.doi.org/10.1049/ji-3a-2.1947.0096>

ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ КОДА И РЕЖИМА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ПРЕДНАМЕРЕННЫХ ПОМЕХ

А.М. Чуднов^{1*}, Д.И. Кирик², Е.М. Ермакова¹

¹Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного, Санкт-Петербург, 194064, Российская Федерация

²Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

*Адрес для переписки: chudnow@yandex.ru

Информация о статье

УДК 621.391.1-503.5

Статья поступила в редакцию 08.10.2019

Ссылка для цитирования: Чуднов А.М., Кирик Д.И., Ермакова Е.М. Оптимизация параметров кода и режима обработки сигналов в условиях преднамеренных помех // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 4. С. 79–86. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-4-79-86

Аннотация: Изучаются принципы анализа и оптимизации параметров и режима использования помехоустойчивого кода в системе передачи информации с обратным каналом, функционирующей в условиях воздействия преднамеренных помех, структура которых может подбираться с позиции нарушения (ухудшения) работы системы. Разработана методика оптимизации параметров системы по критерию максимума гарантированной скорости передачи информации для классов помех с ограниченной средней мощностью. Дана оценка выигрыша, обеспечиваемого за счет применения предложенных методов оптимизации структуры канального блока и режима его декодирования.

Ключевые слова: система передачи информации, псевдослучайный сигнал, помехоустойчивый код, преднамеренная помеха, помехозащищенность системы.

I. Введение

Актуальность и тематика работы. Актуальность темы обусловлена необходимостью обеспечения надежного и безопасного функционирования систем передачи информации (СПИ) с обратным каналом, функционирующих в условиях воздействия преднамеренных помех. Защита от таких воздействий, структура которых может подбираться с позиций нарушения работы СПИ, должна быть предусмотрена уже на этапе их разработки.

Кроме того, проектирование СПИ из расчета на наихудший случай (наихудшую по структуре помеху в классе помех с ограниченной энергетикой) приобретает исключительную важность в системах и комплексах, в которых должен быть обеспечен обмен сообщениями с заданными гарантированными показателями своевременности и достоверности. При этом под гарантированными параметрами системы принято понимать параметры, которые могут быть обеспечены при воздействии наихудшей (оптимальной, преднамеренной) помехи из класса помех, определенного условием задачи.

Вопросам обеспечения гарантированных показателей СПИ, в частности, функционирующей в условиях преднамеренных помех, в научно-технической литературе (включая библиографические списки) уделяется значительное внимание в силу их актуальности [1–15]. На основе теоретических исследований разработаны, внедрены и широко используются в различных сферах линии связи с псевдослучайными сигналами [3–15]. В системах управления СПИ предусматриваются меры по функционированию в условиях дестабилизирующих воздействий. Вместе с тем задачи построения и исследования эффективности оптимальных алгоритмов функционирования СПИ на различных уровнях функциональной архитектуры изучены весьма в малой степени. В этом отношении к решенным вопросам в области передачи дискретных сообщений можно отнести лишь вопросы построения и анализа помехоустойчивости алгоритмов формирования и приема двоичных сигналов, являющихся ϵ -оптимальными с позиции обеспечения минимальной вероятности ошибочного приема бита информации в соответствующих классах помех. А именно, в [5–7] для класса по-

мех с ограничениями на среднюю и пиковую мощность построены оптимальные приемники псевдослучайных сигналов, модулированных по фазе псевдослучайной $\{-1, 1\}$ -последовательностью.

В [8–10] построены ε -оптимальные алгоритмы формирования и приема сигналов амплитудно-фазоманипулированных сигналов при ограничениях на энергию, а также на среднюю мощность помехи и установлена их асимптотическая оптимальность для сигналов с большой базой. Существенное расхождение оценок помехоустойчивости (около 6 дБ [10]) для систем с двоичными сигналами с полученной для общего случая верхней границей дает основание для поиска более эффективных алгоритмов передачи информации в условиях преднамеренных помех. При этом весьма важным представляется вопрос об эффективности использования обратного канала для передачи информации в условиях преднамеренных помех, который к настоящему времени является открытым.

Целью работы является получение оценок достижимой скорости передачи информации на канальном уровне системой с обратной связью при оптимизации параметров канального блока и режима декодирования кода. Рассматривается широко используемая модель СПИ с частичным исправлением ошибок и переспросом кодовых блоков с обнаруженными ошибками [12].

Концептуальное описание задачи и используемые термины. На концептуальном уровне задачу удобно описать на языке теории множеств следующим образом. Имеется класс $\mathcal{U}$ допустимых вариантов построения СПИ и класс $\mathcal{V}$ помех (вариантов постановки). Для каждой системы $U \in \mathcal{U}$ и заданных условий $V \in \mathcal{V}$ в соответствии с формализованной моделью мы определим показатель эффективности функционирования СПИ $q(U, V)$ как функцию $q: \mathcal{U} \times \mathcal{V} \rightarrow \mathbb{R}$. Тогда в классе условий $\mathcal{V}$ критерий оптимальности системы оценивается величиной:

$$Q(U) = \inf_{V \in \mathcal{V}} q(U, V),$$

интерпретируемой как *гарантировано обеспечиваемая эффективность функционирования системы U в классе условий $\mathcal{V}$* .

Задача синтеза системы состоит в максимизации этого показателя выбором (определением) допустимого варианта построения системы $U \in \mathcal{U}$, т. е. задача:

$$Q(U) = \inf_{V \in \mathcal{V}} q(U, V) \rightarrow \max_{U \in \mathcal{U}}. \quad (1)$$

Следует отметить, что задача (1) является составной частью теоретико-игровой задачи, представленной игрой $\mathcal{G} = \mathcal{G}(q, \mathcal{U}, \mathcal{V})$ [16, 17] с множествами $\mathcal{U}, \mathcal{V}$ стратегий игроков, отождествляющих СПИ и источника помехи, и функцией выигрыша первого

игрока, т. е. СПИ $q(\cdot, \cdot)$. Пара $(U, V) \in \mathcal{U} \times \mathcal{V}$ называется ситуацией игры $\mathcal{G}$, искомая величина Q_- – нижним значением (нижней ценой) игры:

$$Q_- = \sup_{U \in \mathcal{U}} Q(U) = \sup_{U \in \mathcal{U}} \inf_{V \in \mathcal{V}} q(U, V).$$

Стратегия $U^0 = \operatorname{argmax}_{U \in \mathcal{U}} Q(U)$ (в нашем случае вариант построения системы), для которой достигается нижнее значение, т. е. $Q(U^0) = \max_{U \in \mathcal{U}} Q(U)$, называется *оптимальной гарантирующей стратегией*. Любая стратегия $U^\varepsilon \in \mathcal{U}$, для которой выполняется условие $Q(U^\varepsilon) \geq \max_{U \in \mathcal{U}} Q(U) - \varepsilon$, является *ε -оптимальной гарантирующей стратегией*. Соответствующие термины будем использовать применительно к СПИ.

Далее в работе в формализованном виде формулируется задача оптимизации параметров кода и режима обработки сигналов в СПИ с обратной связью, решение которой позволяет определить оптимальные параметры канального блока и режима декодирования помехоустойчивого кода, обеспечивающие максимально достижимую скорость передачи информации при воздействии наихудшей помехи с ограниченной мощностью на заданном временном интервале.

II. Модель СПИ и постановка задачи

Модель «система VS источник помехи» направляется на формализованное описание множеств $\mathcal{U}, \mathcal{V}$ допустимых вариантов построения системы и постановки помехи, соответствующих решаемой задаче. Рассматривается СПИ, представленная двоичными символами (битами), в которой осуществляются следующие преобразования.

1) Поступающие от источника информации символы (*пакеты данных*) разделяются на *информационные блоки*, содержащие по k символов, в которые добавляются $t = n - k$ *проверочных* символов. Сформированные таким образом *канальные блоки* имеют длину n и представляют собой *кодовые комбинации (слова)* избыточного (n, k, d) -кода [18], где n, k, d – соответственно длина кодового блока, число информационных элементов в блоке, минимальное расстояние кода.

2) Осуществляется псевдослучайное перемежение символов канальных блоков, сформированных на некотором временном интервале. С позиции решения теоретико-игровой задачи можно обосновать целесообразность межблочного перемежения символов на последовательности блоков такое, которое несущественно влияет на показатели задержки сообщений [17].

3) Сформированная последовательность символов передающей стороной СПИ выдается на физический уровень, осуществляющий передачу битов в виде псевдослучайных сигналов с базой b , которые после регистрации приемником физического уровня выдаются на канальный уровень системы.

Воздействующая на физический сигнал помеха может с некоторой вероятностью приводить к ошибочной регистрации символов в канале, причем вероятность выдачи ошибочного символа зависит от способа формирования, регистрации сигналов (решающего правила приемника), базы сигнала, а также мощности и структуры воздействующей помехи, задаваемыми соответственно величиной δ – отношение средней на временном интервале мощности помехи к мощности сигнала и функцией $F_v(z)$ распределения вероятностей отношения помеха/сигнал внутри этого интервала.

4) Поступающая из физического канала системы последовательность символов подвергается обратному перемежению, в результате которого восстанавливается исходный порядок следования символов, и подается в декодирующее устройство.

5) Декодер системы при наличии в принятом блоке не более установленного числа r ошибок исправляет эти ошибки и выдает восстановленную информационную последовательность символов на сетевой уровень СПИ. Если число ошибок превышает величину r , то с вероятностью, зависящей от корректирующей способности кода, эти ошибки обнаруживаются, и после переспроса соответствующие блоки повторяются. Блоки с необнаруженными ошибками выдаются получателю на сетевой уровень СПИ. При назначении режима декодирования принимается во внимание, что величина r не может быть выбрана более максимально возможной кратности $t = \left\lfloor \frac{d-1}{2} \right\rfloor$ исправляемых кодом ошибок.

В соответствии с выше рассмотренным формулируемая задача вида (1) направляется, с одной стороны, на нахождение параметров b, k, r , определяющих принцип построения и функционирования СПИ рассматриваемого уровня и обеспечивающих максимальное значение средней скорости передачи информации в системе и, с другой, на определение наихудшего вида (стратегии постановки) помехи, определяемого функцией $F_v(\cdot)$. Значения δ, n , а также показателей достоверности передачи информации и задействованного ресурса избыточности (вводятся ниже) полагаются заданными, поскольку решение данной задачи представляет интерес при различных значениях этих параметров. Ниже приводятся соотношения для участвующих в задаче параметров.

Вероятность ошибочного приема символов p_e в физическом канале определяется выражением вида:

$$p_e = \varphi(\delta_v + \delta_\xi) = \varphi(\delta_\Sigma),$$

где δ_v, δ_ξ – отношение мощностей помеха/сигнал и шум/сигнал; $\delta_\Sigma = \delta_v + \delta_\xi$, $\varphi(\cdot)$ – функция, определяемая видом используемых сигналов и решающим правилом приемника. В приведенной записи величина δ_ξ полагается согласованной с зависимостью $\varphi(\cdot)$.

Так, например, для физического канала с когерентным приемом двоичных противоположных сигналов:

$$\varphi(\delta_\Sigma) = \mathcal{F} \left(\sqrt{\frac{\mathcal{P}_u}{\mathcal{P}_v + \mathcal{P}_\xi/2}} \right) = \mathcal{F} \left(1/\sqrt{\delta_v + \mathcal{P}_\xi/2\mathcal{P}_u} \right), \quad (2)$$

где $\mathcal{F}(\cdot)$ – интеграл вероятностей Гаусса; $\mathcal{P}_u, \mathcal{P}_v, \mathcal{P}_\xi$ – мощность сигнала, помехи и шума, соответственно, следует положить $\delta_\xi = \mathcal{P}_\xi/2\mathcal{P}_u$.

Как отмечалось, стратегия помехи реализуется на физическом уровне и определяется функцией распределения вероятностей ее мощности $F_v(\delta_v)$, которая подбирается наихудшей для СПИ из множества:

$$\Omega(\delta) = \{F|M_F[z] = \delta\}.$$

С учетом этого рассматриваемая оптимизационная задача принимает вид:

$$Q(b, k, r) = Q(b, k, r|\delta, n, p_U) = \inf_{F_v \in \Omega(\delta)} q(b, k, r|F_v, n, p_U) \rightarrow \max_{b, k, r},$$

где $q(\cdot)$ – зависимость скорости передачи информации СПИ от записанных аргументов; p_U – вероятность ошибочного приема канального блока.

Несколько нарушая строгость записи соотношений, в выражениях $Q(b, k, r)$, $Q(b, k, r|\delta, n, p_U)$ для упрощения изложения будем исключать некоторые аргументы с обеспечением однозначного понимания этих выражений. Далее конкретизируем функцию $q(\cdot)$ и соответственно сформулируем решаемую задачу в замкнутом виде.

Для рассматриваемой системы относительная скорость передачи информации с постоянной мощностью помехи определяется соотношением:

$$q(b, k, r) = \frac{k}{br} (1 - p(n, r, \delta_\Sigma)) \quad (3)$$

где $p(n, r, \delta_\Sigma)$ – вероятность обнаружения декодером ошибки в канальном блоке, содержащем более r ошибок (такие блоки и только такие переспрашиваются и повторяются).

С учетом высоких требований к достоверности передачи информации в практических расчетах в формуле (3) вместо указанной величины, как правило, используется вероятность появления в канальном блоке более r ошибок, что приводит к незначительной погрешности (менее 0,0001 % в сторону занижения) рассчитанной величины $q(\cdot)$. Такую погрешность не будем принимать во внимание и в (3) величина $p(n, r, \delta_\Sigma)$ далее трактуется как вероятность искажения в принятом канальном блоке более r символов и полагается равной:

$$\begin{aligned} p(n, r, \delta_\Sigma) &= \sum_{i=r+1}^n C_n^i p_e^i (1 - p_e)^{n-i} = \\ &= 1 - \sum_{i=0}^r C_n^i p_e^i (1 - p_e)^{n-i}. \end{aligned} \quad (4)$$

Тогда при воздействии на СПИ наихудшей в заданном классе помехи эффективность ее функционирования будет определяться величиной:

$$Q(b, k, r) = \inf_{F_v \in \Omega(\delta)} M_F[q(b, k, r)] = \\ = \frac{k}{br} \left(1 - \sup_{F_v \in \Omega(\delta)} M_F[p(n, r, \delta_\Sigma)] \right).$$

Таким образом, при известных параметрах системы распределение F_v наихудшей помехи определяется исходя из условия максимизации математического ожидания $M_F[p(n, r, \delta_\Sigma)]$, т. е. из решения задачи:

$$M_{F_v}[p(n, r, \delta_\Sigma)] \rightarrow \max_{F_v \in \Omega(\delta)}. \quad (5)$$

Если $P(n, r, \delta) = \sup_{F_v \in \Omega(\delta)} M_{F_v}[p(n, r, \delta_\Sigma)]$, то с учетом требований по достоверности передачи информации в СПИ и ограничений на параметры k, r кода с заданной длиной блока n рассматриваемая оптимизационная задача принимает следующий вид:

$$Q(b, k, r) = \frac{k}{bn} (1 - P(n, r, \delta)) \rightarrow \max_{b, r, k} \quad (6)$$

III. Методика и примеры решения задачи

Как видно, первым этапом решения сформулированной задачи (6) является решение ее подзадачи (5) и нахождение зависимости $P(n, r, \delta)$. Задача (5) относится к типу задач оптимизации распределений в пространствах с ограниченными моментами (задачи Чебышева – Маркова), решение которых может быть получено на основе теоремы Каратеодори о выпуклых оболочках с учетом теоремы Рисса о распределении масс [19]. В частности, для определенного выше пространства $\Omega(\delta)$ максимум функционала $M_{F_v}[p(n, r, \delta_\Sigma)]$ достигается на функции F_v , сосредоточивающей вероятностную меру не более, чем в двух точках δ_0, δ_1 , для которых $(1 - z)\delta_0 + z\delta_1 = \delta$.

При этом функция

$$P(n, r, \delta) = \max_{F_v \in \Omega(\delta)} M_{F_v}[p(n, r, \delta_\Sigma)] = \\ = \max_{z \in [0, 1]} [(1 - z)p(n, r, \delta_0 + \delta_\xi) + \\ + zp(n, r, \delta_1 + \delta_\xi)] \quad (7)$$

представляет собой выпуклую вверх оболочку функции $p(n, r, \delta_\Sigma)$ по аргументу δ , точки δ_0, δ_1 соответствуют значениям мгновенной мощности, с которыми оптимальная помеха должна действовать на символы в физическом канале, а оптимальная величина z^* определяет вероятности $Pr\{\delta_v = \delta_1\} = z^*$, $Pr\{\delta_v = \delta_0\} = 1 - z^*$ действия помехи с этими значениями мощности.

Для примера на рисунке 1 приведены графики, иллюстрирующие принцип построения выпуклых оболочек $\varphi_\delta^-(\delta)$, $p_\delta^-(n, r, \delta)$ зависимостей $p_e = \varphi(\delta_v)$ (рисунок 1а) и $p(n, r, \delta_v)$ (рисунок 1б), где принято $\delta_\xi = 0$.

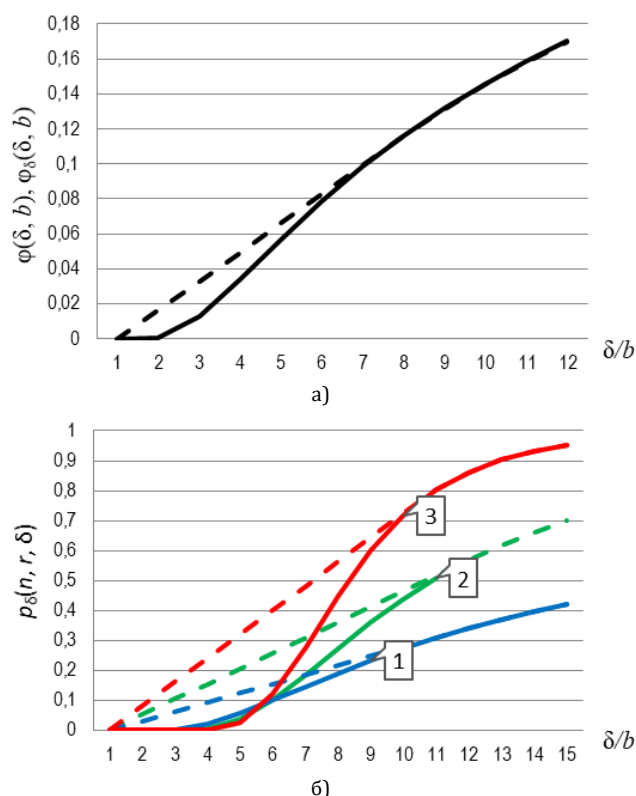


Рис. 1. Графики, иллюстрирующие принцип построения выпуклых оболочек функций

Функция (см. рисунок 1а) определена в [9, 10] как минимальная вероятность ошибочного приема двоичного символа при наихудшей помехе с ограниченной средней мощностью:

$$p_{e\delta}^-(\delta) = \varphi_\delta^-(\delta, b) = \begin{cases} c_b \delta/b, & \delta/b \leq \gamma_b, \\ \varphi(\delta/b), & \delta/b > \gamma_b, \end{cases} \quad (8)$$

где: $\varphi_\delta^-(\cdot)$ – выпуклая вверх по аргументу δ оболочка функции $\varphi(\cdot)$, c_b, γ_b – параметры, зависящие от базы сигнала.

Установлено также, что при $b \rightarrow \infty$ имеет место сходимость $c_b \rightarrow c_\infty \approx 0,166$, $\gamma_b \rightarrow \gamma_\infty \approx 0,706$ и:

$$\varphi_\delta^-(\delta, b) \rightarrow \mathcal{F}_\delta^-(\sqrt{b/\delta}) = \begin{cases} c_\infty \delta/b, & \delta/b \leq \gamma_\infty, \\ \mathcal{F}(\sqrt{b/\delta}), & \delta/b \geq \gamma_\infty, \end{cases} \quad (9)$$

на основании которой при $n \geq 10$ в практических расчетах для вероятностей ошибки в условиях наихудшей помехи с ограниченной средней мощностью при $p_{e\delta}^- < 0,1$ можно использовать линейную зависимость $p_{e\delta}^- \approx 0,166 \delta/b$.

Аналогичным образом строятся и интерпретируются выпуклые оболочки $p_\delta^-(n, r, \delta)$ (пунктирные линии) функций $p(n, r, \delta)$, приведенные на рисунке 1б, определяющие зависимости вероятности переспроса канального блока при оптимизированной помехе. Графики зависимости вероятности переспроса от δ/b при стационарной помехе представлены сплошными линиями, а при оптимизированной помехе – пунктирными; при этом зависимостям для СПИ с параметрами n, r , равными 7.3, 23.3, 63.7, соответствуют кривые 1, 2 и 3.

Из принципа построения выпуклых оболочек и строения зависимости $p(n, r, \delta_\Sigma)$ видно, что функция $P(n, r, \delta)$ линейна в области типовых исходных данных, что существенно упрощает общую оптимизационную задачу (6). Кроме того, можно установить, что для нахождения точек δ_1, δ_0 сосредоточения вероятностной меры $F_v(\delta_v)$ и зависимости $P(n, r, \delta)$ в целом вместо исходной функции $\varphi(\delta, b)$ может быть использована ее выпуклая оболочка $\varphi_{\delta}(\delta, b)$.

На следующих этапах решения задачи (6) должны быть определены оптимальные соотношения показателей достоверности передачи информации и скорости передачи информации в системе. При оценке показателей достоверности будем учитывать следующие моменты:

- необходимость приведения показателей к одинаковой длине информационного блока в передаваемой последовательности;
- зависимость показателя достоверности от параметров n, k, d кода и показателя r , определяющего режим декодирования;
- зависимость показателя достоверности от среднего числа повторений канальных блоков.

Поскольку требования по достоверности к СПИ на канальном уровне определяются исходя из обеспечения процесса передачи пакетов данных, постольку соответствующий показатель может быть пересчитан к вероятности ошибочной передачи в системе бита сообщения. Другими словами, система U , в которой информационный блок длины k символов передается с вероятностью ошибки $p_e(k)$, оценивается показателем p_U , для которого $p_e(k) = 1 - (1 - p_U)^k \approx kp_U$, т. е. вероятностью:

$$p_U = 1 - (1 - p_e(k))^{\frac{1}{k}} \approx \frac{p_e(k)}{k}. \quad (10)$$

Второй из отмеченных моментов может быть учтен на основе либо подбора конкретных параметров кодов и анализа их способности по исправлению и обнаружению ошибок, либо использования зависимостей, характеризующих достижимые свойства кодов. При этом в любом случае обеспечивается выполнение условий:

- 1) $r \leq t$ (условие допустимости режима декодирования);
- 2) $n - k \geq \log(\sum_{i=0}^t C_n^i)$ (граница Хемминга – необходимое условие существования (n, k, d) -кода).

В предположении равенства вероятностей всех конфигураций ошибок веса более t справедлива оценка вероятности необнаружения кодом ошибки на основе соотношения:

$$P_e(n, k, r) \approx \frac{2^k - 1}{\frac{2^n}{S_n(r)} - 1}, \quad (11)$$

где $S_n(r) = \sum_{i=0}^r C_n^i$.

Следует заметить, что данное выражение дает оценку соответствующей вероятности, пригодную

для использования в прикладных задачах, точность которой повышается с увеличением значений n, m, r, δ_Σ . При $r = 0$ данная оценка совпадает с полученным в [12] выражением для вероятности необнаруженной ошибки при кодировании с использованием специального преобразования канальных блоков на передаче и приеме, а при $r = t$ для совершенных кодов ($S_n(r) = S_n(t) = \sum_{i=0}^r C_n^i = 2^m$) вырождается в очевидное тривиальное соотношение $P_e(n, k, r) = 1$.

В целом для СПИ с учетом повторений блоков вероятность ошибки в выдаваемом на сетевой уровень информационном блоке составит:

$$P_U(n, k, r) = 1 - \sum_{i=1}^{\infty} (1 - P_e(n, k, r))^i P_S(i),$$

где $P_S(i) = \Pr\{S = i\}$ – вероятность того, что число S циклов передачи канального блока равно i . В условиях задачи имеем $P_S(i) = P^{i-1}(n, r, \delta)(1 - P(n, r, \delta))$, поэтому:

$$P_U(n, k, r) = 1 - \sum_{i=1}^{\infty} (1 - P_e(n, k, r))^i P_S(i) = \frac{P_e(n, k, r)}{1 - (1 - P_e(n, k, r))P(n, r, \delta)}. \quad (12)$$

Значения представленных соотношениями (10–12) показателей достоверности усредняются по функции распределения вероятностей F_δ .

Формулы (4, 5, 7–12) позволяют вычислять все участвующие в задаче (6) величины и таким образом определяют методику ее решения. Алгоритм оптимизации параметров b, k, t, d в общих чертах можно представить следующей последовательностью шагов.

Шаг 1. Задание исходных данных: n, δ и допустимой вероятности ошибки на бит p_U^* .

Шаг 2. Организация циклов оптимизации b, k .

Шаг 2.1. Вычисление p_e .

Шаг 2.2. Организация цикла оптимизации $r \in [0, t]$.

Шаг 2.2.1. Вычисление $P_e(n, k, r), P(n, r, \delta), p_U$.

Шаг 2.2.2. Проверка условия $p_U \leq p_U^*$; если не выполнено, то конец цикла r .

Шаг 2.2.3. Вычисление показателя $Q(b, k, r)$.

Шаг 2.2.4. Вычисление максимума для $Q_0(b, k, r) = \max Q(b, k, r)$ и соответствующих значений b_0, k_0, r_0 .

Шаг 2.3. Конец цикла r .

Шаг 3. Конец циклов b, k .

Шаг 4. Вывод результатов.

В соответствии с описанной методикой проведены расчеты оптимальных параметров b, k, r СПИ с длинами кодовых блоков $n = 7, 15, 31, 63, 127$ для различных значений δ и p_U^* , которые свидетельствуют о возможности использования методики для оптимизации параметров и режима обработки сигналов в соответствующих условиях функционирования системы.

По результатам анализа решений и расчетов в частных случаях можно сделать следующие выводы.

Во-первых, оптимизированная импульсная помеха выигрывает у стационарной по эффекту воздействия на СПИ 2–4 дБ. На рисунке 2 кривые 2 и 3 соответствуют зависимостям скорости передачи информации СПИ $Q_0(n, \delta)$ для наихудшей помехи, использующей код с $n = 127$ и $n = 31$ при $\delta_\xi = 0$, и кривая 1 $Q_1(n, \delta)$ – для стационарной помехи, использующей код с $n = 127$, расхождение которых свидетельствует об указанной величине выигрыша. Следует отметить, что этот выигрыш составляет меньшую величину, чем при воздействии на СПИ без обратной связи.

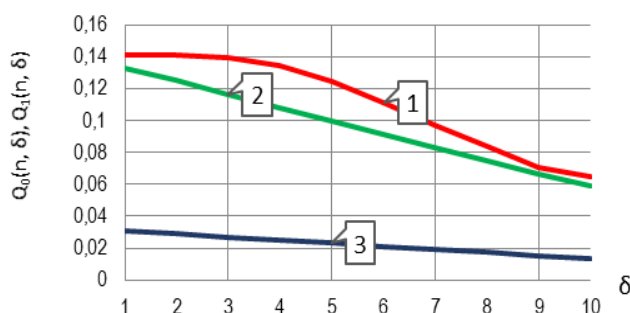


Рис. 2. Зависимость скорости передачи информации от δ

Во-вторых, из графиков видно, что оптимальная помеха реализует выпуклую оболочку зависимости $Q_1(n, \delta)$ по аргументу δ .

В-третьих, в рассмотренных случаях для СПИ с кодированием и обратной связью вероятность активного состояния $P_0 = Pr\{\delta_v = \delta_{v1}\}$ находилась в пределах $0,5 \leq P_0 \leq 0,75$. Приблизительно такую же скажность реализует оптимизированная помеха с ограниченной средней мощностью, воздействующей на физический канал для доведения в нем вероятности ошибки бита до $p_e = 0,05$.

В-четвертых, из п. 1 следует, что при проектировании СПИ, состоящей из нескольких линий связи, необходимо учитывать возможность поочередного их подавления в импульсном режиме и рассчитывать помехоустойчивость при ограничении на среднюю мощность помехи.

В-пятых, увеличение длины кодового блока позволяет повысить гарантированную скорость передачи информации. Из графиков $Q_0(n, \delta)$ для $n = 31$ (кривая 3) и $n = 127$ (кривая 2) на рисунке 2 видно, что при $n = 127$ СПИ выигрывает по скорости передачи у СПИ с $n = 31$ около 3,0 ... 4,0 дБ.

В-шестых, оптимальное значение базы сигнала приблизительно равно $b \approx (2,5 \dots 3,5)\delta$. Этим подтверждается правильность используемого на практике подхода к обоснованию требований к базе сигнала, при которой в физическом канале за счет избыточности сигнала обеспечивается вероятность ошибочного приема бита $p_v = 10^{-3} \dots 10^{-2}$, а дальнейшее повышение достоверности осуществляется на канальном уровне.

В-седьмых, с ростом требований по достоверности оптимальное значение базы сигнала возрастает, а оптимальное значение кратности исправляемых ошибок уменьшается. Это объясняется более высокой корректирующей способностью избыточных кодов в режиме обнаружения ошибок с переспросом блоков с ошибками по сравнению с режимом исправления ошибок. На рисунке 3 для примера представлены соответствующие зависимости от требований к вероятности ошибки информационного символа $10^{-24} \leq p_U \leq 10^{-8}$, где параметры r_0, b_0 изменяются в пределах:

$$5 \leq r \leq 16, \quad 4 \leq b \leq 8.$$

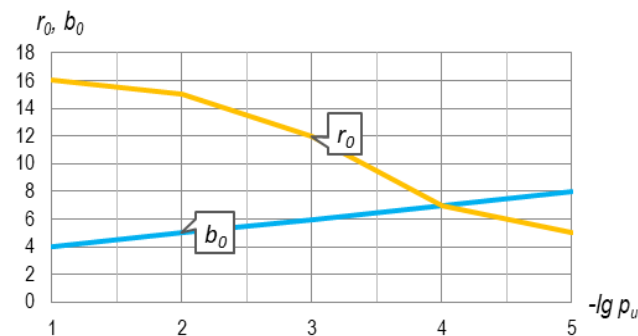


Рис. 3. Зависимость оптимальных значений базы сигнала b_0 и кратности исправляемых кодом ошибок r_0 от максимально допустимой вероятности ошибки в системе p_U

IV. Заключение

Разработанная методика позволяет определять оптимальные параметры кода и режима обработки сигналов в СПИ по критерию максимума гарантированной скорости передачи информации в классе помех с ограниченной мощностью. Анализ полученных оценок, а также их сравнение с результатами [5–10] свидетельствует об эффективности применения в системе избыточных кодов с правильно подобранными параметрами и режимами их использования.

Полученные результаты расчетов могут использоваться как нижние границы гарантированной скорости передачи информации с заданной достоверностью системы с обратной связью, которые более чем на 10 дБ улучшают соответствующие границы [9, 10] для однонаправленных систем.

Также необходимо отметить, что приведенная методика оптимизации направлена на построение алгоритмов функционирования СПИ на канальном уровне в нерандомизированном варианте, что не приводит к равновесной ситуации игры $\mathcal{G}(q, U, V)$ и, соответственно, в рамках рассматриваемой задачи не может привести к построению оптимального алгоритма передачи/приема сообщений СПИ. В связи с этим, актуальным представляется исследование вопросов рандомизации алгоритма работы СПИ и его оптимизации в обобщенной, подобном образом, постановке задачи.

Список используемых источников

1. Добрушин Р.Л. Оптимальная передача информации по каналу с неизвестными параметрами // Радиотехника и электроника. 1959. Т. 4. № 12. С. 1951–1956.
2. Cahn C. Performance of Digital Matched Filter Correlator with Unknown Interference // IEEE Transactions on Communication Technology. 1971. Vol. 19. Iss. 6. PP. 1163–1172. DOI:10.1109/TCOM.1971.1090760
3. Kullstam P. A. Spread Spectrum Performance Analysis in Arbitrary Interference // IEEE Transactions on Communications. 1977. Vol. 25. Iss. 8. PP. 848–853. DOI:10.1109/TCOM.1977.1093906
4. Bashar T., Wu D. Y.-W. A Complete characterization of minimax and maximin encode-decoder policies for communication channels with incomplete statistical description // IEEE Transactions on Information Theory. 1985. Vol. 31. Iss. 4. PP. 482–489. DOI:10.1109/TIT.1985.1057076
5. Жодзишский Ю.И. Максимальная гарантированная помехоустойчивость приема сигналов при ограничении средней мощности мешающих воздействий // Радиотехника. 1986. № 10. С. 56–57.
6. Жодзишский М.И. Применение теории игр к синтезу оптимальной системы посимвольной передачи информации // Радиотехника. 1982. № 11. С. 77–81.
7. Вейцель В.А., Жодзишский М.И., Жодзишский Ю.И. Гарантированная помехоустойчивость приема сигналов // Радиотехника и электроника. 1987. Т. 32. № 2. С. 316–321.
8. Чуднов А.М. Помехоустойчивость линий и сетей связи в условиях оптимизированных помех. Л: ВАС, 1986. 84 с.
9. Чуднов А.М. О минимаксных алгоритмах формирования и приема сигналов // Проблемы передачи информации. 1986. Том 22. № 4. С. 49–54.
10. Чуднов А.М. Теоретико-игровые задачи синтеза алгоритмов формирования и приема сигналов // Проблемы передачи информации. 1991. Том 27. № 3. С. 57–65.
11. Чуднов А.М. Об адаптивных алгоритмах псевдослучайного переключения рабочих частот радиолний в условиях случайных и преднамеренных помех // Журнал радиоэлектроники. 2015. № 4.
12. Коржик В.И., Осмоловский С.А., Финк Л.М. Универсальное стохастическое кодирование в системах с решающей обратной связью // Проблемы передачи информации. 1974. Том 10. № 4. С. 25–29.
13. Feng Z., Ren G., Chen J., Chen C., Yang X., Luo Y., et al. An Anti-Jamming Hierarchical Optimization Approach in Relay Communication System via Stackelberg Game // Applied Sciences. 2019. Vol. 9. Iss. 16. DOI:10.3390/app9163348
14. Yue G., Wang X. Anti-jamming coding techniques with application to cognitive radio // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2009. Vol. 8. № 12. PP. 5996–6007. DOI:10.1109/TWC.2009.12.081627
15. Yue G., Wang X., Madhian M. Design of Anti-Jamming Coding for Cognitive Radio // Proceedings of Global Telecommunications Conference (GLOBECOM, Washington, USA, 26–30 November 2007). Piscataway, NJ: IEEE, 2007. PP. 4190–4194. DOI:10.1109/GLOCOM.2007.797
16. Воробьев Н.Н. Основы теории игр. Бескоалиционные игры. М.: Наука, 1984. 496 с.
17. Han Z., Niyato D., Saad W., Başar T., Hjørungnes T. Game Theory in Wireless and Communication Networks. Cambridge: Cambridge University Press, 2011. 554 p.
18. Питерсон У., Уэлдон Э. Коды, исправляющие ошибки. М.: Мир. 1976. 593 с.
19. Крейн М.Г., Нудельман А.А. Проблема моментов Маркова и экстремальные задачи. М.: Наука, 1973. 563 с.

* * *

OPTIMIZATION OF CODE PARAMETERS AND SIGNAL PROCESSING MODE UNDER INTENTIONAL INTERFERENCE

A. Chudnov¹, D. Kirik², E. Ermakova¹

¹Telecommunications Military Academy,
St. Petersburg, 194064, Russian Federation

²The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications,
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

Article info

The article was received 8th October 2019

For citation: Chudnov A., Kirik D., Ermakova E. Optimization of Code Parameters and Signal Processing Mode under Intentional Interference. 2019;5(4):79–86. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-4-79-86>

Abstract: In this article we study the analysis and optimization principles of parameters and the mode of use the error-correcting code in the information transmission system with a reverse channel, which functions under the influence of intentional interference, its structure can be selected from the position of violation (deterioration) of the system operating. We see the developed methodology for optimizing system parameters according to the criterion of the maximum guaranteed information transfer rate for interference classes with limited average power. An assessment of the efficiency gain provided by applying the proposed optimizing methods of the channel block structure and its decoding mode is made.

Keywords: information transmission system, pseudo-random signal, error-correcting code, intentional interference, noise immunity of the system.

References

1. Dobrushin R.L. Optimalnaia peredacha informatsii po kanalu s neizvestnymi parametrami [Optimal Transmission of Information over a Channel with Unknown Parameters]. *Radiotekhnika i elektronika*. 1959;4(12):1951–1956. (in Russ.)
2. Cahn C. Performance of Digital Matched Filter Correlator with Unknown Interference. *IEEE Transactions on Communication Technology*. 1971;19(6):1163–1172. Available from: <https://doi.org/10.1109/TCOM.1971.1090760>
3. Kullstam P. A. Spread Spectrum Performance Analysis in Arbitrary Interference. *IEEE Transactions on Communications*. 1977;25(8):848–853. Available from: <https://doi.org/10.1109/TCOM.1977.1093906>
4. Bashar T., Wu D. Y.-W. A Complete characterization of minimax and maximin encode-decoder policies for communication channels with incomplete statistical description. *IEEE Transactions on Information Theory*. 1985;31(4):482–489. Available from: <https://doi.org/10.1109/TIT.1985.1057076>
5. Zhodzishsky Y.I. Maksimalnaia garantirovannaia pomekhoustoichivost priema signalov pri ogranichenii srednei moshchnosti meshaiushchikh vozdeistvii [Maximum Guaranteed Noise Immunity of Signal Reception while Limiting the Average Power of Interfering Influences]. *Radiotekhnika*. 1986;10:56–57. (in Russ.)
6. Zhodzishsky M.I. Primenenie teorii igr k sintezu optimalnoi sistemy posimvolnoi peredachi informatsii [Application of Game Theory to the Synthesis of an Optimal System of Symbolic Information Transfer]. *Radiotekhnika*. 1982;11:77–81. (in Russ.)
7. Weitzel V.A., Zhodzishsky M.I., Zhodzishsky Y.I. Garantirovannaia pomekhoustoichivost priema signalov [Guaranteed Noise Immunity of Signal Reception]. *Radiotekhnika i elektronika*. 1987;32(2):316–321. (in Russ.)
8. Chudnov A.M. Pomekhoustoichivost linii i setei svyazi v usloviakh optimizirovannykh pomekh [Interference Immunity of Communication Lines and Networks under Optimized Interference Conditions]. Leningrad: Telecommunications Military Academy Publ.; 1986. 84 p. (in Russ.)
9. Chudnov A.M. O minimaksnykh algoritmakh formirovaniia i priema signalov [On Minimax Algorithms for Generating and Receiving Signals]. *Problems of Information Transmission*. 1986;22(4):49–54. (in Russ.)
10. Chudnov A.M. Teoretiko-igrovye zadachi sinteza algoritmov formirovaniia i priema signalov [Game-Theoretic Problems of Synthesis of Signal Generation and Reception Algorithms]. *Problems of Information Transmission*. 1991;27(3):57–65. (in Russ.)
11. Chudnov A.M. Ob adaptivnykh algoritmakh psevdosluchainogo perekliucheniia rabochikh chastot radiolinii v usloviakh sluchainykh i prednamerennykh pomekh [On Adaptive Algorithms for Pseudo-Random Switching of the Operating Frequencies of Radio Lines under Conditions of Random and Deliberate Interference]. *Zhurnal radioelektroniki*. 2015(4). (in Russ.)
12. Korzhik V.I., Osmolovsky S.A., Fink L.M. Universalnoe stokhasticheskoe kodirovanie v sistemakh s reshaiushchei obratnoi svyazi [Universal Stochastic Coding in Systems with Crucial Feedback]. *Problems of Information Transmission*. 1974;10(4):25–29. (in Russ.)
13. Feng Z., Ren G., Chen J., Chen C., Yang X., Luo Y., et al. An Anti-Jamming Hierarchical Optimization Approach in Relay Communication System via Stackelberg Game. *Applied Sciences*. 2019;9(16). Available from: <https://doi.org/10.3390/app9163348>
14. Yue G., Wang X. Anti-jamming coding techniques with application to cognitive radio. *IEEE Transactions on Wireless Communications*. 2009;8(12):5996–6007. Available from: <https://doi.org/10.1109/TWC.2009.12.081627>
15. Yue G., Wang X., Madihian M. Design of Anti-Jamming Coding for Cognitive Radio. *Proceedings of Global Telecommunications Conference, GLOBECOM, 26–30 November 2007, Washington, USA*. Piscataway, NJ: IEEE; 2007. p.4190–4194. Available from: <https://doi.org/10.1109/GLOCOM.2007.797>
16. Vorobev N.N. *Osnovy teorii igr. Beskoalitsionnye igrы* [The basics of game theory. Non-cooperative games]. Moscow: Nauka Publ.; 1984. 496 p. (in Russ.)
17. Han Z., Niyato D., Saad W., Başar T., Hjørungnes T. *Game Theory in Wireless and Communication Networks*. Cambridge: Cambridge University Press; 2011. 554 p.
18. Peterson W., Weldon E. *Kody ispravliaiushchie oshibki* [Codes for correcting errors]. Moscow: Mir Publ.; 1976. 593 p. (in Russ.)
19. Crane M.G., Nudelman A.A. *Problema momentov Markova i ekstremalnye zadachi* [The Problem of Markov Moments and Extremal Problems]. Moscow: Nauka Publ.; 1973. 563 p. (in Russ.)

ИНФОРМАТИКА, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И УПРАВЛЕНИЕ

**05.13.01 – Системный анализ, управление
и обработка информации**

**05.13.18 – Математическое моделирование,
численные методы
и комплексы программ**

**05.13.19 – Методы и системы защиты
информации,
информационная безопасность**

МОРФОЛОГИЧЕСКИЙ МЕТОД КОМБИНАТОРНОГО СИНТЕЗА МАГИСТРАЛЬНО-МОДУЛЬНЫХ СИСТЕМ НА ОСНОВЕ МНОГОАСПЕКТНЫХ МОДЕЛЕЙ

Г.В. Верхова¹, Х.М. Кходер^{1*}

¹Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

*Адрес для переписки: h.khoder@list.ru

Информация о статье

УДК 004.942, 004.896, 519.85

Статья поступила в редакцию 29.07.2019

Ссылка для цитирования: Верхова Г.В., Кходер Х.М. Морфологический метод комбинаторного синтеза магистрально-модульных систем на основе многоаспектных моделей // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 4. С. 88–98. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-4-88-98

Аннотация: В данной статье представлен разработанный авторами морфологический метод комбинаторного синтеза магистрально-модульных систем, который может быть использован в автоматизированных системах комплексирования электронных средств и телекоммуникационных систем. Изложены полученные авторами оригинальные результаты в области математической постановки задачи синтеза магистрально-модульных систем. Показано, что существующие математические модели не могут быть использованы для эффективного решения задачи синтеза данного класса систем. Предложены оригинальные многоаспектные модели магистрально-модульных систем, учитывающие различные виды совместимостей модулей, из которых синтезируется система. Приведены результаты разработки комплексных и квалитетических моделей магистрально-модульных систем, а также оригинальные алгоритмы автоматической генерации целевых функций по заданным технико-экономическим требованиям и алгоритмы автоматической фильтрации и ранжирования морфологического множества модулей.

Ключевые слова: магистрально-модульные системы, комбинаторный метод синтеза, многоаспектное моделирование, комплексная модель, параметрическая модель, квалитетическая модель, многокритериальная оптимизация, структурно-параметрический синтез.

1. Введение

Магистрально-модульные системы (ММС) представляют собой многокомпонентные иерархические структуры со сложными взаимосвязями составляющих модулей [1, 2]. В процессе комплексирования ММС возникают задачи, в которых используется несколько критериев, которые отражают различные аспекты системы (функциональные, конструктивные, технологические и т. д.).

В настоящий момент времени универсальные автоматизированные системы комплексирования ММС отсутствуют, так как для их реализации требуется особый класс моделей, в которых можно учесть различные виды совместимости отдельных компонентов. Существующие системы автоматизированного проектирования (САПР) радиоэлектронных средств ориентированы на синтез отдельных модулей, но для решения этих задач ММС, состоящих из отдельных законченных модулей, они не подходят. Несмотря на актуальность решения задачи автоматизации синтеза ММС, теорети-

ческие разработки в данной области отсутствуют. В существующих работах изложены результаты исследований в области общей методологии ММС относительно уровней разукрупнения (рисунок 1) и методов формирования параметрических рядом унифицированных модулей, базовых несущих конструкций, способов достижения различных видов совместимости [2–7], однако отсутствуют работы, в которых исследуются модели, отражающие особенности ММС, которые необходимы для автоматизации их синтеза.

Учитывая актуальность автоматизации комплексирования ММС и отсутствие публикаций, содержащих результаты исследований в данной области, в предлагаемой статье представлен созданный авторским коллективом морфологический метод комбинаторного синтеза ММС на основе многоаспектных моделей. Данный метод может быть положен в основу перспективных САПР магистрально-модульных систем, которые могут применяться при проектировании радиоэлектронных комплексов и систем телекоммуникации.



Рис. 1. Уровни разукрупнения радиоэлектронных средств по конструктивной и функциональной сложности

II. Математическая постановка задачи синтеза ММС

Задача комплексования ММС может быть решена с помощью предлагаемого авторами морфологического метода комбинаторного синтеза, базирующегося на многоаспектных моделях. Предполагается поиск решения на морфологическом множестве и требует наличия 1) универсальной математической модели, 2) целевой функции и 3) алгоритма синтеза.

Выполним математическую постановку задачи морфологического синтеза ММС. Однозначное описание структуры системы и параметров модулей, из которых она состоит, будем называть спецификацией системы (S), которая может быть представлена тройкой:

$$S = \langle M, R, X \rangle, \quad (1)$$

где M – множество модулей (подсистем), из которых состоит система; R – множество связей между M ; X – множество параметров.

Если число модулей в системе равно n , тогда:

$$M = \bigcup_{i=1}^n M_i = \{M_1, M_2, \dots, M_n\}. \quad (2)$$

Отдельный модуль M_i , входящий в ММС, может иметь несколько параметров. Число параметров, описывающих M_i , обозначим $k(i)$. Множество параметров всей системы получается путем суммирования числа параметров всех модулей, входящих в систему. В теории оптимального синтеза X называют вектором рабочих параметров:

$$X = \bigcup_{i=1}^n \bigcup_{j=1}^{k(i)} X_{i,j}. \quad (3)$$

Множество технико-экономических характеристик (ТЭХ), которые полностью определяют все существенные свойства синтезируемой системы, может быть представлено в следующем порядке:

$$\text{ТЭХ} = F_{\text{Eval}}(S) = F_{\text{Eval}}(\langle M, R, X \rangle), \quad (4)$$

где $Eval$ – правила вычисления ТЭХ по (1).

Выражение (4) определяет возможность создания функций, позволяющих вычислять отдельные технико-экономические характеристики системы, отражающие различные аспекты (функциональные, конструктивные, экономические и т. д.):

$$\begin{aligned} \text{ТЭХ}_1 &= F_{\text{Eval}1}(S); \\ \text{ТЭХ}_2 &= F_{\text{Eval}2}(S); \dots; \text{ТЭХ}_n = F_{\text{Eval}n}(S). \end{aligned} \quad (5)$$

При структурно-параметрическом синтезе ММС поиск решения выполняется как в структурном, так и в параметрическом пространстве, следовательно, необходимо моделировать не отдельно взятый проектируемый модуль, а весь класс, для чего необходим специальный вид моделей. Структурное пространство в морфологических методах синтеза называется морфологическим множеством, следовательно, элементы, представляющие данное множество, назовем моделями морфологического множества.

Класс, представляющий собой совокупность всех модулей, выделенных по определенному признаку, назовем универсальным множеством модулей некоторого класса. Тогда множество всех спецификаций модулей, принадлежащих данному классу, которые являются структурно-параметрическими решениями, будет иметь следующий вид:

$$S^u = \langle M^u, R^u, X^u \rangle, \quad (6)$$

где M^u – множество всех возможных модулей, из которых состоят все возможные структурные решения систем, принадлежащих данному классу; R^u – множество всех возможных связей между M^u ,

образующих S^u ; X^u – множество всех возможных параметров (номиналов) модулей; $TЭX^u$ – множество технико-экономических характеристик систем рассматриваемого класса.

Для каждой отдельно взятой ММС, всегда справедливо следующие утверждение:

$$\begin{aligned} M \in M^u; R \in R^u; X \in X^u; \\ TЭX \in TЭX^u; S \in S^u. \end{aligned} \quad (7)$$

Обобщением для случая иерархических модульных систем будет:

$$\begin{aligned} S^u &= \bigcup_{i=1}^n \bigcup_{j=1}^{m(i)} S_j^{u(i)}; \\ S_j^{u(i)} &= \langle M_j^{u(i)}, R_j^{u(i)}, X_j^{u(i)} \rangle; \\ S_j^{(i)} &= \langle M_j^{(i)}, R_j^{(i)}, X_j^{(i)} \rangle; \\ S_j^{(i)} &\in S_j^{u(i)}; \\ M_j^{(i)} &\in S_j^{u(i-1)}, i = \overline{2, n}; \\ X_j^{(i)} &\in TЭX_j^{u(i-1)}, i = \overline{2, n}; \end{aligned} \quad (8)$$

где n – число уровней иерархии; i – иерархический уровень модуля (подсистемы); $m(i)$ – число модулей (подсистем) на i -ом иерархическом уровне.

Выражения $M_j^{(i)} \in S_j^{u(i-1)}$ и $X_j^{(i)} \in TЭX_j^{u(i-1)}, i = \overline{2, n}$ отражают тот факт, что каждый модуль, за исключением самого нижнего уровня иерархии, может быть представлен в виде реализации технического решения из множества возможных альтернатив (морфологического множества), а рабочие

параметры такого модуля являются его технико-экономическими характеристиками (рисунок 2).

Обычно иерархические уровни соответствуют уровням разукрупнения ММС (рисунок 1).

Запишем задачу квазиоптимального синтеза ММС, решаемую с помощью морфологического метода комбинаторного синтеза:

$$S^{*(K)} = Opt(S, K), \quad (9)$$

где $Opt(S, K)$ – оператор оптимизации системы S по критерию (критериям) K , $S^{*(K)}$ – система оптимальная по K .

Наиболее адекватным способом синтеза реальных ММС является выбор решения на множестве Парето. Согласно источнику [8], возможна аппроксимация множества Парето путем многократного решения оптимизационных (экстремальных) задач [8–10], с особым образом свернутыми отдельными критериями в единый интегральный критерий.

Сведем процедуру синтеза ММС, выполняемой с помощью морфологических комбинаторных методов, к экстремальной задаче (рисунок 3):

$$S^* = ArgOpt F(\alpha_1 K_1(S), \alpha_2 K_2(S), \dots, \alpha_n K_n(S));$$

$$K_i = F(TЭX_i), i \in \overline{1, n}; TЭX_i = F_{Evali}(S), i \in \overline{1, n}; \quad (10)$$

$$S = \langle M, R, X \rangle;$$

$$S \in S^u; S^u = \langle M^u, R^u, X^u \rangle; M \in M^{TЭT};$$

$$R \in R^{TЭT}; X \in X^{TЭT}$$

$$TЭX \in TЭX^{TЭT}.$$

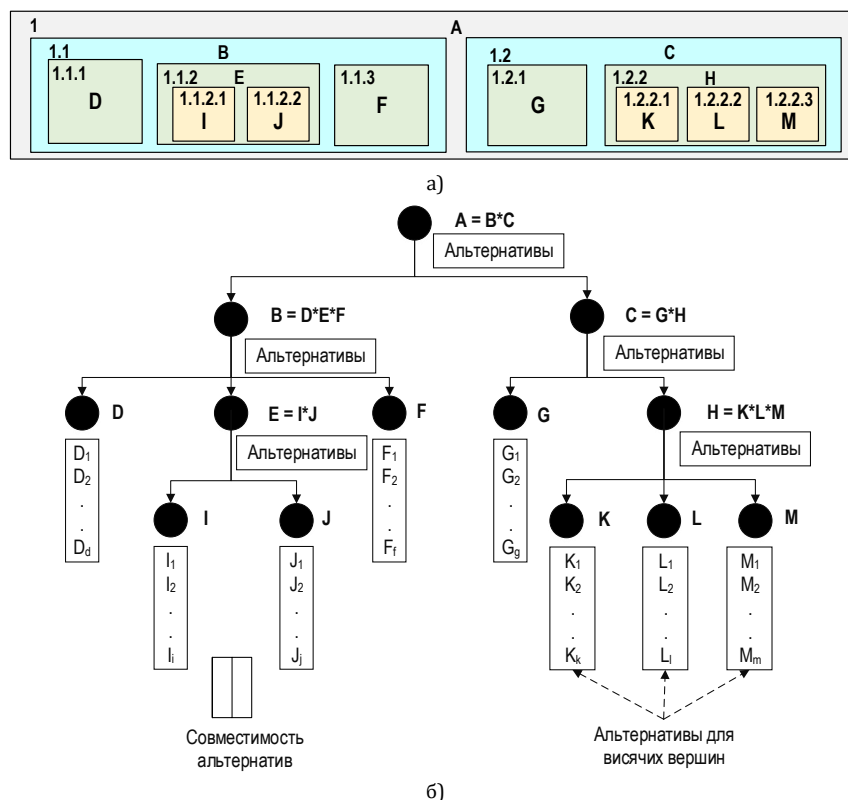


Рис. 2. Иерархическая ММС (а) и ее представление в виде древовидной структуры (б)

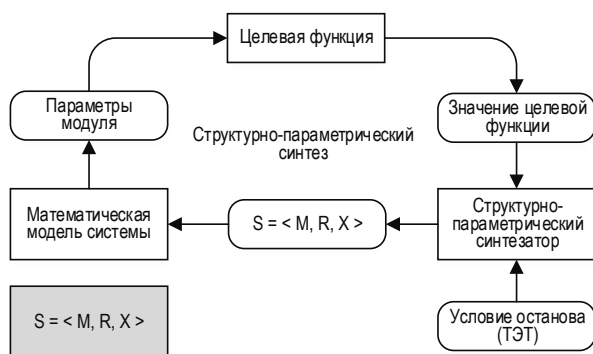


Рис. 3. Схема структурно-параметрического синтеза

Выражения $M \in M^{TЭТ}$, $R \in R^{TЭТ}$ и $X \in X^{TЭТ}$ задают ограничения на структурные решения и значения параметров, содержащиеся в технико-экономических требованиях (ТЭТ), что обеспечит $S^* \in S^{TЭТ}$ и, соответственно, $TЭХ \in TЭХ^{TЭТ}$.

III. Параметрические и квалиметрические модели

Определение технико-экономических характеристик и технико-экономических требований выполним с использованием многоаспектных параметрических и квалиметрических моделей, соответственно. Параметрические и квалиметрические модели входят в состав комплексной модели [11, 12]. Создание многоаспектной модели следует начать с представления обобщенных технико-экономических характеристик $TЭХ^u$ системы заданного класса, что достигается путем идентификации множества параметров, необходимых для исчерпывающего описания ТЭХ этих систем, определения их типов и областей принимаемых значений.

Для описания технико-экономических характеристик модуля и их обобщения на класс объектов – $TЭХ^u$, используем параметры комплексных моделей.

$$TЭХ^u = \{P_i\}, P_i \in P, \quad (11)$$

где P – множество используемых параметров.

Следующим шагом является формализация технико-экономических требований, предъявляемых к классу модульных систем $TЭТ^u$ осуществляемая путем задания квалиметрических метрик [13, 14] на множестве $TЭХ^u$:

$$TЭТ^u = Q(TЭХ^u) = \{Q_i(P_i)\}, i \in \overline{1, n}. \quad (12)$$

Связь технико-экономических требований $TЭТ \stackrel{def}{=} \{TЭТ_1, TЭТ_2, \dots, TЭТ_n\}$ и технико-экономических характеристик $TЭХ \stackrel{def}{=} \{TЭХ_1, TЭХ_2, \dots, TЭХ_n\}$, представленных параметрами $\{P_1, P_2, \dots, P_n\} \in P$, показана на рисунке 4. Метрика, заданная квалиметрическими моделями, позволяет выполнить сортировку и ранжирование морфологического множества (множество альтернативных решений).

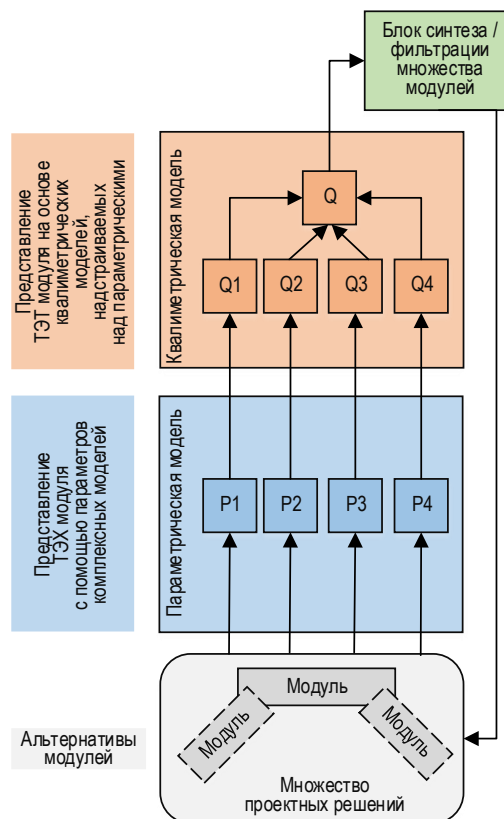


Рис. 4. Слои параметрических и квалиметрических моделей в интегративной модели структурно-параметрического синтеза MMC

Модифицируем выражение 12 для возможности определения степени соответствия ТЭХ синтезируемого модуля ТЭТ и учета степени значимости отдельных ТЭХ:

$$TЭТ \stackrel{def}{=} \begin{cases} TЭТ_1 \stackrel{def}{=} \langle P_1^{TЭТ}, a_1^{TЭТ}, r_1^{TЭТ}, P_1 \rangle; \\ TЭТ_2 \stackrel{def}{=} \langle P_2^{TЭТ}, a_2^{TЭТ}, r_2^{TЭТ}, P_2 \rangle; \\ \dots\dots\dots; \\ TЭТ_n \stackrel{def}{=} \langle P_n^{TЭТ}, a_n^{TЭТ}, r_n^{TЭТ}, P_n \rangle, \end{cases} \quad (13)$$

где $P_i^{TЭТ}$ – ограничение на P_i ; $a_i^{TЭТ}$ – коэффициент значимости P_i , представляющий собой значение лингвистической переменной $a^{TЭТ}$ [15]; $r_i^{TЭТ}$ – коэффициент ригидности (степени «жесткости» соответствия ТЭТ_i).

IV. Автоматическая генерация целевой функции

Важной особенностью предложенных квалиметрических моделей MMC является возможность автоматической генерации целевой функции по заданным технико-экономическим требованиям. Многоаспектный характер данных моделей обеспечивает естественный процесс свертки критериев.

На основе выражения (13) определим целевую функцию (ЦФ) синтезируемого модуля:

$$\begin{aligned} ЦФ \stackrel{def}{=} F(TЭТ) = \\ = F(F_1(TЭТ_1), F_2(TЭТ_2), \dots, F_n(TЭТ_n)). \end{aligned} \quad (14)$$

Представим выражение (14) следующим образом:

$$\text{ЦФ} \stackrel{\text{def}}{=} F(\text{ТЭТ}) = F \left(\begin{array}{c} \varphi(a_1^{\text{ТЭТ}})[F_1(\text{ТЭТ}_1)], \\ \varphi(a_2^{\text{ТЭТ}})[F_2(\text{ТЭТ}_2)], \\ \dots \\ \varphi(a_n^{\text{ТЭТ}})[F_n(\text{ТЭТ}_n)] \end{array} \right), \quad (15)$$

где $\varphi(a_i^{\text{ТЭТ}})$ – функция, вычисляющая вещественное значение весового коэффициента α_i по $a_i^{\text{ТЭТ}}$; $F_i(\text{ТЭТ}_i)$ – функция, вычисляющая значение i -го критерия.

Выполним преобразование выражения (15), чтобы получить явную связь между ТЭТ и целевой функцией:

$$\begin{aligned} \text{ЦФ} \stackrel{\text{def}}{=} F(\text{ТЭТ}) &= F(\alpha_1 K_1, \alpha_2 K_2, \dots, \alpha_n K_n); \\ \alpha_i &= \varphi(a_i^{\text{ТЭТ}}), i \in \overline{1, n}; \\ K_i &= F_i(\text{ТЭТ}_i), i \in \overline{1, n}; \\ \text{ТЭТ}_i &= \langle P_i^{\text{ТЭТ}}, a_i^{\text{ТЭТ}}, r_i^{\text{ТЭТ}}, P_i \rangle, i \in \overline{1, n}; \\ P_i &\in P; \end{aligned} \quad (16)$$

где K_i – нормированная величина i -го критерия.

На рисунке 5 представлены отношения технико-экономических характеристик, технико-экономических требований и критериев целевой функции.

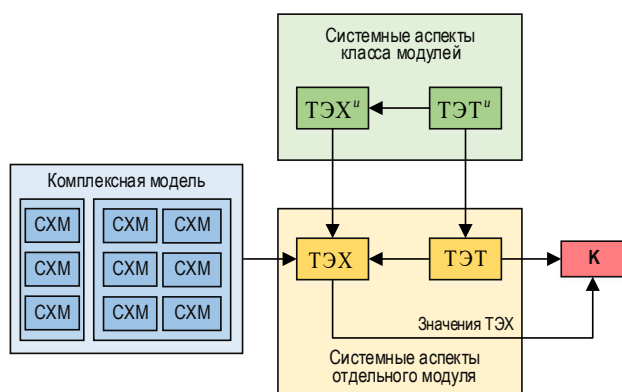


Рис. 5. Отношения технико-экономических характеристик, технико-экономических требований и критериев целевой функции

В выражении (16) для $F(\text{ТЭТ})$ реализуется один из известных видов свертки критериев в интегральный критерий, наиболее популярными из которых являются аддитивная (17), мультипликативная (18), максиминная (минимаксная) (19) свертки [16]:

$$F(\text{ТЭТ}) = \sum_i \alpha_i K_i, i \in \overline{1, n}; \sum_i \alpha_i = 1, \alpha_i \geq 0. \quad (17)$$

$$F(\text{ТЭТ}) = \prod_i (K_i)^{\alpha_i}, i \in \overline{1, n}; \sum_i \alpha_i = 1, \alpha_i \geq 0. \quad (18)$$

$$F(\text{ТЭТ}) = \max \left\{ \bigcup_i \alpha_i K_i \right\}, i \in \overline{1, n}; \sum_i \alpha_i = 1, \alpha_i \geq 0. \quad (19)$$

В случае применения аддитивной свертки частных критериев в интегральный критерий получим:

$$\begin{aligned} \text{ЦФ} \stackrel{\text{def}}{=} F(\text{ТЭТ}) &= \sum_i \alpha_i K_i \rightarrow \max, i \in \overline{1, n}; \\ \sum_i \alpha_i &= 1, \alpha_i \geq 0. \end{aligned} \quad (20)$$

Для решения задачи максимизации ЦФ, функция $\alpha_i = \varphi(a_i^{\text{ТЭТ}})$ может быть представлена следующим образом:

$$\alpha_i = \varphi(a_i^{\text{ТЭТ}}) = \frac{a_i}{\sum_j a_j}, i, j \in \overline{1, n}; 0 \leq a \leq 1, \quad (21)$$

где $a_i^{\text{ТЭТ}}$ – коэффициент значимости P_i , представляющий собой значение лингвистической переменной $a^{\text{ТЭТ}}$, определяемой следующим образом: $a^{\text{ТЭТ}} \in T$, $T = \{\text{нулевой, очень низкий, низкий, средний, высокий, очень высокий}\}$.

Смысл лингвистического значения [15] $a_i^{\text{ТЭТ}}$ характеризуется функцией совместимости:

$$C: T \rightarrow [0, 1], \quad (22)$$

где T – множество нечетких переменных.

Таким образом, a_i в выражение (21) можно вычислить в следующем образом:

$$a_i = C(a_i^{\text{ТЭТ}}) = \frac{i - 1}{n - 1}, i \in \overline{1, 6}, \quad (23)$$

где $a_i \in \{0_{\text{нул}}, 0, 2_{\text{оч_низ}}, 0, 4_{\text{низ}}, 0, 6_{\text{ср}}, 0, 8_{\text{выс}}, 1_{\text{оч_выс}}\}$.

Возможны и другие способы для вычисления значения весового коэффициента [17], в том числе и его непосредственное задание, что может потребоваться, например, для определения множества недоминирующих альтернатив.

Вычисление значений критериев целевой функции требует анализ требований, предъявляемых к модулям (таблица 1). При классическом решении оптимизационных задач вводятся жесткие ограничения на область изменения рабочих параметров. Ограничения на критерии и можно учесть с помощью штрафных и барьерных функций.

ТАБЛИЦА 1. Типы функциональных требований

Тип требования	Назначение
A	$a \leq x \leq b: a, b \in \{\text{Real}, \text{Int}\}$
B	$x \geq b: b \in \{\text{Real}, \text{Int}\}$
C	$x \leq b: b \in \{\text{Real}, \text{Int}\}$
D	$x = b: b \in \{\text{Real}, \text{Int}\}$
F	Не имеет значения
0	Отсутствует
1	Присутствует

Морфологический метод комбинаторного структурно-параметрического синтеза допускает использование «плавающих» ограничений, рассматриваемых в качестве критериев [18]. Это позволяет решать задачу в расширенном диапазоне изменений рабочих параметров. Если отойти от жестких огра-

ничений, диктуемых функциональными требованиями, можно получить желаемую направленность изменения функциональных характеристик. В таблице 2 представлены функциональные требования к характеристикам (жесткие ограничения) и их желаемая направленность изменения.

ТАБЛИЦА 2. Жесткие ограничения и желаемая направленность изменения характеристик

Функциональные требования к характеристикам (жесткие ограничения)	Желаемая направленность изменения функциональных характеристик
$A: a \geq x \geq b$	$\leftarrow \rightarrow$ – обеспечить максимальное удаление от границ (снаружи): $\uparrow$ – максимизация значения $\downarrow$ – минимизация значения
$B: x \geq b$	$\uparrow$ – максимизация значения
$C: x \leq b$	$\downarrow$ – минимизация значения
$D: x = b$	$\rightarrow \leftarrow$ – обеспечить минимальное отклонение от заданного значения: $\downarrow$ – минимизация значения $\uparrow$ – максимизация значения

Конкретизируем F_i из выражения (14) для случая, когда $P_i | T \overset{def}{=} P_i^{T \wedge T}, P_i \in \{\text{Real}, \text{Int}\}$, возможны четыре варианта:

$$v | P_i \leq b_{\max}, \text{type} = lt. \quad (24)$$

$$v | P_i \geq b_{\min}, \text{type} = gt. \quad (25)$$

$$b_{\min} \leq v | P_i \leq b_{\max}, \text{type} = gap. \quad (26)$$

$$v | P_i = b, \text{type} = eq. \quad (27)$$

Логично предположить, что в случае выражения (24) выполняется минимизация значения параметра P_i , в случае выражения (25) – максимизация, для выражения (26) – достижение максимального удаления от границ, задаваемых $b_{\min}$ и $b_{\max}$, а выражение (27) требует достижения минимально возможного отклонения от b . Последний вариант для реальных систем должен быть преобразован следующим образом: $|v | P_i - b| < \delta$. Выражение (27) может быть сведено к выражению (26):

$$b_{\min} = b - \delta, b_{\max} = b + \delta. \quad (28)$$

Определим выражения для F_i^{type} для всех четырех случаев. При этом потребуем, чтобы для значений частных критериев K_i выполнялось условие $K_i \in [-1, 1]$. Такое ограничение даст наглядное представление о выполнении условий ТЭТ для каждого параметра.

В случае максимизации интегрального критерия частные критерии K_i примут вид:

$$K_i(v) = \begin{cases} -1, v \leq v_{\min} \\ -\frac{b-v}{b-v_{\min}}, v_{\min} < v \leq b \\ \frac{v-b}{v_{\max}-b}, b < v \leq v_{\max} \\ 1, v \geq v_{\max} \end{cases}. \quad (29)$$

В случае минимизации:

$$K_i(v) = \begin{cases} 1, v \leq v_{\min} \\ \frac{b-v}{b-v_{\min}}, v_{\min} < v \leq b \\ -\frac{v-b}{v_{\max}-b}, b < v \leq v_{\max} \\ -1, v \geq v_{\max} \end{cases} \quad (30)$$

На рисунке 6 представлены примеры вычисления значения критерия K_i соответствия условиям ТЭТ для случаев максимизации и минимизации.

Применение выражений (24–30) позволили нам уйти от жестких ограничений на область изменения параметров, преобразовав их в «плавающие» ограничения. Эти критерии (или часть их) свертываются в один интегральный критерий. Таким образом, наилучшее решение A^* из множества возможных (допустимых) альтернатив $A = \{A_j, j \in \overline{1, m}\}$ определяется в виде:

$$A^* = \arg \left(\max_{A \in A} \left\{ \sum_i \alpha_i K_i(A) \right\} \right), i \in \overline{1, n}; \quad (31)$$

$$\sum_i \alpha_i = 1, \alpha_i \geq 0.$$

V. Алгоритм фильтрации и упорядочивания морфологического множества модулей и ММС по уровню соответствия технико-экономическим требованиям

Предложенные выше многоаспектные модели дают возможность создать алгоритм фильтрации и упорядочивания морфологического множества модулей и ММС по степени соответствия технико-экономическим требованиям, предъявляемым к отдельным модулям или системам. Такой алгоритм в качестве оператора сравнения при ранжировании использует целевую функцию, автоматически получаемую из информации, содержащейся в квалиметрических моделях.

Общее число элементов морфологического множества модулей и ММС может иметь очень большую мощность. Выбор модулей, максимально отвечающих технико-экономическим требованиям, может представлять достаточно трудоемкую задачу, что обуславливает требование наличия алгоритмов, реализующих операции фильтрации и упорядочивания морфологического множества. В результате выполнения данных операций будут отсеяны заведомо неэффективные варианты, а оставшиеся будут отсортированы по уровню соответствия ТЭТ. Блок-схема алгоритма фильтрации и сортировки морфологического множества модулей по соответствию ТЭТ представлена на рисунке 7.

Данный алгоритм будет иметь следующий вид.

Шаг 1. Определение множества модулей (альтернатив), которое заведомо включает искомое решение, т. е. выбор из заданного класса.

Шаг 2. Вычисление вещественного значения весового коэффициента α_i .

Шаг 3. Определение числа модулей выборки (m).

Шаг 4. Вычисление значения критерия K_i соответствия условиям ТЭТ для каждого модуля (альтернативы).

Шаг 5. Вычисление значения ЦФ для каждого варианта.

Шаг 6. Анализ и сортировка модулей по критерию соответствия условиям ТЭТ.

В результате фильтрации морфологического множества по критерию соответствия ТЭТ будет получено подмножество альтернативных решений, удовлетворяющих условиям поставленной задачи. Полученное подмножество будет упорядочено в соответствии с технико-экономическими требованиями. Лицу, принимающему решение, будет предоставлен выбор из небольшого числа альтернатив, упорядоченных по критерию оптимальности.

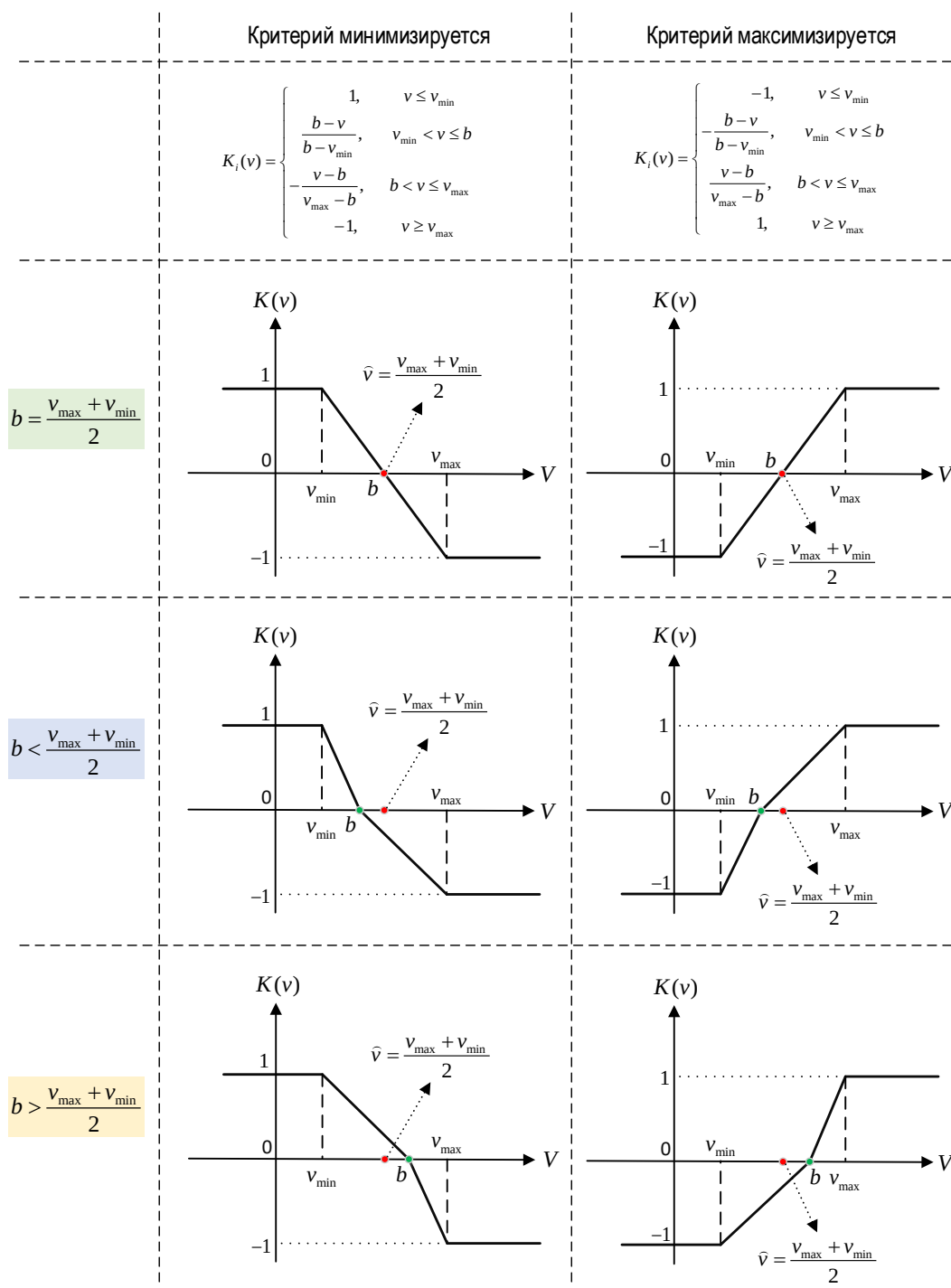


Рис. 6. Вычисление значения критерия соответствия условиям ТЭТ

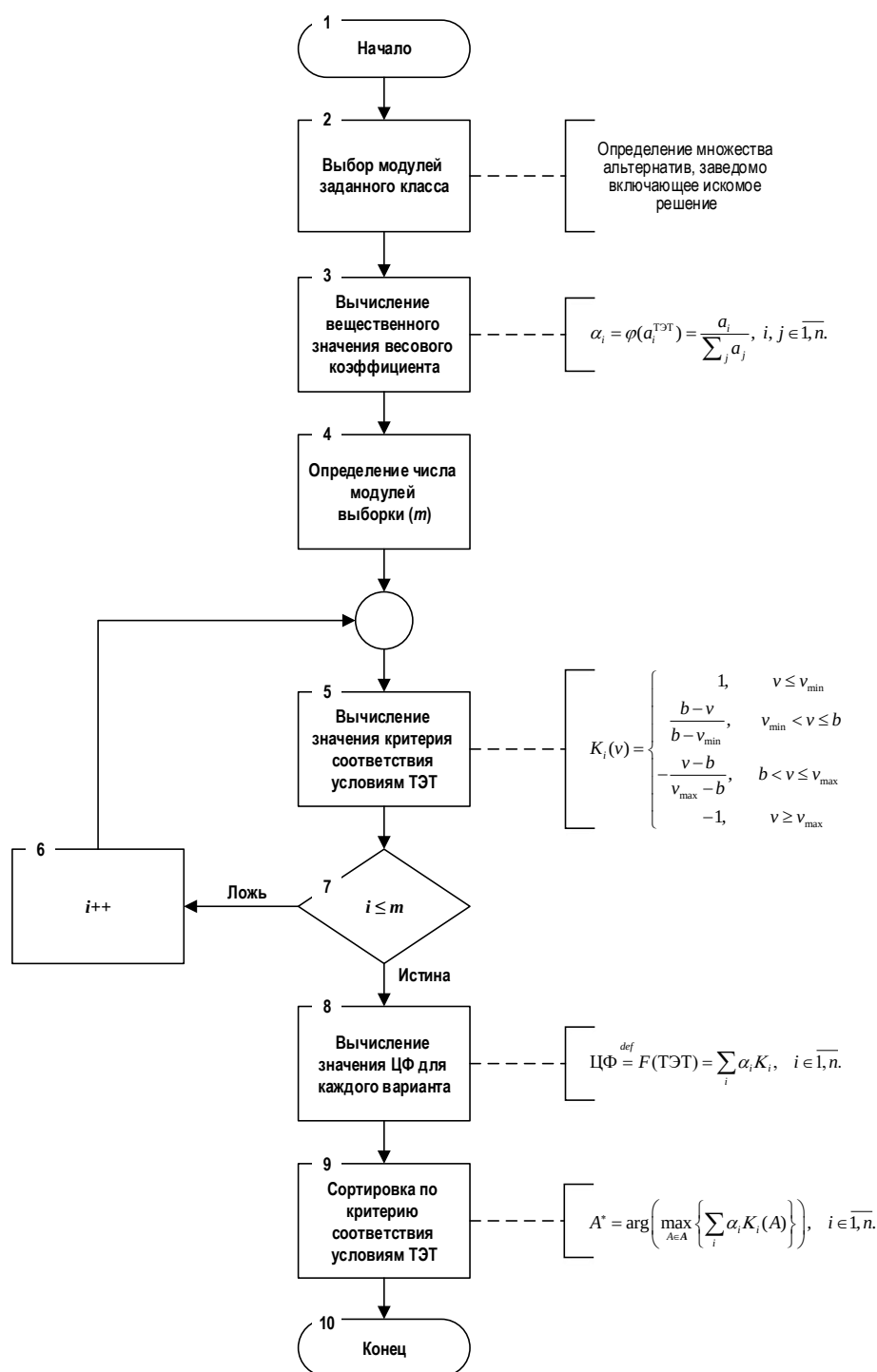


Рис. 7. Блок-схема алгоритма фильтрации и сортировки морфологического множества модулей по критерию соответствия ТЭТ

VI. Метод каскадной фильтрации при комплексировании ММС

Разработанный авторами метод может быть использован в автоматизированных системах комплексирования ММС. На практике процесс комплексирования радиоэлектронных средств и телекоммуникационных систем осуществляется с использованием стратегии «снизу-вверх». Рассмотрим использование разработанного метода для реализации данной стратегии.

На первом этапе осуществляется фильтрация и упорядочение морфологического множества модулей и ММС. Далее осуществляется процесс комплексирования с использованием механизма каскадной фильтрации [13], которая гарантирует совместимость компонентов (модулей), из которых синтезируется система (рисунок 8).

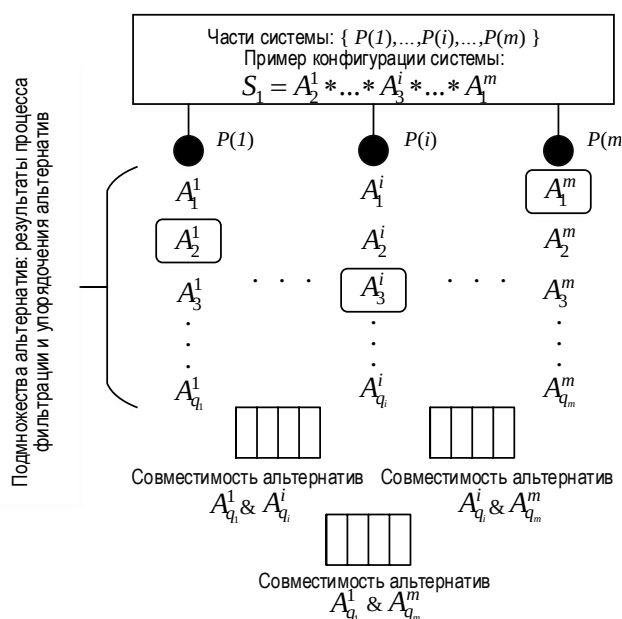


Рис. 8. Схема фильтрации несовместимых между собой модулей при синтезе ММС

Рассмотрим пример определения конфигурации персонального компьютера. Допустим, на первом шаге пользователь выбирает конкретный процессор, что автоматически влечет отфильтровывание системных плат, несовместимых с данным процессором (первая ступень каскада). Полученное множество системных плат позволяет отфильтровать другие компоненты (модули памяти, видеокарты, корпуса и т. д.), которые не совместимы ни с одной из системных плат, совместимых с выбранным процессором.

Допустим, что на втором шаге пользователь выбирает из подмножества множества модулей памяти, полученного в результате каскадной фильтрации на первом шаге, некий конкретный модуль. Это влечет фильтрацию множества печатных плат, совместимых с выбранным на первом шаге процессором. В результате получаем множество системных плат, одновременно совместимых с выбранными процессором и модулями памяти (первый каскад фильтрации). На втором каскаде фильтрации происходит отсев элементов, несовместимых с новым множеством системных плат. Процесс продолжается до тех пор, пока не будет получена заданная конфигурация.

Список используемых источников

1. Кходер Х., Верховая Г.В., Акимов С.В. Модульная технология проектирования гибких сложных систем // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Том 11. № 9. С. 86–90.
2. Шубарев В.А., Меткин Н.П., Зверев В.Н. Магистрально-модульное построение РЭС – стратегическое направление радиоэлектронного приборостроения // Электроника: наука, технология, бизнес. 2008. Спецвыпуск. С. 20–23.
3. Шубарев В. Технологические прорывы в создании радиоэлектронной аппаратуры // Электроника: наука, технология, бизнес. 2008. Спецвыпуск. С. 4–8.
4. Ефименко А.А., Карлангач А.П. Несущие конструкции с повышенными компоновочными характеристиками // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. 2016. № 4–5. С. 23–28. DOI:10.15222/TKEA2015.4-5.23
5. Либенко Ю.Н. Эксплуатационные возможности преобразователей напряжения с магистрально-модульной архитектурой // Практическая силовая электроника. 2012. № 4(48). С. 6–9.

VII. Заключение

Представленный в статье разработанный авторами морфологический метод комбинаторного синтеза ММС, базирующийся на многоаспектных моделях, является теоретической базой для перспективных систем автоматизированного проектирования радиоэлектронных и телекоммуникационных систем и комплексов. В данном методе впервые предложено использовать для решения задачи структурного синтеза ММС морфологический подход и методологию многоаспектного моделирования. В отличие от математических моделей, используемых в системах автоматизированного проектирования радиоэлектронных средств, многоаспектные модели позволяют учесть особенности ММС, включая различные виды совместимости отдельных модулей. Отсутствие универсальных систем, автоматизирующих процесс комплексования ММС, объясняется отсутствием таких моделей.

Многоаспектные квалиметрические модели ММС и их компонентов позволяют задавать технико-экономические требования к этим системам. Авторами впервые предложен алгоритм автоматической генерации целевой функции на основе информации, которая содержится в квалиметрических моделях, а также разработан и программно реализован алгоритм «мягкой» фильтрации и упорядочивания морфологического множества. Созданные методы, модели и алгоритмы могут быть использованы при комплексовании ММС.

Создание программного обеспечения, в основу которого будет положен разработанный авторами морфологический метод комбинаторного синтеза ММС, базирующийся на многоаспектных моделях, позволит создать новый тип продукта, осуществляющий сквозную информационную поддержку процессом проектирования и распространения модулей и ММС от разных производителей. На сегодняшний день программные продукты такого типа на рынке отсутствуют, но будут востребованы как производителями электронных модулей, так и разработчиками и операторами радиоэлектронных и телекоммуникационных систем, которые строятся на основе магистрально-модульного принципа.

6. Горностаев А.И., Капустин А.Н., Зубавичус В.А., Колесников С.М. Применение магистрально-модульного принципа при построении бортовой аппаратуры бортового комплекса управления космических аппаратов // Решетневские чтения. 2009. Т. 1. С. 20–22.
7. Либенко Ю.Н., Четин А.Н. Электронные модули первого уровня разукрупнения силовой части системы преобразования электроэнергии с магистрально-модульной архитектурой // Электропитание. 2013. № 3. С. 27–33.
8. Подиновский В.В., Ногин В.Д. Парето-оптимальные решения многокритериальных задач. М.: Наука, 1982. 254 с.
9. Горлач Б.А. Исследование операций. СПб: Лань, 2013. 441 с.
10. Мадера А.Г. Моделирование и принятие решений в менеджменте: Руководство для будущих топ-менеджеров. М.: Изд-во ЛКИ, 2013. 688 с.
11. Акимов С.В., Никифоров О.Г. Методология комплексных моделей системных объектов // Вопросы радиоэлектроники. 2012. Т. 3. № 2. С. 138–149.
12. Khoder H.M., Verkhova G.V., Akimov S.V. Parametric multi-aspect modeling of distributed bus-modular control systems // Proceedings of the 12nd International Conference on Control in Technical Systems (CTS, St. Petersburg, Russia, 25–27 October 2017). Piscataway, NJ: IEEE, 2017. PP. 259–262. DOI:10.1109/CTSUS.2017.8109540
13. Акимов С.В., Меткин Н.П., Верхова Г.В. Многоаспектные квалиметрические модели системных объектов // Радиопромышленность. 2017. № 1. С. 13–21.
14. Кириллов В.И. Квалиметрия и системный анализ. Минск: Новое знание, Москва: ИНФРА-М, 2014. 439 с.
15. Заде Л.А. Понятие лингвистической переменной и его применение к принятию приближенных решений. Москва: Мир, 1976. 165 с.
16. Алексеев А.В., Борисов А.Н., Вилюмс Э.Р., Слядзь Н.Н., Фомин Н.Н. Интеллектуальные системы принятия проектных решений. Рига: Зинатне, 1997. 320 с.
17. Кини Р.Л., Райффа Г. Принятие решений при многих критериях: предпочтения и замещения. Москва: Радио и связь, 1981. 560 с.
18. Соболев И.М., Статников Р.Б. Выбор оптимальных параметров в задачах со многими критериями. Москва: Наука, 1981. 110 с.

* * *

MORPHOLOGICAL METHOD OF COMBINATORIAL SYNTHESIS OF BUS-MODULAR SYSTEMS BASED ON MULTI-ASPECT MODELS

G. Verkhova¹, H. Khoder¹

¹The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications,
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

Article info

The article was received 29th July 2019

For citation: Verkhova G., Khoder H. Morphological Method of Combinatorial Synthesis of Bus-Modular Systems Based on Multi-Aspect Models. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(4):88–98. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-4-88-98>

Abstract: This article presents morphological method of combinatorial synthesis of bus-modular systems developed by the authors, which can be used in automation systems for aggregating electronic means and telecommunication systems. Original results obtained by the authors in the field of mathematical formulation of the synthesis problem of bus-modular systems are presented. It is shown that existing mathematical models cannot be used to effectively solve the synthesis problem of this class of systems. Original multi-aspect models of bus-modular systems are proposed that take into account the different types of compatibility of the modules from which the system is synthesized. The results of the development of complex and qualimetric models of bus-modular systems, as well as original algorithms for automatic generating of objective function according to given technical-economic requirements and algorithms for automatic filtering and ranking of the morphological set of modules are presented.

Keywords: Bus-modular systems, combinatorial synthesis method, multi-aspect modeling, complex model, parametric model, qualimetric model, multi-criteria optimization, structural-parametric synthesis.

References

1. Khoder H., Verkhova G.V., Akimov S.V. Modular technology in design of flexible complex systems. *T-Comm*. 2017;11(9): 86–90.
2. Shubarev V.A., Metkin N.P., Zverev V.N. Magistralno-modulnoe postroenie RJeS – strategicheskoe napravlenie radioelektronnogo priborostroeniia [Bus-Modular Construction Radio Electronic Means – Strategic Direction of Radio Electronic Instrument Making]. *Electronics: Science, Technology, Business*. 2008:20–23. (in Russ.)
3. Shubarev V. Tekhnologicheskie proryvy v sozdanii radioelektronnnoi apparatury [Technological Breakthroughs in the Creation of Electronic Equipment]. *Electronics: Science, Technology, Business*. 2008:4–8. (in Russ.)
4. Yefimenko A.A., Karlangach A.P. Mechanical structures with enhanced layout characteristics. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoy Apparature*. 2016;4–5:23–28. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.15222/TKEA2015.4-5.23>
5. Libenko Y.N. Operational Capabilities of Voltage Converters with Highway-Module Architecture. *Prakticheskaya silovaya elektronika*. 2012;4(48):6–9. (in Russ.)
6. Gornostaev A.I., Kapustin A.N., Zubavichus V.A., Kolesnikov S.M. Application of Mainline-Modular Principle During the Construction of Onboard Equipment of Spacecrafts Onboard Control System. *Reshetnevskie chteniya*. 2009;1:20–22. (in Russ.)
7. Libenko Y.N., Chetin A.N. Elektronnnye moduli pervogo urovnya razukrupneniia silovoi chasti sistemy preobrazovaniia elektroenergii s magistralno-modulnoi arhitekturoi. *Power Supply*. 2013;3:27–33. (in Russ.)
8. Podinovskiy V.V., Nogin V.D. *Pareto-optimalnye resheniia mnogokriterialnykh zadach* [Pareto-Optimal Solutions of the Multiobjective Problems]. Moscow: Nauka; 1982. 254 p. (in Russ.)
9. Gorlach B.A. *Issledovanie operatsii* [Operations Research]. St. Petersburg: Lan Publ.; 2013. 441 p. (in Russ.)
10. Madera A.G. *Modelirovaniye i prinyatie reshenii v menedzhmente: Rukovodstvo dlia budushchikh top-menedzherov* [Modeling and Decision Making in Management: A Guide for Future Top Managers]. Moscow: LKI Publ.; 2013. 688 p. (in Russ.)
11. Akimov S.V., Nikiforov O.G. Metodologiya kompleksnykh modelei sistemnykh obektov [Methodology of complex models of system objects]. *Voprosy radioelektroniki*. 2012; 3(2): 138–149. (in Russ.)
12. Khoder H.M., Verkhova G.V., Akimov S.V. Parametric multi-aspect modeling of distributed bus-modular control systems. *Proceedings of the 11th International Conference on Control in Technical Systems, CTS, 25–27 October 2017, St. Petersburg, Russia*. Piscataway, NJ: IEEE; 2017. p.259–262. Available from: <https://doi.org/10.1109/CTSIS.2017.8109540>
13. Akimov S.V., Metkin N.P., Verkhova G.V. Multiple Qualimetric Models of System Objects. *Radio industry*. 2017;1:13–21. (in Russ.)
14. Kirillov V.I. *Kvalimetriya i sistemnyi analiz* [Qualimetry and System Analysis]. Minsk: Novoe znanie Publ., Moscow: INFRA-M Publ.; 2014. 439 p. (in Russ.)
15. Zadeh L.A. *Ponyatie lingvisticheskoy peremennoi i ego primeneniye k prinyatiyu priblizhennykh reshenii* [The Concept of a Linguistic Variable and its Application to Making Approximate Decisions]. Moscow: Mir Publ.; 1976. 165 p. (in Russ.)
16. Alekseev A.V., Borisov A.N., Vilyums E.R., Slyadz N.N., Fomin N.A. *Intellektualnye sistemy prinyatiia proektnykh reshenii* [Intelligent Decision-Making Systems]. Riga: Zinatne Publ.; 1997. 320 p. (in Russ.)
17. Kini R.L., Rayffa G. *Prinyatie reshenii pri mnogikh kriteriiakh: predpochteniia i zameshcheniia* [Decision Making under Many Criteria: Preferences and Substitutions]. Moscow: Radio and Communication Publ.; 1981. 560 p. (in Russ.)
18. Sobol I.M., Statnikov R.B. *Vybor optimalnykh parametrov v zadachakh so mnogimi kriteriiami* [The Choice of Optimal Parameters in Problems with Many Criteria]. Moscow: Science Publ.; 1981. 110 p. (in Russ.)

СОБЫТИЙНО-ОРИЕНТИРОВАННАЯ ПОЛИТИКА БЕЗОПАСНОСТИ И ФОРМАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ МЕХАНИЗМА ЗАЩИТЫ КРИТИЧЕСКИХ ИНФОРМАЦИОННЫХ ИНФРАСТРУКТУР

С.Д. Ерохин¹, А.Н. Петухов^{1*}, П.Л. Пилюгин¹

¹Московский технический университет связи и информатики,
Москва, 111024, Российская Федерация

*Адрес для переписки: anpetukhov@yandex.ru

Информация о статье

УДК 004.056.5

Статья поступила в редакцию 22.11.2019

Ссылка для цитирования: Ерохин С.Д., Петухов А.Н., Пилюгин П.Л. Событийно-ориентированная политика безопасности и формальная модель механизма защиты критических информационных инфраструктур // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 4. С. 99–105. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-4-99-105

Аннотация: в статье рассматриваются возможности управления безопасностью критических информационных инфраструктур. Предлагаются подходы к построению политики неориентированных на фиксированный список угроз. Обосновывается возможность построения курса безопасности на основе мониторинга событий безопасности. Предлагается формальное описание событий безопасности и механизмов защиты на основе их мониторинга. Рассматриваются особенности такого подхода для защиты критических информационных инфраструктур в целях повышения качества защиты.

Ключевые слова: информационная безопасность, политика безопасности, события безопасности, мониторинг событий безопасности, субъектно-объектная формальная модель механизма защиты, характеристика сетевых событий, критические информационные инфраструктуры.

Методологические основы моделирования политик и механизмов защиты

Для исследования механизмов, систем защиты и решения задач информационной безопасности использовались различные модели, позволяющие формально определить нарушение защиты. Однако методологической основой практически всех таких моделей является модель системы защиты с полным перекрытием [1]. В основе этой модели лежит задача минимизации или (что практически невозможно) исключения всех негативных воздействий (угроз), направленных на защищаемые объекты (ресурсы, информацию и т. д.).

Развитие этой модели предусматривает введение вероятности появления таких угроз, степени противодействия механизмов защиты и стоимости ущерба для объектов в случае успешной реализации угрозы [1]. Это позволяет оценить вероятности инцидента и уровень, как возможного ущерба, так и остаточного допустимого риска (в случае учета затрат на реализацию механизмов защиты, и предположения, что эти затраты не должны превышать возможный ущерб).

По сути известны классы моделей защиты: дискреционные, мандатные и их разновидности: ролевые, тематические. Они описывают механизмы ограничения / предотвращения негативных воздействий. Основой всех этих моделей (рисунок 1) является возможность различения легитимных действий (valid access) и несанкционированных (illegal access) со стороны пользователей (user domain) или «противника» (threat domain) в отношении защищаемых объектов (protected domain).

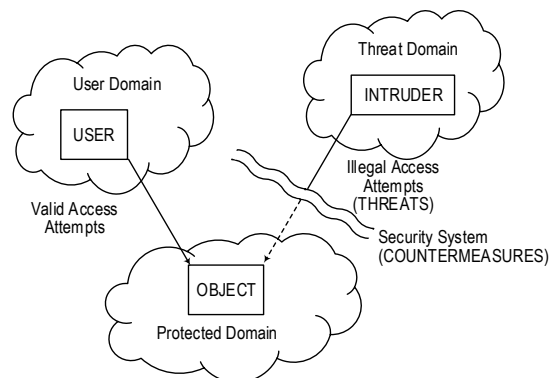


Рис. 1. Модель Клементса – Хоффмана [2]

Все различия этих описаний сводятся к уточнению / обобщению свойств элементов этих моделей, определяемых как субъекты и объекты, их взаимосвязи (управляющие воздействия – доступы или потоки информации) и к используемому для их описания математическому аппарату: матрицам, графам, множествам, формальным языкам, алгебраическим решеткам и т. д. При этом все модели таких систем защиты, имеющие практическую направленность, являются, как правило, гибридными. Например, модель Адепт-50, Белла-Лападуллы или MMS – MilitaryMessageSystem [3].

Общие принципы формального описания политик и механизмов защиты

В целях формального обобщения практически всех известных моделей используется субъектно-объектная модель систем защиты, рассматривающая взаимодействие активных (субъектов) и пассивных (объектов) сущностей. Все процессы безопасности в компьютерных системах описываются разрешением и запрещением доступа субъектов к объектам (дискреционные модели) либо управлением информационными потоками, которые эти доступы иницируют (мандатные модели). Например, доступы по записи и чтению иницируют различные по направлению информационные потоки:

$$\text{Stream } (S_i O_j) \rightarrow O_k$$

$$\text{Stream } (S_i O_j) \leftarrow O_k$$

где $\{S_i\}$ – множество субъектов доступа, а $\{O_j\}$ – множество объектов доступа.

Решение задачи защиты информационной безопасности в модели составляет контроль при помощи специального монитора безопасности и анализ возникающих потоков. И если мы можем различать легитимные / разрешенные и нелегитимные / запрещенные потоки информации, то задача монитора состоит в том, чтобы управлять (разрешать или запрещать / реагировать) ими. А соответствующие правила, которые определяют управление доступом субъектов к объектам. Такие правила контроля информационных потоков – это формализованная политика безопасности, которая может использовать любую (дискреционную, мандатную, ролевую и т. д.) модель обеспечения безопасности. По сути субъектно-объектная модель – это конкретизации модели Клементса – Хоффмана, позволяющая формализовать все элементы модели и взаимодействия между ними. В основе этой модели также лежит контроль и исключение возможных негативных воздействий (запрещенных доступов \ потоков информации).

Однако для модели Клементса – Хоффмана и, следовательно, для всего формализованного на ее основе класса моделей характерны следующие свойства.

Во-первых, это статичность (адекватность) таких моделей. Действительно, кроме известных недостатков дискреционных и мандатных моделей, допускающих фактическое нарушение безопасности при формальном ее сохранении [4], состав элементов модели может со временем существенно отличаться от реальных защищаемых систем. Это требует постоянного отслеживания адекватности модели и ее развития. Например, изменения состава субъектов, объектов и их возможных взаимодействий или более глубокой модернизации.

Во-вторых, это полнота / ограниченность модели, так как их реальной целью является «полное перекрытие» только всех идентифицированных угроз, а не «всех возможных». Действительно, все формальные модели изначально ограничены [5] и, следовательно, не обеспечивают полноту описания всех возможных угроз.

В-третьих, подход, предполагающий «минимизацию» негативных воздействий, допускает возможность исчисления качественной или количественной оценки ущерба или допустимого риска таких воздействий на защищаемые объекты, что может быть не всегда приемлемо [6].

Представляется, что именно эти свойства существенны для управления безопасностью критической информационной инфраструктуры (КИИ) [6].

Действительно, когда речь идет «о защите критически важных объектов (КВО), основной задачей системы информационной безопасности является обеспечение» их «нормального функционирования без существенных нарушений, последствия которых и определяют категорию значимости информационной системы, используемой в этих процессах, а категория значимости – состав мер защиты» [7].

Событийно-ориентированная политика безопасности КИИ

Однако если рассматривать динамически адаптируемую в смысле угроз, условий и т. д. модель и не ориентироваться на оценку остаточного риска или не рассматривать, как цель, «полное перекрытие», то следует опираться на подход к моделированию отличный от описанного выше.

Такая альтернативная модель может исходить из понятия события безопасности – «возникновения состояния системы, сервиса или сети, **указывающего на возможное нарушение** политики информационной безопасности, или сбой средств контроля, или ранее **неизвестную ситуацию**, которая может быть **значимой для безопасности**» [8]. Основываясь на событиях безопасности, можно управлять доступом субъектов к объектам и информационными потоками, не разделяя их на легитимные / разрешенные и нелегитимные / запрещенные. Основой принятия решения должно быть наступление

события безопасности или совокупности событий безопасности в более сложном случае.

Чтобы уточнить понятия события безопасности для различных конкретных реализаций, необходимо предложить информационную базу, которая формирует описание системы [9]. В общем случае событием является изменение состояния системы. Однако справедливо замечание, что для обеспечения безопасности может быть значимым отсутствие изменения состояния, например, отсутствие обязательной смены криптографических ключей, однако в этом случае должен существовать процесс отслеживания регламента и состояние этого процесса (индикатора выполнения регламента) при подобном нарушении должно меняться.

Тогда для определения политики требует уточнение самого понятия события безопасности, которое выше определялось через нарушение политики безопасности. В этом случае корректнее связать событие безопасности с нарушениями основных требований ИБ (конфиденциальность, целостность и доступность) или нарушениями «критических» процессов (информационных, технологических, управленческих и т. п.), которое может привести к нарушениям нормального функционирования КВО [7, 10].

Традиционно обработку событий безопасности (сбор, анализ, реагирование) осуществляли системы обнаружения вторжений – СОВ. В последнее время в целях расширения функциональности СОВ для анализа событий используются SIEM-системы (*от англ.*, Security Information and Event Management). В системах обнаружения вторжений обработка событий предполагает, как правило, два основных подхода: сигнатурный подход и обнаружение аномалий.

Для сигнатурного подхода должны быть сформулированы правила принятия решений, основанные на совпадении / корреляции с шаблонами (сигнатурами различных атак) для параметров системы, описанных в номинальных шкалах или нахождении в допустимых интервалах для количественных параметров.

Для обнаружения аномалий также определяются шаблоны «нормального поведения» системы. Однако совпадение / корреляция с таким шаблоном не дает информации об отсутствии атаки, важнее определить существенное отличие от этого шаблона, что свидетельствует о возможной атаке.

Для метода обнаружения аномалий можно сделать одно важно замечание. В случае, когда критическая информационная инфраструктура является одновременно защищаемым критическим объектом, т.е. можно условно считать, что КВО и КИИ совпадают, тогда механизм обнаружения аномалий становится одновременно средством индикации инцидента.

В общем случае можно выделить три основные группы подходов к определению взаимосвязи

/корреляции событий и инцидентов безопасности, исходя из особенностей их реализации и решаемых задач [11]:

- использование сходства с ранее известными значимыми событиями безопасности;
- использование устойчивых причинно-следственных связей, исходя из знания тактик и методов, используемых во время атак;
- выявление статистических закономерностей (корреляционных связей).

Последние два подхода можно рассматривать как способы построения шаблонов, сходство с которыми выявляется.

Центром обработки событий безопасности является монитор безопасности, а в качестве источников информации могут выступать различные системы регистрации или специальные сенсоры контроля состояния системы. Например, для учета событий безопасности в [12] предложена структура, приведенная ниже на рисунке 2.

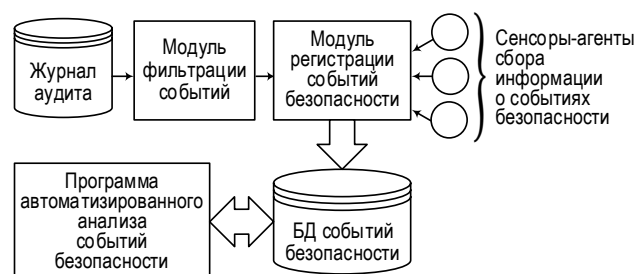


Рис. 2. Структура формирования событий безопасности [12]

Так как основой принятия решения должно быть наступление события безопасности или цепочки событий безопасности, то это соответствует понятиям простой и сложной обработки событий [13].

Простая обработка событий никаких ложных действий не предполагает, в этом случае само событие рассматривается как значимый факт [13]. Когда такое событие происходит, оно, как правило, связано с запуском определенных возможно негативных вычислительных процессов. Такое событие может быть «простым» по форме, но может иметь заметное значение и предоставлять информацию о возникающей или осуществляемой атаке. Такая обработка событий может включать некоторые действия, которые, однако, должны рассматривать каждое событие – факт независимо. Для уточнения и более удобного представления события могут преобразовываться (переформатироваться, разбиваться на части или наоборот – объединяться). Кроме того, они могут дополняться нужными данными, расширяющими их информативность и даже порождать новые события на основе этой информации.

Сложная обработка событий предполагает соответствующий анализ отдельных событий или наборов / последовательностей событий. В этом случае она может приводить к созданию новых сложных событий. Сложная обработка событий

направлена на построение шаблонов (корреляционный анализ или выявление причинно-следственных связей) атак или профилей для определения аномалий (статистические методы) [13]. Сложность такой обработки определяется не только количеством таких событий и их структурой, они могут происходить в течение определенного периода времени, они могут быть взаимосвязаны по многим аспектам и иметь достаточно сложное временное и пространственное соотношение.

Задача любой обработки событий безопасности является определить тенденции функционирования системы и идентифицировать угрозы. Однако для формирования такого эффективного набора событий безопасности необходимо выявление их связи с нарушениями функциональности КВО. Для большинства механизмов защиты (межсетевые экраны, системы обнаружения вторжений) такая связь заранее явно или неявно подразумевается, однако адаптивные механизмы защиты в составе систем обработки событий безопасности (SIEM системы) должны устанавливать зависимость с нарушениями функциональности КВО, которые могут не наблюдаться мониторами безопасности системы защиты КИИ. Возможное исключение составляют случаи (как это отмечалось выше), когда КВО и КИИ могут условно совпадать. Например, когда в качестве КВО рассматриваются: ЦОД, телекоммуникационная или вычислительная сеть и т. п. В этом случае монитор безопасности будет способен индентифицировать нарушения функциональности системы как существенные отклонения от принятого режима работы – «существенные аномалии» – возникновения «нештатных ситуаций».

Формальное описание событий безопасности

События безопасности с позиций субъектно-объектной модели – это информационная база для принятия решения реагирования монитором безопасности, которая в терминах модели определена как ассоциированные с монитором информационные объекты. При таком подходе упомянутые выше формальные политики безопасности (дискреционная, мандатная и др.) могут рассматриваться как частные случаи форм записи правил / шаблонов для событий безопасности, не ограничивая тем самым общность описываемого подхода. Это позволяет рассматривать все существующие механизмы безопасности для управления доступом к информации как событийно ориентированные.

Для формального описания событий безопасности могут быть использованы различные формальные модели и использовать различный математический аппарат [14, 15].

Наиболее общие описания основаны на теоретико-множественном и языковом подходах, что позволяет при необходимости привлекать аппарат теории графов или теории конечных автоматов.

Можно предполагать, что множество таких событий информационной безопасности (ISE, от англ., Information Security Events) является конечным набором таких событий $ISE = \{ise_1, ..., ise_i\}$ в каждый конкретный момент времени. Каждое такое событие однозначно описывается последовательностью признаков [15]: $ise_i = (w_1, ..., w_{i-ise})$, где $i-ise$ – длина i -ого вектора параметров.

Состав параметров может быть уточнен в зависимости от различных технологических особенностей системы [16].

Данный подход к формальному описанию событий безопасности в целом соответствует формальной модели на основе языкового подхода для описания состояний системы безопасности [17]. Если исходить из того, что любая информация представлена в виде слова в некотором языке, то состояние любого устройства в вычислительной системе, процесс их изменения может быть достаточно полно описан словом в некотором языке. Следовательно, можно представлять события безопасности как подмножество языка описывающего состояния системы.

Следует отметить, что подобное формальное описание событий безопасности исходит из конечности алфавита и слов языка, следовательно, это приводит к выводу о конечности множества событий безопасности ISE. Однако это не является недостатком, так как речь идет об описании множества ISE в конкретный момент времени и с течением времени, как состав этого множества, так и набор параметров ise_i может изменяться.

К составу сетевых параметров – источников событий безопасности могут быть, например, отнесены различные сетевые протоколы и их характеристики, например, IP, ISNP, UDP, TCP, SMTP, SQL, WMI, HTTP (GET/POST), SDEE, SMB, SNMP, Syslog [18].

Вместе с тем сбор фактической информации об атаках в компьютерных вычислительных сетях позволил создать ряд стандартных наборов данных для обучения и тестирования систем обнаружения вторжений [19]. Хотя каждый из этих наборов предназначен для обучения адаптивных IDS\IPS или для их тестирования, однако в рамках работы протоколов TCP, UDP и ICMP можно выделить следующие наиболее востребованные наборы данных: KDD99, NSL-KDD DataSet [20, 21].

Эти наборы представляют различные типы уязвимостей и технологии их эксплуатации. В частности, для обозначения атак используются 4 класса: DOS, Probe, U2R, R2L [20].

В контексте рассматриваемой проблемы важно, что в наборах NSL-KDD DataSet предложена и практически реализованная структура описания событий безопасности, включающая 41 параметр. Однако, несмотря на практическую значимость и от-

носительную полноту, данное описание ограничено и не является расширяемым, поэтому при рассматриваемом подходе может быть рекомендовано только как начальное значение для набора вектора параметров событий безопасности (или алфавита упомянутой выше языковой модели). Состав параметров, их абсолютные или относительные количественные оценки простых и сложных событий в ряде случаев требует сложной обработки сетевых событий. Например, для определения параметров: 8 (количество неправильных фрагментов), 8 (количество неудачных попыток входа в систему) или 25 (процент соединений TCP с ошибками SYN).

Такой алфавит описания событий безопасности может быть дополнен параметрами элементарных событий, которые, как правило, используются в различных механизмах защиты. Например, таблицы шаблонов в межсетевых экранах или правила в коммутаторах при создании VLAN и т. п.

Заключение

В работе предлагается альтернативный метод построения политики безопасности. Данный подход не отрицает возможности использования на начальном этапе традиционных методов, ориентированных на противодействие наборам возможных внешних воздействий – угроз. Однако стремление к повышению защищенности в процессе функционирования системы приводит к требованию ее адаптивности к вновь возникающим и пока неизвестным угрозам.

Такое требование особенно важно для критических информационных инфраструктур, где инцидент, строго говоря, недопустим и, поэтому, его возникновение не может рассматриваться в качестве фактора расширения набора угроз. В представленном подходе предлагается отслеживать возникающие события безопасности и их связь с параметрами функционирования КИИ, при этом первоначальный состав событий безопасности должен расширяться в зависимости от состояния наблюдаемых критических процессов.

Таким образом, главной особенностью ориентации политики безопасности на события является возможность строить системы защиты КИИ, основываясь не только на известном наборе внешних угроз, но на сохранении функциональности КВО.

В случае, когда таким критическим объектом является сама КИИ, такая адаптивная система за-

щиты, используя IDS и SIEM системы, может автоматически контролировать не только события безопасности, но и функциональность КИИ-КВО.

Для использования предлагаемого событийно-ориентированного подхода к описанию политик безопасности предлагается в качестве формальной модели механизмов защиты рассматривать предлагаемые в субъектно-объектной модели механизмы мониторинга. Это позволяет учитывать все существующие механизмы безопасности как событийно ориентированные. То есть предлагается рассматривать как основу системы защиты набор различных механизмов мониторинга и обеспечивающих их функций.

В этом случае можно построить отображение множества механизмов защиты (защитных активностей) на множество событий безопасности и при управлении информационной безопасностью выбирать стратегию на улучшение качества защиты, как увеличении множества контролируемых событий, обеспечивающих лучшее сохранение функциональности КВО.

Кроме того, данный подход позволяет ввести ряд дополнительных параметров / ограничений для управления информационной безопасностью.

Во-первых, показатель сложности реализации (затраты) процедур выявления событий безопасности, по составу и распределению в сети соответствующих событиям механизмов защиты.

Во-вторых, возможны оценки эффективности защиты в смысле уровня ошибочных реагирований априорно (по составу событий ИБ и их корреляционной связи с инцидентами) и апостериорно с учетом частоты появления этих событий, что также позволит уточнять их корреляцию.

Вместе с тем, использование описанного подхода требует более строгого формального описания событий безопасности: уточнения алфавита, который должен учитывать не только особенности различных политик безопасности, но и быть специфицирован для соответствующего уровня модели ISO\OSI и технологических особенностей защищаемой системы. Кроме того, должны быть формализованы правила обработки событий: морфология образования слов языка для описания событий безопасности и грамматика для построения подмножества слов языка связанных с событиями безопасности (сложных событий).

Список используемых источников

1. Хофман Л.Д. Современные методы защиты информации. Пер. с англ. М.: Советское радио, 1980. 264 с.
2. Clements D., Hoffman L.J. Computer Assisted Security System Design. Berkeley: University of California, 1974.
3. Зегжда Д.П. Информационная безопасность. М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2010. 236 с.
4. Девянин П.Н. Модели безопасности компьютерных систем. Управление доступом и информационными потоками. Учебное пособие для вузов. М.: Горячая линия – Телеком, 2011. 320 с.
5. Успенский В.А. Теорема Гёделя о неполноте. М.: Наука, 1982. 112 с.

6. Erokhin S., Petukhov A., Pilyugin P. Critical Information Infrastructures Security Modeling // Proceeding of the 24th Conference of Open Innovations Association FRUCT (Moscow, Russia, 8–12 апреля 2019). С. 83–88. URL: <https://fruct.org/publications/fruct24/files/Ero.pdf> (дата обращения 22.12.2019)
7. Кузнецов Д. Моделирование угроз на основе сценариев или Как CyberKillChain и ATT&CK помогают анализировать угрозы ИБ // Безопасность пользователей в интернете. URL: <https://safe-urf.ru/specialists/article/5247/626649> (дата обращения 22.12.2019)
8. ГОСТ Р ИСО/МЭК 18028-1-2008 (10/2009). Информационная технология (ИТ). Методы и средства обеспечения безопасности. Сетевая безопасность информационных технологий. Часть 1. Менеджмент сетевой безопасности.
9. Гуснин С.Ю., Петухов А.Н. Информационная база управления кибербезопасностью // Проблемы современной науки и образования. 2016. № 40. С. 22–26.
10. Петухов А.Н., Пилюгин П.Л. Нормативное определение событий безопасности // Доклады Всероссийской конференции «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий. РЭУС-2019» (Москва, Россия, 29–31 мая 2019). Сер. «Научные конференции, посвященные дню Радио». М.: Московское НТО радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, 2019. С. 313–317.
11. Федорченко А.В., Левшун Д.С., Чечулин А.А., Котенко И.В. Анализ методов корреляции событий безопасности в SIEM-системах. Часть 2 // Труды СПИИРАН. 2016. № 6(49). С. 208–225. DOI:10.15622/sp.49.11
12. Макаревич О.Б., Шелудько И.А. Регистрация и анализ событий безопасности в информационных системах // Известия ТРТУ. 2003. № 4(33). С. 211–216.
13. Edwards M., Etzion O., Ibrahim M., Iyer S., Lalan H., et al. A Conceptual Model for Event Processing Systems // developer Works. 43 p. URL: <https://www.ibm.com/developerworks/webservices/library/ws-eventprocessing/ws-eventprocessing-pdf.pdf> (Access 18th April 2019)
14. Федорченко А.В., Левшун Д.С., Чечулин А.А., Котенко И.В. Анализ методов корреляции событий безопасности в SIEM-системах. Часть 1 // Труды СПИИРАН. 2016. № 4(47). С. 5–27. DOI:10.15622/sp.47.1
15. Гайнов А.Е., Заводцев И.В. Модель процесса обработки событий информационной безопасности // Современная наука: Актуальные проблемы теории и практики. Серия: Естественные и технические науки. 2017. № 3-4. С. 44–49.
16. Проноза А.А., Чечулин А.А., Котенко И.В. Математические модели визуализации в SIEM-системах // Труды СПИИРАН. 2016. № 3(46). С. 90–107. DOI:10.15622/sp.46.8
17. Грушо А.А., Применко Э.А., Тимонина Е.Е. Теоретические основы компьютерной безопасности. М.: Академия. 2009.
18. Графов С.А., Белявцев А.Ю., Воронов Д.А., Трофимов А.А. Грани SIEM // Защита информации. Инсайд. 2017. № 1(73). С. 56–62.
19. Бурлаков М.Е. Применение метода анализа соответствий для оптимизации комбинаций атрибутов у наборов данных // Вестник Пермского национального исследовательского политехнического университета. Электротехника, информационные технологии, системы управления. 2018. № 26. С. 7–28.
20. Datasets // University of New Brunswick. URL: <http://www.unb.ca/cic/research/datasets/ids.html> (Accessed 07th August 2017)
21. Al-Hamami A.H., Al-Saadoon G.M.W. Handbook of Research on Threat Detection and Countermeasures in Network Security. Derry: IGI Global, 2014. 450 p. DOI:10.4018/978-1-4666-6583-5

* * *

EVENT-BASED SECURITY POLICY AND FORMAL MODEL OF CRITICAL INFORMATION INFRASTRUCTURES PROTECTING MECHANISM

S. Erokhin¹, A. Petukhov¹, P. Pilyugin¹

¹Moscow Technical University of Communications and Informatics,
Moscow, 111024, Russia

Article info

The article was received 22th November 2019

For citation: Erokhin S., Petukhov A., Pilyugin P. Event-based Security Policy and Formal Model of Critical Information Infrastructures Protecting Mechanism. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(4):99–105. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-4-99-105>

Abstract: The article considers the possibilities of security management of critical information infrastructures. Approaches to the construction of policies not focused on a fixed list of threats are proposed. It substantiates the possibility of building a security policy based on security events monitoring. A formal description of security events and formal model of protection mechanisms based on monitoring security events is proposed. The features of this approach for the protection of critical information infrastructures in order to improve the quality of protection are considered.

Keywords: information security, security policy, security events, monitoring of security events, subject-object formal model of the protection mechanism, characteristics of network events, critical information infrastructures.

References

1. Hoffman L.J. *Modern Methods for Computer Security and Privacy*. New York: Prentice Hall; 1977. 268 p.
2. Clements D., Hoffman L.J. *Computer Assisted Security System Design*. Berkeley: University of California; 1974.
3. Zegzhda D.P. *Informatsionnaia bezopasnost* [Information Security]. Moscow: Bauman Moscow State Technical University Publ.; 2010. 236 p. (in Russ.)
4. Devianin P.N. *Modeli bezopasnosti kompiuternykh sistem. Upravlenie dostupom i informatsionnymi potokami. Uchebnoe posobie dlia vuzov* [Security Models of Computer Systems. Access and Information Management]. Moscow: Goriachaia liniia – Telekom; 2011. 320 p. (in Russ.)
5. Uspenskii V.A. *Teorema Godelia o nepolnote* [Gödel's Incompleteness Theorem]. Moscow: Nauka; 1982. 112 p. (in Russ.)
6. Erokhin S., Petukhov A., Pilyugin P. Critical Information Infrastructures Security Modeling. *Proceeding of the 24th Conference of Open Innovations Association FRUCT (Moscow, Russia, 8–12 April 2019)*. p.83–88. Available from: <https://fruct.org/publications/fruct24/files/Ero.pdf> [Access 22nd December 2019]
7. Kuznetsov D. Modelirovanie ugroz na osnove stsensariiev ili Kak CyberKillChain i ATT CK pomogaiut analizirovat ugrozy [Scenario-based threat modeling or How CyberKillChain and ATT & CK help analyze IS threats]. *Bezopasnost pol-zovatelei v internete*. (in Russ.) Available from: <https://safe-urf.ru/specialists/article/5247/626649> [Access 22nd December 2019]
8. GOST R ISO/MEK 18028-1-2008. Informatsionnaia tekhnologiya (IT). Metody i sredstva obespecheniya bezopasnosti. Setevaya bezopasnost informatsionnykh tekhnologii. Chast 1. Menedzhment setevoi bezopasnosti [National Standard of the Russian Federation. Information Technology (IT). Methods and Means of Ensuring Safety. Network Security Information Technology. Part 1. Network Security Management. October 2009. (in Russ.)
9. Gusnin S., Petukhov A. Management information base of cybersecurity. *Problems of Modern Science and ducation*. 2016;40:22–26. (in Russ.)
10. Petukhov A.N., Pilyugin P.L. Statutory Definition Of Security Events. *Doklady Vserossiiskoi konferentsii "Radioelektronnye ustroistva i sistemy dlia infokommunikatsionnykh tekhnologii", REUS-2019, 29–31 May 2019, Moscow, Russia. Ser. Nauchnye konferentsii posviashchennye dniu Radio* [Reports of the All-Russian Conference "Radioelectronic Devices and Systems for Infocommunication Technologies", REUS-2019, 29–31 May 2019, Moscow, Russia. Series "Scientific conferences Dedicated to Radio Day"]. Moscow: Moscow Scientific and Technical Society Radio Engineering, Electronics and Communications Publ.; 2019. p.313–317. (in Russ.)
11. Fedorchenko A.V., Levshun D.S., Chechulin A.A., Kotenko I.V. An Analysis of Security Event Correlation Techniques in Siem-Systems. Part 2. *SPIIRAS Proceedings*. 2016;6(49):208–225. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.15622/sp.49.11>
12. Makarevich O.B., Sheludko I.A. Registratsiya i analiz sobytii bezopasnosti v informatsionnykh sistemakh [Registration and Analysis of Security Events in Information Systems]. *Izvestiya TRTU*. 2003;4(33):211–216. (in Russ.)
13. Edwards M., Etzion O., Ibrahim M., Iyer S., Lalanne H., et al. A Conceptual Model for Event Processing Systems. *developer Works*. 43 p. Available from: <https://www.ibm.com/developerworks/webservices/library/ws-eventprocessing/ws-eventprocessing-pdf.pdf> [Access 18th April 2019]
14. Fedorchenko A.V., Levshun D.S., Chechulin A.A., Kotenko I.V. An Analysis of Security Event Correlation Techniques in Siem-Systems. Part 1. *SPIIRAS Proceedings*. 2016;4(47):5–27. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.15622/sp.47.1>
15. Gaynov A.E., Zavodtsev I.V. The Model of Processing Events of Information Security. *Modern Science: actual problems of theory and practice*. Series "Natural and Technical Sciences". 2017;3-4:44–49 (in Russ.)
16. Pronoza A.A., Chechulin A.A., Kotenko I.V. Mathematical Models of Visualization in SIEM Systems. *SPIIRAS Proceedings*. 2016;3(46):90–107. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.15622/sp.46.8>
17. Grusho A.A., Primenko E.A., Timonina E.E. *Teoreticheskie osnovy kompiuternoi bezopasnosti* [Theoretical Foundations of Computer Security]. Moscow: Academy Publ. 2009. (in Russ.)
18. Grafov S.A., Beliavtsev A.Y., Voronov D.A., Trofimov A.A. SIEM-profile. *Zashita informacii. Inside*. 2017;1(73):56–62. (in Russ.)
19. Burlakov M.E. Application the Method of Correspondence Analysis to Optimize Combinations of Attributes from Datasets. *PNRPU Bulletin. Electrotechnics, Informational Technologies, Control Systems*. 2018;26:7–28. (in Russ.)
20. Datasets. *University of New Brunswick*. Available from: <http://www.unb.ca/cic/research/datasets/ids.html> [Accessed 07th August 2017]
21. Al-Hamami A.H., Al-Saadoon G.M.W. *Handbook of Research on Threat Detection and Countermeasures in Network Security*. Derry: IGI Global; 2014. 450 p. Available from: <https://doi.org/10.4018/978-1-4666-6583-5>

ФОРМИРОВАНИЕ МОДЕЛЕЙ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ В ВИДЕ СТОХАСТИЧЕСКИХ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ КОСМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

А.П. Кадочников¹, А.А. Казанцев¹, О.А. Мишуков^{1*}, С.А. Шигорев¹

¹Военно-космическая академия им. А.Ф. Можайского,
Санкт-Петербург, 197198, Российская Федерация
*Адрес для переписки: oleg_mish@mail.ru

Информация о статье

УДК 621.391

Статья поступила в редакцию 29.07.2019

Ссылка для цитирования: Кадочников А.П., Казанцев А.А., Мишуков О.А., Шигорев С.А. Формирование моделей радиолокационных изображений в виде стохастических дифференциальных уравнений для распознавания космических объектов // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 4. С. 106–113. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-4-106-113

Аннотация: Показана ресурсная проблематика традиционного использования детальных радиолокационных изображений для надежного распознавания космических объектов. Поставлена актуальная задача формирования нового типа моделей радиолокационных изображений космических объектов для определения признаков их распознавания. Представлены соответствующие математические модели таких изображений на основе стохастических дифференциальных уравнений эллиптического типа. Проведена оценка адекватности разработанных моделей реальным радиолокационным изображениям космического объекта. Установлено, что для описания радиолокационных изображений космических объектов наиболее подходящей является модифицированная модель в виде смешанной производной эллиптической модели. Для проверки гипотезы о возможности использования модели радиолокационных изображений при построении дескриптивных признаков распознавания проведен эксперимент по различению четырех разных типов космических объектов. Результаты эксперимента показали возможность использования смешанной производной эллиптической модели для определения признаков распознавания космических объектов.

Ключевые слова: распознавание, космический объект, моделирование, радиолокационное изображение, корреляционная функция.

Введение

Распознавание космических объектов является одной из основных задач системы контроля и мониторинга деятельности иностранных государств в околоземном космическом пространстве [1]. Задача распознавания должна решаться по каждому объекту, находящемуся в околоземном космическом пространстве [2]. Под распознаванием в теории обработки сигналов понимается отнесение наблюдаемого объекта по измеренным координатным (траекторным) и некоординатным (сигнальным) признакам к одному из заранее определенных классов [3].

В настоящее время задача распознавания космических объектов решается с использованием предварительно накопленной каталогизирован-

ной информации, состоящей из координатной информации, некоординатной информации и априорных сведений об объекте. Координатная информация представляет собой сведения о дальности, угловом положении космического объекта и параметрах движения его центра масс. Под некоординатной информацией понимают информацию о форме и структуре внешней поверхности, отражательных и излучательных характеристиках объекта наблюдения и его конструктивных элементов, параметрах стабилизации и ориентации, содержащуюся в параметрах принимаемых от объекта сигналов [4].

Одним из ее видов является видовая информация, представляющая собой изображения наблюдаемой сцены, содержащей космические объекты и фоны. Видовая информация характеризуется

исключительно важными качествами, отличающими ее от других видов некоординатной информации, а именно: наблюдаемостью, компактностью, избыточностью [5]. По имеющимся оценкам [6] с помощью детальных изображений может быть выявлено до 75 % демаскирующих признаков космических объектов.

Распознавание по изображениям может производиться визуально или с применением машинных методов. Наиболее очевидный вариант машинного распознавания реализуется путем корреляционного отождествления получаемых изображений с имеющимися эталонными изображениями для различных классов космических объектов. Однако такой способ требует высоких вычислительных затрат и наличия большого объема памяти. Значительно меньший объем потребуется иметь, если распознавание космических объектов будет вестись не по эталонным изображениям, а по статистическим параметрам этих изображений.

Для получения оптических изображений космических объектов используются наземные оптико-электронные средства, оснащенные адаптивной оптической системой, однако их применение ограничено выполнением условий оптической видимости и наблюдаемости. Системы радиовидения с инверсным синтезированием апертуры антенны позволяют получать детальные радиолокационные изображения (РЛИ) воздушных и космических объектов независимо от времени суток, освещенности, в любых метеорологических условиях [7].

В сравнении с совокупностью одномерных реализаций некоординатной информации, РЛИ содержат гораздо больше информации. По последним можно оценить форму, размеры, параметры движения, отражательные свойства отдельных конструктивных элементов, характеристики рассеяния наблюдаемых объектов. Данная информация может быть использована для формирования признаков распознавания космических объектов.

РЛИ сильно различаются даже при незначительном изменении ракурса объекта наблюдения. В связи с этим для надежного распознавания космических объектов по РЛИ необходимо хранить большое количество эталонных изображений. Получение таких обучающих наборов данных путем натурных испытаний потребует огромных затрат ресурсов, времени и доступности подлинного объекта исследований [8]. Поэтому задача моделирования РЛИ для дальнейшего решения задачи распознавания космических объектов является актуальной.

Постановка задачи

В ходе исследований, представленных в [9], было установлено, что с помощью трех типов линейных дифференциальных уравнений в частных производных второго порядка можно описать различные по характеру полутоновые изображе-

ния, а также была выявлена связь между типом изображения и вероятностными характеристиками модели. Варьируя параметрами исходного стохастического дифференциального уравнения, можно добиться определенной степени адекватности математической модели реальным изображениям как в оптическом, так и в радиодиапазонах. Анализ адекватности моделей реальным РЛИ показал, что параболическая и гиперболическая модели достаточно хорошо описывают изображения участка земной поверхности, а эллиптическая модель – изображения одиночных и групповых объектов.

Для дальнейшего решения задачи распознавания необходимо усовершенствовать существующую математическую модель полутоновых изображений в виде уравнения эллиптического типа, провести анализ ее адекватности и определить способ выбора наилучших параметров модели для представления РЛИ космических объектов.

Модель изображений в виде дифференциального уравнения эллиптического типа

Исходя из физических соображений плоское РЛИ можно представить в виде поля значений яркости. Такое поле можно задать функцией трех переменных $u(t, y, x)$, где t – время; y, x – пространственные координаты. Будем полагать, что за время работы системы радиовидения формируемое изображение будет статическим, т.е. для него зависимость функции u от времени t будет отсутствовать. Тогда модель полутоновых изображений в виде уравнения эллиптического типа представляет краевую задачу вида [10]:

$$-\left[\frac{\partial^2 u(y, x)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 u(y, x)}{\partial x^2}\right] + au(y, x) = n_u(y, x), \quad (1)$$

$$u(0, x) = g_1, \quad u(y, 0) = g_2,$$

$$u(L_k, x) = g_3, \quad u(y, L_c) = g_4,$$

где L_c – длина строки изображения; L_k – длина кадра изображения.

Решение краевой задачи (1) имеет вид [11]:

$$u(y, x) = \frac{4}{L_c L_k} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{l=1}^{\infty} \frac{\sin\left(\frac{m\pi x}{L_c}\right) \sin\left(\frac{l\pi y}{L_k}\right)}{r_{ml}} \times$$

$$\times \left[\int_0^{L_k} \int_0^{L_c} \sin\left(\frac{m\pi \xi}{L_c}\right) \sin\left(\frac{l\pi \eta}{L_k}\right) \times n_u(\xi, \eta) d\xi d\eta + \right. \quad (2)$$

$$\left. \frac{lL_c}{mL_k} \times ((-1)^m - 1) (g_1 + g_3(-1)^l) + \right.$$

$$\left. + \frac{mL_c}{lL_k} ((-1)^l - 1) (g_2 + g_4(-1)^m) \right].$$

Одна из реализаций $u(y, x)$ решения (2) представлена на рисунке 1.

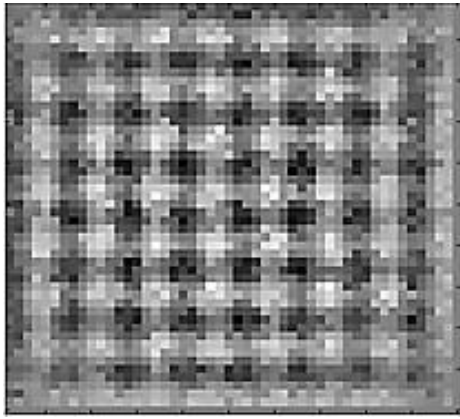


Рис. 1. Реализация $u(y, x)$ решения краевой задачи в виде дифференциального уравнения эллиптического типа

Соответствующие вероятностные характеристики эллиптической модели будут иметь вид:

$$m(y, x) = M\{u(y, x)\} = \frac{lL_c}{mL_k} \times \\ \times ((-1)^m - 1)(g_1 + g_3(-1)^l) + \\ + \frac{mL_c}{lL_k} ((-1)^l - 1)(g_2 + g_4(-1)^m), \quad (3)$$

$$R_u(y_1, x_1, y_2, x_2) = \frac{2N_u}{L_c^2 L_k^2} \times \\ \times \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{l=1}^{\infty} \frac{\sin\left(\frac{m\pi x_1}{L_c}\right) \sin\left(\frac{m\pi x_2}{L_c}\right)}{r_{ml}} \times \\ \times \frac{\sin\left(\frac{l\pi y_1}{L_k}\right) \sin\left(\frac{l\pi y_2}{L_k}\right)}{r_{ml}}, \quad (4)$$

где $R_u(y_1, x_1, y_2, x_2)$ – корреляционная функция поля $u(y, x)$; $m(y, x)$ – математическое ожидание.

На рисунке 2 представлено сечение нормированной корреляционной функции модели эллиптического типа. Из рисунка видно, что эллиптическая модель является некаузальной по обеим координатам. Более точный выбор модели и ее параметров осуществляется экспериментально путем сравнения статистических характеристик истинного изображения и модели.

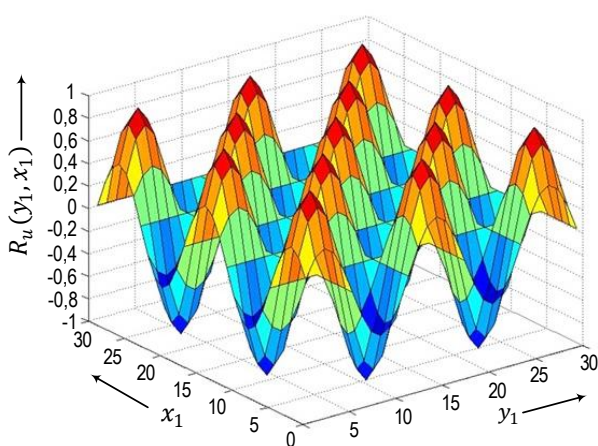


Рис. 2. Сечение нормированной корреляционной функции модели эллиптического типа

Разработка модифицированных РЛИ-моделей на основе дифференцирования исходной модели по пространственным координатам

В работе [12] предложена модифицированная модель РЛИ (далее – РЛИ-модель) в виде уравнения параболического типа [13], предполагающая дифференцирование по пространственным координатам исходной модели. Результаты исследований показали, что математическая модель, представленная в виде смешанной производной параболической модели, обладает наилучшими корреляционными свойствами при описании реальных РЛИ от сантиметрового до метрового диапазонов. Математическая модель, представленная в виде комбинированной производной, хорошо описывает РЛИ в длинноволновых диапазонах (L и P), но в сантиметровом диапазоне значение ошибки возрастает.

На основании результатов, полученных в работе [12], можно предположить, что для описания РЛИ космических объектов возможно использование модифицированных моделей, получаемых в результате дифференцирования по пространственным координатам корреляционной функции исходной эллиптической модели (4).

Рассмотрим два варианта дифференцирования исходной эллиптической модели: первый вариант предполагает моделирование РЛИ в виде смешанной производной от исходного изображения:

$$u^{(yx)}(y, x) = \frac{\partial^2 u(y, x)}{\partial y \partial x}, \quad (5)$$

а второй вариант – в виде комбинированной производной, представляющей собой среднее между производными по одной и по другой координатам:

$$u^{(y+x)}(y, x) = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial u(y, x)}{\partial x} + \frac{\partial u(y, x)}{\partial y} \right). \quad (6)$$

В [10] показано, что случайное поле $u(y, x)$, задаваемое линейными стохастическими дифференциальными уравнениями в частных производных второго порядка, имеет гауссовское распределение. В данном случае исчерпывающей вероятностной характеристикой является корреляционная функция:

$$R_u(y_1, x_1, y_2, x_2) = M\{(u(y_1, x_1) - m(y_1, x_1)) \times \\ \times (u(y_2, x_2) - m(y_2, x_2))\}, \quad (7)$$

где $M\{\cdot\}$ – операция математического ожидания; $m(y, x)$ – математическое ожидание случайного поля $u(y, x)$.

Используя предложенные преобразования (5), (6) и определение корреляционной функции (7) получим функциональные аналитические зависимости между корреляционной функцией модели исходного изображения R_u и корреляционными функциями моделей дифференцированных РЛИ $R_u^{(yx)}$, $R_u^{(y+x)}$:

$$R_u^{(yx)}(y_1, x_1, y_2, x_2) = \frac{\partial^4 R_u(y_1, x_1, y_2, x_2)}{\partial y_1 \partial x_1 \partial y_2 \partial x_2}, \quad (8)$$

$$R_u^{(y+x)}(y_1, x_1, y_2, x_2) = \frac{1}{4} \left(\frac{\partial^2 R_u(y_1, x_1, y_2, x_2)}{\partial x_1 \partial x_2} + \frac{\partial^2 R_u(y_1, x_1, y_2, x_2)}{\partial y_1 \partial x_2} + \frac{\partial^2 R_u(y_1, x_1, y_2, x_2)}{\partial x_1 \partial y_2} + \frac{\partial^2 R_u(y_1, x_1, y_2, x_2)}{\partial y_1 \partial y_2} \right). \quad (9)$$

В результате дифференцирования корреляционной функции модели эллиптического типа (4) по вариантам дифференцирования (8) и (9) получим выражения корреляционных функций эллиптической РЛИ-модели смешанного и комбинированного типов.

Эллиптическая РЛИ-модель смешанного типа:

$$\frac{\partial R_u^{(yx)}(y_1, x_1, y_2, x_2)}{\partial y_1 \partial x_1 \partial y_2 \partial x_2} = \frac{N_u \pi^4}{L_k^4 L_c^4} \times \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{l=1}^{\infty} \frac{m^2 l^2}{r_{ml}^2} \times \cos\left(\frac{m\pi x_1}{L_c}\right) \times \cos\left(\frac{m\pi x_2}{L_c}\right) \times \cos\left(\frac{m\pi y_1}{L_c}\right) \times \cos\left(\frac{m\pi y_2}{L_c}\right). \quad (10)$$

Эллиптическая РЛИ-модель комбинированного типа:

$$\begin{aligned} \frac{\partial R_u(y_1, x_1, y_2, x_2)}{\partial x_1 \partial x_1} &= \frac{N_u \pi^2}{L_k^4 L_c^2} \times \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{l=1}^{\infty} \frac{m^2}{r_{ml}^2} \times \cos\left(\frac{m\pi x_1}{L_c}\right) \times \cos\left(\frac{m\pi x_2}{L_c}\right) \times \sin\left(\frac{m\pi y_1}{L_c}\right) \times \sin\left(\frac{m\pi y_2}{L_c}\right). \\ \frac{\partial R_u(y_1, x_1, y_2, x_2)}{\partial y_1 \partial x_2} &= \frac{N_u \pi^2}{L_k^3 L_c^3} \times \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{l=1}^{\infty} \frac{ml}{r_{ml}^2} \times \sin\left(\frac{m\pi x_1}{L_c}\right) \times \cos\left(\frac{m\pi x_2}{L_c}\right) \times \cos\left(\frac{m\pi y_1}{L_c}\right) \times \sin\left(\frac{m\pi y_2}{L_c}\right). \\ \frac{\partial R_u(y_1, x_1, y_2, x_2)}{\partial x_1 \partial y_2} &= \frac{N_u \pi^2}{L_k^3 L_c^3} \times \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{l=1}^{\infty} \frac{ml}{r_{ml}^2} \times \cos\left(\frac{m\pi x_1}{L_c}\right) \times \sin\left(\frac{m\pi x_2}{L_c}\right) \times \sin\left(\frac{m\pi y_1}{L_c}\right) \times \cos\left(\frac{m\pi y_2}{L_c}\right). \\ \frac{\partial R_u(y_1, x_1, y_2, x_2)}{\partial y_1 \partial y_1} &= \frac{N_u \pi^2}{L_k^2 L_c^4} \times \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{l=1}^{\infty} \frac{l^2}{r_{ml}^2} \times \sin\left(\frac{m\pi x_1}{L_c}\right) \times \sin\left(\frac{m\pi x_2}{L_c}\right) \times \cos\left(\frac{m\pi y_1}{L_c}\right) \times \cos\left(\frac{m\pi y_2}{L_c}\right). \end{aligned} \quad (11)$$

Анализ адекватности исходной и модифицированных эллиптических моделей реальным РЛИ проведем на основе сравнения их корреляционных функций со статистической корреляционной функцией реального РЛИ методом наименьших квадратов [14], путем минимизации среднего квадрата ошибки ε по параметрам моделей a [10]:

$$\varepsilon = \min_a \left[\sum_{y_1, x_1, y_2, x_2} \left(R_0(y_1, x_1, y_2, x_2) - R_u(y_1, x_1, y_2, x_2) \right)^2 \right], \quad (12)$$

где $R_0(y_1, x_1, y_2, x_2)$ – статистическая корреляционная функция РЛИ; $R_u(y_1, x_1, y_2, x_2)$ – корреляционная функция математической модели РЛИ.

В ходе моделирования на базе радиолокационного измерительного комплекса «Цунами-3» ВКА им. А.Ф. Можайского в безэховой камере были сформированы РЛИ натурной модели космического аппарата (КА) SkySat-1 в X-диапазоне ($\lambda = 3,5$ см) при различных ракурсах [15].

На рисунке 3а представлен внешний вид КА SkySat-1, а на рисунке 3б – его натурная модель на опорно-поворотном устройстве. На рисунке 4 представлены сформированные при различных ракурсах РЛИ натурной модели КА SkySat-1.

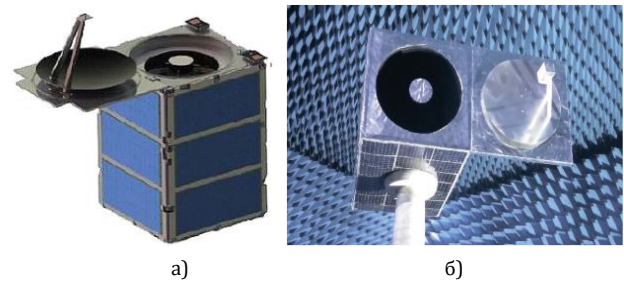


Рис. 3. Внешний вид КА SkySat-1 (а) и его натурная модель на опорно-поворотном устройстве (б)

В качестве статистической характеристики РЛИ используем следующее определение пространственной корреляционной функции [12]:

$$R_0(y_1, x_1, y_2, x_2) = \frac{1}{I} \sum_i (u_i(y_1, x_1) - \vartheta(y_1, x_1)) \times (u_i(y_2, x_2) - \vartheta(y_2, x_2)), \quad (13)$$

где $\vartheta(y, x) = M\{u_i(y, x)\}$, $n = \overline{1, I}$, $u_i(y, x)$ – нормированное значение «яркости» -го РЛИ из выборки размера I изображений, полученных преимущественно с одного ракурса при малых качаниях модели; $M\{u_i(y, x)\}$ – операция усреднения по всему множеству I изображений, используемых при статистической обработке.

Для определения статистической корреляционной функции используем РЛИ натурной модели КА SkySat-1 размером 30×30 пкс, полученное с ракурса $\varphi = -7,5^\circ$ (рисунок 4б), обучающую выборку сформируем путем вращения данного РЛИ вокруг своей оси на 360° , $I = 1000$.

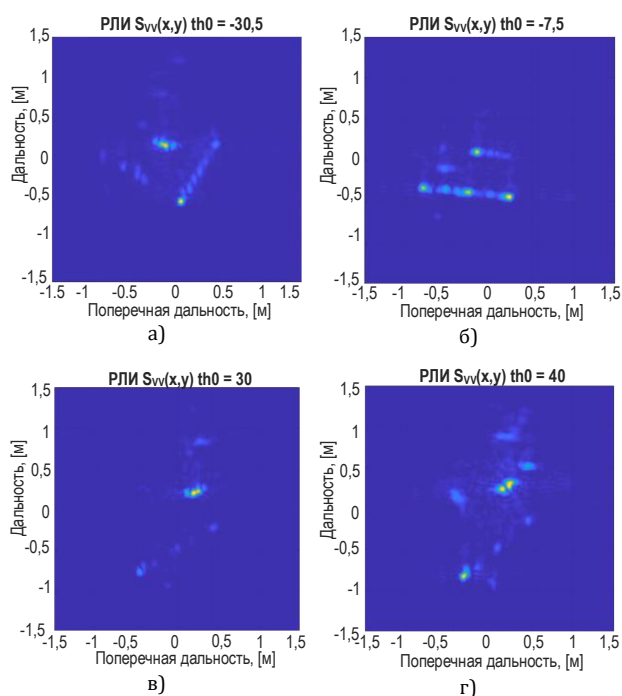


Рис. 4. РЛИ натурной модели KA SkySat-1, сформированные при различных ракурсах

Для визуального восприятия четырехмерной статистической корреляционной функции реального РЛИ представлено ее сечение при $y^2 = 15$, $x^2 = 15$ (рисунок 5).

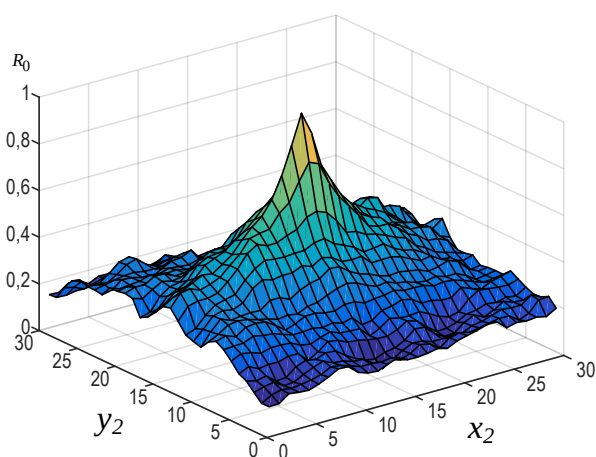


Рис. 5. Сечение статистической корреляционной функции РЛИ (ракурс $\varphi = -7,5^\circ$) натурной модели KA SkySat-1 при $y^2 = 15$, $x^2 = 15$

На рисунке 6 представлены сечения корреляционных функций при $y^2 = 15$, $x^2 = 15$ модели эллиптического типа (рисунок 6а), смешанной производной модели эллиптического типа (рисунок 6б) и комбинированной производной модели эллиптического типа (рисунок 6в) при фиксированных значениях параметра a .

В таблице 1 приведены результаты минимизации среднего квадрата ошибки ε (12) для РЛИ X-диапазона при использовании исходной эллиптической модели (ε_0), ее смешанной (ε_{yx}) и комбинированной производной (ε_{y+x}).

ТАБЛИЦА 1. Результаты минимизации среднего квадрата ошибки (СКО) ε для РЛИ X-диапазона

Диапазон длин волн, см	Минимальный СКО		
	ε_0	ε_{yx}	ε_{y+x}
$\lambda = 2,5 - 3,75$	5,3 при $a = 0,11$	2,4 при $a = 1,02$	3,6 при $a = 0,3$

Из таблицы 1 видно, что математическая модель, представленная в виде смешанной производной, обладает наилучшими корреляционными свойствами при описании реальных РЛИ космических объектов, об этом также можно судить по визуальному представлению сечений корреляционных функций для трех типов моделей (см. рисунок 6).

Для проверки гипотезы о возможности использования модифицированной эллиптической РЛИ-модели при построении дескриптивных признаков распознавания космического объекта проведем эксперимент по различению его четырех разных типов. На рисунке 7 представлены тестовые РЛИ четырех разных типов объектов, полученные в X-диапазоне с одного ракурса наблюдения ($\varphi = 30^\circ$).

Соответствующие данным РЛИ графики усредненных корреляционных функций при минимальных значениях СКО приведены на рисунке 8.

В таблице 2 приведены значения СКО при наилучшем параметре смешанной производной эллиптической модели для тестовых РЛИ четырех разных типов космических объектов, представленных на рисунке 7.

ТАБЛИЦА 2. Значения СКО при наилучшем параметре смешанной производной эллиптической модели для тестовых РЛИ космических объектов (при $\varphi = 30^\circ$)

Тип тестового РЛИ	Параметр модели	$\varepsilon_{\min}$, %
РЛИ Envisat (рисунок 7а)	$a = 1,13$	2,43
РЛИ KA Rosat (рисунок 7б)	$a = 1,38$	2,57
РЛИ KA Midori-2 (рисунок 7в)	$a = 1,17$	2,14
РЛИ МКС (рисунок 7г)	$a = 1,56$	2,75

После проведенного анализа полученных результатов можно сделать вывод о существовании зависимости статистической корреляционной функции РЛИ от формы космического объекта. Об этом также можно судить по визуальному представлению графиков усредненных корреляционных функций, соответствующих РЛИ космических объектов разных типов (рисунок 8).

Также в таблице 2 приведены полученные значения параметра a смешанной производной эллиптической модели при минимальном СКО, которые принимают различные значения для РЛИ космических объектов разных типов. Это подтверждает гипотезу о возможности использования значений параметра смешанной производной эллиптической модели РЛИ и соответствующих ракурсов наблюдения в качестве дескриптивных признаков для распознавания космических объектов.

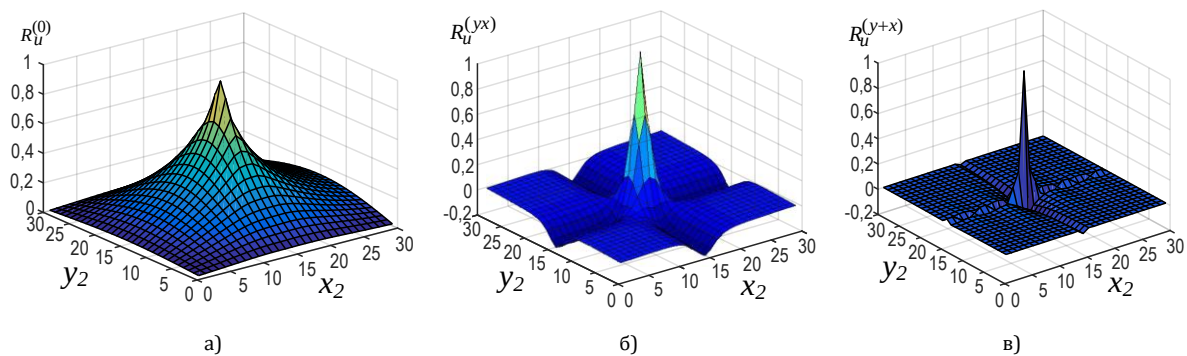


Рис. 6. Сечения корреляционных функций при $y_2 = 15, x_2 = 15$: а) эллиптической модели; б) смешанной производной модели эллиптического типа; в) комбинированной производной модели эллиптического типа

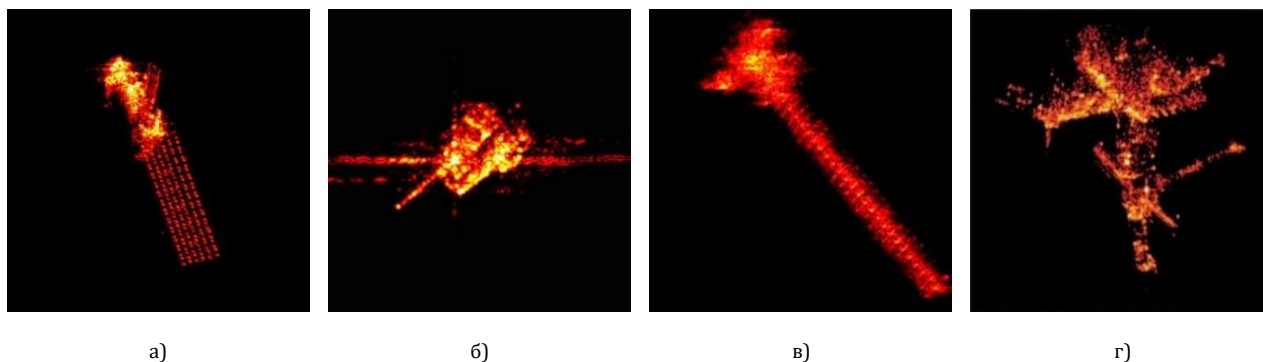


Рис. 7. Тестовые РЛИ четырех разных типов КО, полученные в X диапазоне: а) Envisat; б) Rosat; в) Midori-2; г) МКС

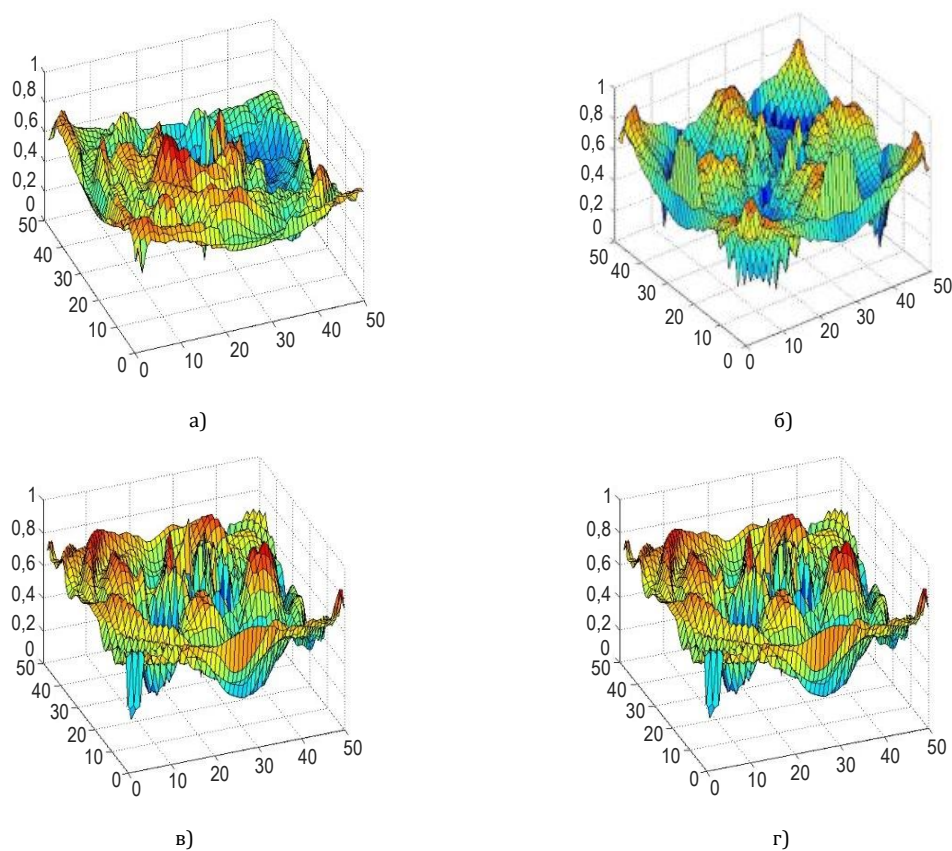


Рис. 8. Графики усредненных корреляционных функций, соответствующие тестовым РЛИ четырех разных типов КА: а) Envisat, б) Rosat, в) Midori-2, г) МКС

Заключение

Таким образом, результаты моделирования показали возможность использования дифференцированных математических моделей для описания реальных РЛИ космических объектов. Для такого описания наиболее подходящей является математическая модель, представленная в виде смешанной производной эллиптической модели. Варьируя параметром ее смешанной производной при достижении минимального значения СКО, можно добиться значительной степени адекватности мате-

матической модели реальному изображению. Использование математических моделей РЛИ для определения признаков распознавания космических объектов позволит значительно сократить требуемый объем памяти, так как вместо хранения реальных эталонных изображений для различных ракурсов достаточно будет хранить только значения параметра выбранных математических РЛИ-моделей и соответствующие им ракурсы объектов.

Список используемых источников

1. Гудаев Р.А., Королев В.О., Рогов Д.А., Шалдаев С.Е. Математическая модель функционирования системы распознавания // Труды военно-космической академии им. А.Ф. Можайского. 2016. № 655. С. 150–156.
2. Алдохина В.Н., Коломийцев Е.Г., Бабишкин А.А. и др. Наблюдение и измерение характеристик космических объектов: учебное пособие. СПб.: Изд-во ВКА им. А.Ф. Можайского, 2012. 128 с.
3. Полетаев А.М., Коротин А.А., Якимов В.Л. Радиотехнические цепи и сигналы. Статистическая радиотехника и радиотехника: практикум. СПб.: Изд-во ВКА им. А.Ф. Можайского, 2012. 159 с.
4. Корякин А.В., Лутов И.О. Распознавание космических объектов по разнородной видовой информации. СПб.: Изд-во ВИКА им. А.Ф. Можайского, 2000. 115 с.
5. Яшин В.В. Анализ и обработка изображений: принципы и алгоритмы. М.: Машиностроение, 1994. 112 с.
6. Мальцев Г.Н., Лобанов А.Г., Лисогуб В.И. Алгоритмы адаптивного восстановления изображений и результаты их имитационного моделирования // Труды военно-научной конференции (Санкт-Петербург, Россия, 21–23 марта 1995). СПб.: МО РФ, 1996. Т. 2. С. 88–90.
7. Верб В.С., Татарский А.Р. Радиолокационные системы авиационно-космического мониторинга земной поверхности и воздушного пространства. М.: Радиотехника. 2014. 576 с.
8. Жердев Д.А., Минаев Е.Ю., Прокудин В.В., Фурсов В.А. Технология распознавания радиолокационных изображений с формированием эталонов путем моделирования // III Международная конференция и молодежная школа «Информационные технологии и нанотехнологии (ИТНТ-2017)»: сборник трудов (Самара, Россия, 25–27 апреля 2017). Самара: СНИУ, 2017. С. 1033.
9. Коренной А.В. Математические модели полутонных изображений // Радиотехника. 2007. № 8. С. 79–81.
10. Коренной А.В., Лепёшкин С.А., Кадочников А.П., Яценко Е.А. Моделирование радиолокационных изображений на основе стохастических дифференциальных уравнений в частных производных // Радиотехника. 2016. № 10. С. 134–144.
11. Завьялов А.М., Карасева Р.Б. Уравнения математической физики и приближенные методы решений дифференциальных уравнений: учебное пособие. Омск: Изд-во СибАДИ, 2002. 124 с.
12. Коренной А.В., Лепёшкин С.А., Яценко Е.А., Мишуков О.А. Модифицированная модель радиолокационных изображений // Электромагнитные волны и электронные системы. 2017. Т. 22. № 6. С. 19–25.
13. Тихонов А.Н., Самарский А.А. Уравнения математической физики. М.: Изд-во МГУ, 1999. 799 с.
14. Горяинов В.Б., Павлов И.В., Цветкова Г.М. и др. Математическая статистика: учебник для вузов. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2001. 424 с.
15. Казанцев А.А., Перов Д.А., Самородов А.А., Самородов Б.А. Алгоритм формирования радиолокационных изображений космических аппаратов со сверхразрешением на основе комплексирования спектрального оценивания и продолженной когерентной обстановки // Ural Radio Engineering Journal. 2018. Vol. 2. Iss. 2. PP. 67–86. DOI:10.15826/urej.2018.2.2.005

* * *

PATTERN RADAR IMAGES FORMATION'S LIKE A STOCHASTIC DIFFERENTIAL EQUATIONS FOR RECOGNITION OF SPACE OBJECTS

A. Kadochnikov¹, A. Kazantsev¹, O. Mishukov¹, S. Shigorev¹

¹Mozhaisky Military Space Academy,
St. Petersburg, 197198, Russian Federation

Article info

The article was received 29th July 2019

For citation: Kadochnikov A., Kazantsev A., Mishukov O., Shigorev S. Pattern Radar Images Formation's Like a Stochastic Differential Equations for Recognition of Space Objects. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(4):106–113. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-4-106-113>

Abstract: *The resource problems of the traditional use of detailed radar images for reliable recognition of space objects are shown. The urgent task of forming a new type of model of radar images of space objects to determine the signs of their recognition is posed. Corresponding mathematical models of such images based on stochastic differential equations of elliptic type are presented. The adequacy of the developed models to the real radar images of a space object was assessed. It is established that for the description of radar images of space objects the most suitable is a modified model in the form of a mixed derivative of an elliptical model. To test the hypothesis about the possibility of using the radar image model when constructing descriptive recognition signs, an experiment was conducted to distinguish four different types of space objects. The experimental results showed the possibility of using a mixed derivative of the elliptical model to determine signs of recognition of space objects.*

Keywords: *Recognition, space object, modeling, radar image, correlation function.*

References

1. Gudaev R.A., Korolev V.O., Rogov D.A., Shaldaev S.E. Matematicheskaya model funkcionirovaniia sistemy raspoznavaniia [The Mathematical Model of the Functioning of the Recognition System]. *Proceedings of the Mozhaisky Military Space Academy*. 2016;655:150–156. (in Russ.)
2. Aldokhina V.N., Kolomyitsev E.G., Babishkin A.A. et al. *Nablyudeniye i izmereniye kharakteristik kosmicheskikh obektov: uchebnoye posobie* [Observation and Measurement of Characteristics of Space Objects]. Saint Petersburg: Mozhaisky Military Space Academy Publ.; 2012. 128 p. (in Russ.)
3. Poletaev A.M., Korotin A.A., Yakimov V.L. *Radiotekhnicheskie cepi i signaly. Statisticheskaya radiotekhnika i radioinformatika: praktikum* [Radio Circuits and Signals. Statistical Radio Engineering and Radio Informatics: Workshop]. Saint Petersburg: Mozhaisky Military Space Academy Publ.; 2012. 159 p. (in Russ.)
4. Koryakin A.V., Lutov I.O. *Raspoznavaniye kosmicheskikh obektov po raznorodnoi vidovoi informatsii* [Recognition of Space Objects by Heterogeneous Species Information]. Saint Petersburg: Mozhaisky Military Engineering and Space Academy Publ.; 2000. 115 p. (in Russ.)
5. Yashin V.V. *Analiz i obrabotka izobrazhenii: printsipy i algoritmy* [Image Analysis and Processing: Principles and Algorithms]. Moscow: Mashinostroeniye Publ.; 1994. 112 p. (in Russ.)
6. Mal'tsev G.N., Lobanov A.G., Lisogub V.I. Algoritmy adaptivnogo vosstanovleniya izobrazheniy i rezultaty ikh imitatsionnogo modelirovaniia [Adaptive Image Recovery Algorithms and the Results of their Simulation]. *Trudy voenno-nauchnoy konferentsii, 21–23 marta 1995, Saint-Petersburg, Russia* [Proceedings of the Military Scientific Conference, 21–23 March 1995, St. Petersburg, Russia]. Saint Petersburg: Ministry of Defense of the Russian Federation Publ; 1996. vol. 2. p. 88–90. (in Russ.)
7. Verba V.S., Tatarskiy A.R. *Radiolokatsionnye sistemy aviatsionno-kosmicheskogo monitoringa zemnoi poverkhnosti i vozdushnogo prostranstva* [Radar Systems for Aerospace Monitoring of the Earth's Surface and Airspace]. Moscow: Radiotekhnika Publ.; 2014. 576 p. (in Russ.)
8. Zherdev D.A., Minaev E.Y., Prokudin V.V., Fursov V.A. Tekhnologiya raspoznavaniya radiolokatsionnykh izobrazhenii s formirovaniem etalonov putem modelirovaniia [Recognition Technology for Radar Images with the Formation of Standards by Modeling]. *III Mezhdunarodnaya konferentsiya i molodezhnaya shkola Informatsionnye tekhnologii i nanotekhnologii ITNT-2017: sbornik trudov, 25–27 aprelya 2017, Samara, Rossiya* [Proceedings of the III International Conference and Youth School "Information Technologies and Nanotechnologies, ITNT-2017", 25–27 April 2017, Samara, Russia]. Samara: Samara University Publ.; 2017. p.1033. (in Russ.)
9. Korennoy A.V. Mathematical Models of Half-Tone Images. *Radiotekhnika*. 2007;8:79–81. (in Russ.)
10. Korennoy A.V., Lepeshkin S.A., Kadochnikov A.P., Yashchenko E.A. Modeling of radar images based on stochastic differential equations in partial derivatives. *Radiotekhnika*. 2016;10:134–145. (in Russ.)
11. Zavyalov A.M., Karaseva R.B. *Uravneniya matematicheskoi fiziki i priblizhennyye metody resheniya differentsialnykh uravneniy: uchebnoye posobie* [Equations of Mathematical Physics and Approximate Methods for Solving Differential Equations]. Omsk: Siberian State Automobile and Highway University Publ.; 2002. 124 p. (in Russ.)
12. Korennoy A.V., Lepeshkin S.A., Yashchenko E.A., Mishukov O.A. The modified model of radar images. *Electromagnetic Waves and Electronic Systems*. 2017;22(6):19–25. (in Russ.)
13. Tixonov A.N., Samarskiy A.A. *Uravneniya matematicheskoi fiziki* [Equations of Mathematical Physics]. Moscow: Lomonosov Moscow State University Publ.; 1999. 799 p. (in Russ.)
14. Goryainov V.B., Pavlov I.V., Tsvetkova G.M., et al. *Matematicheskaya statistika: uchebnoye dlya vuzov* [Math statistics]. Moscow: Bauman Moscow State Technical University Publ.; 2001. 424 p. (in Russ.)
15. Kazantsev, A.A. Perov D.A., Samorodov A.A., Samorodov B.A. Super resolution algorithm for satellites inverse synthetic aperture radar imaging. *Ural Radio Engineering Journal*. 2018;2(2):67–86. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.15826/urej.2018.2.2.005>

КОМПЛЕКСНАЯ МОДЕЛЬ ЗАЩИЩЕННЫХ КИБЕРФИЗИЧЕСКИХ СИСТЕМ ДЛЯ ИХ ПРОЕКТИРОВАНИЯ И ВЕРИФИКАЦИИ

Д.С. Левшун^{1, 2*}, А.А. Чечулин^{1, 3}, И.В. Котенко^{1, 3}

¹Санкт-Петербургский институт информатики и автоматизации Российской академии наук,

Санкт-Петербург, 199178, Российская Федерация

²Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики,

Санкт-Петербург, 197101, Российская Федерация

³Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича,

Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

*Адрес для переписки: levshun@comsec.spb.ru

Информация о статье

УДК 004.056.53

Статья поступила в редакцию 05.11.2019

Ссылка для цитирования: Левшун Д.С., Чечулин А.А., Котенко И.В. Комплексная модель защищенных киберфизических систем для их проектирования и верификации // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 4. С. 114–123. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-4-114-123

Аннотация: В статье предложена комплексная модель защищенных киберфизических систем, предназначенная для их проектирования и верификации. В рамках данной модели киберфизическая система представляется в виде множества блоков с различными свойствами и связями между ними. Основная сложность при построении подобной модели заключается в объединении различных подходов к моделированию киберфизических систем (или их элементов) в рамках единого подхода. Основная цель предлагаемого подхода к моделированию заключается в обеспечении возможности преобразования различных моделей друг в друга без потери значимых данных о блоках системы, а также учет эмерджентных свойств, возникающих в процессе их взаимодействия. Корректность предложенной модели обоснована на примере ее использования для проектирования и верификации системы контроля и управления доступом.

Ключевые слова: безопасность на основе проектирования, киберфизическая система, верификация безопасности, моделирование систем, модель атакующего, модель атакующих действий, комплексная модель.

1. Введение

Киберфизические системы (КФС) представляют собой системы со сложной структурой, которые объединяют множество различных физических и программных элементов. КФС могут быть распределенными, децентрализованными и самоорганизующимися, а также содержать множество устройств на основе микроконтроллеров [1]. Как следствие, существуют различные подходы для проектирования подобных систем как защищенных систем. При этом некоторые ориентированы на программные или аппаратные элементы систем, в то время как другие применимы только в рамках конкретной области приложения: автомобильная инфраструктура, роботы, умные дома, промышленный интернет вещей и т. д. Ключевой особенностью каждого из подходов является используемая в нем модель КФС и набор свойств ее элементов.

С помощью разработанных инструментов и подходов могут быть смоделированы различные

аспекты КФС: физические процессы, производительность, баланс нагрузки, поведение, топология, иерархия, бизнес процессы, отдельные элементы и вычислительные платформы, сети и среды передачи данных, многое другое. При этом большинство подходов ориентировано на обеспечение стабильности и надежности систем, а не на обеспечение их защищенности. И хотя для отдельных элементов КФС существуют решения для обеспечения безопасности на основе проектирования и верификации, аналогичного решения для КФС в целом на данный момент в научной литературе не представлено. Более того, преобразование одной из существующих моделей в другую без потери значимых данных является сложной или даже невыполнимой задачей. Именно поэтому важно, чтобы новый подход был основан на комплексной модели, позволяющей объединить модели отдельных аспектов КФС между собой и обеспечить их взаимное преобразование.

Научным вкладом данной работы является новый подход к моделированию защищенных КФС при их проектировании и верификации. В рамках данного подхода используется комплексная модель, позволяющая представить КФС в виде множества взаимодействующих блоков с различными свойствами. Основная сложность при построении подобной модели заключается в объединении различных подходов к моделированию в рамках единого подхода с учетом того, что для различных блоков КФС эффективное представление достигается за счет применения разных моделей. Основной целью предлагаемого подхода является обеспечение взаимного преобразования используемых моделей без потери данных о свойствах блоков КФС, а также с учетом влияния эмерджентных свойств (возникают при взаимодействии блоков КФС). Новизна предлагаемого подхода заключается в интеграции нескольких подходов к моделированию: на основе событий (на уровне среды передачи данных), с помощью направленных графов (на уровне топологии), многоагентное моделирование (на уровне сети передачи данных), моделирование непрерывных процессов (на уровне аппаратных элементов), моделирование дискретных процессов (на уровне программных элементов), моделирование взаимодействия (на уровне блоков) и моделирование на основе онтологий (на уровне КФС, атакующего и атакующих действий). Предлагаемое решение ориентировано на безопасность КФС, что позволяет использовать модели атакующего и атакующих действий в качестве неотъемлемой части комплексной модели. При этом влияние атакующих действий на блоки КФС моделируется через изменения их свойств, в то время как свойства атакующего ограничивают спектр возможных атакующих действий на них.

Статья организована следующим образом. В разделе 2 проанализированы существующие решения в области моделирования КФС для их проектирования и верификации. В разделе 3 предложена новая интегрированная модель защищенной КФС. В разделе 4 представлен пример использования предложенной модели для проектирования и верификации системы контроля и управления доступом. В разделе 5 представлены достоинства, недостатки и область применения предложенной модели. В разделе 6 содержатся основные выводы и направления дальнейших исследований.

2. Анализ существующих решений

В работе [2] авторы предложили классификацию подходов к моделированию КФС на основе отражаемых моделью аспектов системы, а также решаемых ею задач. Предложенная классификация выглядит следующим образом:

- модели на основе акторов для задач, связанных с временными параметрами и производительностью системы [3];

- модели, основанные на событиях, для задач, связанных с вычислительными процессами, взаимодействием элементов и управлением ими;

- SCADA-модели (*от англ. Supervisory Control and Data Acquisition* – диспетчерское управление и сбор данных) для задач, связанных с балансировкой нагрузки, проверкой стабильности и целостности [4];

- объединение систем дифференциальных уравнений и конечных автоматов для задач, связанных с работой несложных систем [5];

- непрерывные модели для задач, связанных с физическими процессами [6];

- MDD (*от англ. Model-Driven Development* – разработка, управляемая моделями) [7], MIC (*от англ. Model-Integrated Computing* – интегрированная модель вычислений) [8] и DSM (*от англ. Domain Specific Modeling* – предметно-ориентированное моделирование) [9] для задач, связанных с программными элементами;

- многоагентное моделирование для задач, связанных с взаимодействием элементов системы.

В работе [10] авторы представили математическую модель КФС. Модель была получена с помощью инструмента Modelica [11]. В этой модели КФС была представлена как набор компонентов и связанных с ними интерфейсов. Для отображения динамики физических компонентов авторы использовали непрерывную модель, а для отображения вычислительных компонентов – дискретную модель. Основная сложность представленного исследования заключалась в решении задачи объединения непрерывной и дискретной моделей для определения значимых функциональных и системных параметров с целью дальнейшей оптимизации.

В работе [12] предложена методика проектирования КФС. Рассмотрим 7 основных шагов данной методики более подробно.

Шаг 1. Определение границ системы на основе методов черного и белого ящика. Реализация основана на SYSML (*от англ. The Systems Modeling Language* – предметно-ориентированный язык моделирования систем) [13] диаграммах и моделях Dymola [14] / Modelica.

Шаг 2. Получение многоуровневого представления на основе подхода MBSE (*от англ. Model-Based Systems Engineering* – системная инженерия на основе моделей или модели-ориентированная системная инженерия) [15]. Реализация базируется на SYSML-диаграммах и OOM (*от англ. Object-Oriented Modeling* – объектно-ориентированное моделирование, проектирование) [16] для описания спецификаций, анализа, проектирования, верификации и валидации КФС.

Шаг 3. Моделирование взаимодействия элементов системы с помощью моделирования на основе портов. Реализация основана на SYSML-диаграммах и моделях Dymola / Modelica.

Шаг 4. Моделирование топологии с учетом того, что существующие элементы могут быть представлены в виде множества связанных между собой топологических элементов с подмножествами. Реализация основана на множестве направленных графов, представляющих зависимости между подсистемами, компонентами и связанными с ними параметрами.

Шаг 5. Определение семантической совместимости на базе определения существующих точек зрения с помощью онтологической базы знаний и декомпозиции каждой точки зрения с помощью топологического анализа на основе графов. Реализация основана на онтологиях, поддерживающих разметку на основе графов.

Шаг 6. Многоагентное моделирование для представления протоколов управления и взаимодействия (задержки связи, взаимодействия, изменения топологии, узлы связи и соединения между ними, потеря пакетов). Реализация основана на топологических графах и многоагентном моделировании.

Шаг 7. Моделирование совместной работы для решения проблемы многочисленных точек зрения и проблемы взаимодействия между агентами различных онтологий. Реализация основана на OWL (от англ. Web Ontology Language – язык онтологий веб-документов и приложений) [17], предоставляющем интерфейс.

Модель, предложенная в работе [12], позволяет отразить следующие аспекты КФС: внешние и внутренние взаимодействия, управление процессом, имитацию поведения, отображение топологических взаимоотношений и совместимость элементов на основе многоагентной платформы.

В работе [18] представлен подход к верификации временных параметров КФС, а также ее производительности. Авторами были смоделированы следующие аспекты КФС: функциональные взаимосвязи между входами и выходами системы; временные параметры элементов системы; взаимодействия между элементами системы; а также ограничения, связанные с синхронизацией элементов системы. Валидация полученной модели была выполнена в среде TrueTime (Matlab/Simulink) [19], а верификация – на основе проверки на модели в среде UPPAAL [20], являющейся инструментарием для верификации и валидации систем реального времени, моделируемых как сети временных автоматов. С помощью проверки на модели авторы подтвердили стабильность, надежность и возможность реализации КФС.

В работе [21] рассмотрен объектно-ориентированный язык для формализации процессов КФС в контексте гетерогенных и динамических сред на основе компонентной метамодели. В рамках данного языка процессы представляют собой

модели поведения системы на различных уровнях абстракции, а именно:

- мета-мета модель процесса – представляет собой семантическое и синтаксическое описание элементов и структур;

- мета модель процесса – определяет все элементы, их типы, взаимоотношения и структурные комбинации;

- модель процесса – задает абстрактное описание процесса;

- экземпляр процесса – представляет собой описание конкретного процесса в момент его конкретной реализации.

Процесс представлен в виде структуры, состоящей из следующих элементов: шагов процесса, переходов, данных, событий, логических шагов, процесса и обрабатываемых объектов. Реализация основана на EMF (от англ. Eclipse Modeling Framework – фреймворк, смоделированный в Eclipse – свободной интегрированной среде разработки модульных кроссплатформенных приложений) [22].

В работе [23] специфицирован подход к верификации временных параметров систем автоматизации сети – NAS (от англ. Network Automation Systems). Предложенный авторами подход состоит из трех основных фаз:

- 1) построение модели, связанной с определением времени реакции компонентов и измерением их временных характеристик;

- 2) моделирование, связанное применением компонентных математических моделей для отображения сетевой архитектуры и взаимосвязей между элементами;

- 3) верификация, связанная с абстрактным представлением NAS в виде формальных моделей на основе конечных автоматов в среде UPPAAL.

На завершающем шаге подхода, заданного в [23], полученная формальная модель системы используется для верификации времени отклика NAS с использованием TCTL [24].

3. Комплексная модель

Анализ современного состояния исследований показал, что большинство подходов к моделированию КФС ориентированы на обеспечение их стабильности и надежности, а не на обеспечение защищенности. И хотя некоторые подходы направлены на проектирование отдельных элементов систем с учетом защищенности, требуются комплексные решения по проектированию и верификации защищенных КФС.

В предлагаемой методике проектирования и верификации защищенных КФС модель системы состоит из следующих элементов: блоков (программные и аппаратные элементы), соединений между ними (топология, среда передачи данных), атакующего и атакующих действий.

Абстрактное представление этой модели представлено на рисунке 1. Скругленные закрашенные прямоугольники отражают модель КФС вместе с ее элементами, в то время как черные стрелки отражают их иерархию и вложенность. Скругленные бесцветные прямоугольники отражают внешние модели, которые связаны с комплексной моделью и интегрированы в нее (красные линии).

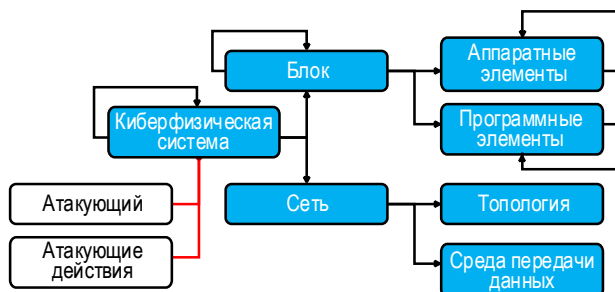


Рис. 1. Комплексная модель защищенной КФС

Комплексная модель КФС может быть представлена следующим образом:

$$cps = (CPS^*, BB, nw, a, AA, P_{cps}), \quad (1)$$

где CPS^* – множество киберфизических подсистем cps^* системы cps ; BB – множество блоков cps ; nw – сеть передачи данных между блоками cps ; a – атакующий, заинтересованный в нарушении безопасности cps ; AA – множество атакующих действий, которые потенциально могут нарушить безопасность cps ; P_{cps} – множество свойств cps .

Отметим, что каждый элемент cps на данном уровне представления рассматривается в качестве объекта с определенными свойствами. При этом внутренняя структура элемента не учитывается (данное правило работает для каждого уровня абстракции по отдельности). Реализация модели cps основана на OWL.

Атакующий, заинтересованный в нарушении безопасности cps , может быть представлен следующим образом:

$$a = (tp, lvl, ap), \quad (2)$$

где tp – тип доступа a ; lvl – уровень возможностей a ; ap – точка доступа a .

Реализация модели a основана на OWL.

Множество атакующих действий, которые потенциально могут нарушить безопасность cps , могут быть представлены следующим образом:

$$AA = \{(aa_1, prcnd_1, P_{aa_1}), \dots, (aa_n, prcnd_n, P_{aa_n})\}, \quad (3)$$

где $aa_i \mid i \in 1 \dots n$ – i -ое атакующее действие из множества AA со свойствами P_{aa_i} ; $prcnd_i \mid i \in 1 \dots n$ – i -ое предусловие (например, соединение между элементом системы и атакующим) для возможности реализации i -го атакующего действия из множества AA .

Реализация модели AA основана на OWL.

Блок cps может быть представлен следующим образом:

$$bb = (BB^*, HW, SW, P_{bb}) \mid bb \in BB, \quad (4)$$

где BB^* – множество подблоков bb^* блока bb ; HW – множество аппаратных элементов bb (множество может быть пустым); SW – множество программных элементов bb (множество может быть пустым); P_{bb} – множество свойств bb .

Реализация модели bb основана на SYSML-диаграммах.

Аппаратный элемент из множества HW может быть представлен следующим образом:

$$hw = (HW^*, P_{hw}) \mid hw \in HW, \quad (5)$$

где HW^* – множество аппаратных подэлементов hw^* аппаратного элемента hw ; P_{hw} – множество свойств hw .

Реализация модели hw основана на VHDL (VHSIC, от англ. Very High Speed Integrated Circuits + Hardware Description Language – язык описания аппаратуры для высокоскоростных интегральных схем) [25].

Программный элемент из множества SW может быть представлен следующим образом:

$$sw = (SW^*, P_{sw}) \mid sw \in SW, \quad (6)$$

где SW^* – множество подэлементов sw^* программного элемента sw ; P_{sw} – множество свойств sw . Реализация модели sw основана на UML (от англ. Unified Modeling Language – унифицированный язык моделирования) [26].

Сеть передачи данных между элементами cps может быть представлена следующим образом:

$$nw = (tpl, dte, P_{nw}), \quad (7)$$

где tpl – топология nw ; dte – среда передачи данных nw ; P_{nw} – множество свойств nw .

Реализация модели nw основана на мультиагентном моделировании с помощью SPARK (от англ. Simple Platform for Agent-Based Representation of Knowledge – простая платформа для агентского представления знаний) [27]. Реализация модели tpl основана на языке представления направленных графов O³PRM (от англ. Open Object-Oriented Probabilistic Relational Models – открытые объектно-ориентированные вероятностные реляционные модели) [28]. Реализация модели dte основана на представлении графов событий в SIGMA [29].

Взаимосвязь элементов cps обеспечивается за счет их влияния на свойства друг друга. Это означает, что для обеспечения необходимого уровня защищенности КФС целью фазы проектирования системы является поиск наиболее рационального элементного состава cps . Наиболее рациональный элементный состав выбирается на основе компро-

мисса между тем, что элементам системы необходимо для их корректной работы (выражается через функциональные требования FR и нефункциональные ограничения NFL), и тем, что данные элементы могут системе предоставить (выражается через предоставляемый функционал PRF и предоставляемые ресурсы PRR). Кроме того, влияние каждого атакующего действия aa выражается через его влияние на предоставляемый системой cps или ее элементами функционал (отказ в обслуживании) или через его влияние на их потребности (истощение ресурсов). В свою очередь атакующий a , в зависимости от своего типа tp и уровня lvl , ограничивает множество потенциально реализуемых атакующих действий AA на систему.

Таким образом, свойство из множества P системы cps или ее элемента может быть представлено следующим образом:

$$p = (FR, NFL, PRF, PRR), \quad (8)$$

где FR – множество функциональных требований, удовлетворение которым необходимо для корректной работы cps или ее элементов; NFL – множество нефункциональных ограничений, удовлетворение которым необходимо для корректной работы cps и ее элементов; PRF – множество функциональных возможностей, предоставляемых cps или ее элементами; PRR – множество ресурсов, предоставляемых cps или ее элементами. Общая структура свойства p представлена на рисунке 2.

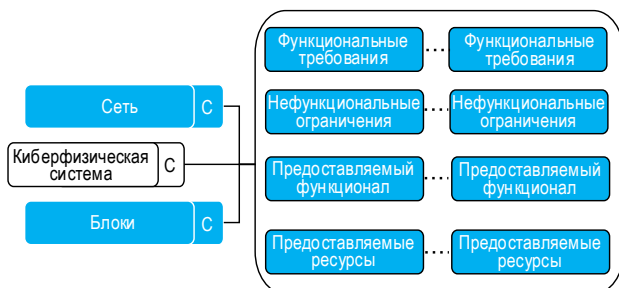


Рис. 2. Представление свойств в комплексной модели КФС

Важно отметить, что при расчете свойств системы cps также важно учитывать эмерджентные свойства, возникающие в результате взаимодействия ее элементов. В рамках предлагаемой модели влияние эмерджентных свойств выражается через специальные модификаторы, которые влияют на значения свойств cps и ее элементов во время их взаимодействия (к примеру, взаимодействие различных элементов системы для решения общей задачи нуждается в выделении дополнительных ресурсов на согласование их работы). Процесс влияния эмерджентных свойств может быть представлен следующим образом:

$$\begin{aligned} f_p(x) &= P_x, x = (y_1, \dots, y_n) \mid n \in N, \\ f_p(x) &= f_p(y_1)EP_x^{y_1} \cup \dots \cup f_p(y_n)EP_x^{y_n}, \end{aligned} \quad (9)$$

где x – элемент киберфизической системы cps (или сама cps), состоящий из множества подэлементов $y_i \mid i \in 1 \dots n$ (также элементы cps); P_x – свойства x ; $EP_x^{y_i} \mid i \in 1 \dots n$ – эмерджентные свойства x .

Влияние эмерджентных свойств $ep_i \in EP \mid i \in 1 \dots n$ может быть классифицировано по области влияния и результату влияния. По области влияния, эмерджентные свойства ep_i могут быть разделены на аппаратные (влияют на hw), программные (влияют на sw), программно-аппаратные (влияют на bb), топологические (влияют на tpl), среды (влияют на dte), сетевые (влияют на nw) и системные (влияют на cps). По результату влияния, эмерджентные свойства ep_i могут быть разделены на положительные (взаимодействие элементов делает решение более рациональным), нейтральные и негативные (взаимодействие элементов делает решение менее рациональным). Отметим, что нейтральные эмерджентные свойства по своей сути отражают их отсутствие, однако, необходимы для полноты классификации.

Процесс верификации в рамках предлагаемой комплексной модели КФС состоит из двух основных частей:

- 1) проверки реализуемости защищенной cps в соответствии с пожеланиями заказчика, выраженными в виде требований и ограничений, а также информации о доступных ресурсах;
- 2) проверки защищенности cps относительно атакующего a определенного типа tp и уровня lvl (так-же определяется заказчиком).

4. Экспериментальная проверка

Экспериментальная проверка предложенной модели осуществлялась на прототипе защищенной системы контроля и управления доступом (СКУД), который был представлен в работе [30]. Данный прототип состоит из пяти основных частей: устройств на основе микроконтроллеров; сервера приложений; сервера журналирования; приложения администратора и агентов рабочих станций (рисунок. 3). Рассмотрим представление данного прототипа в рамках комплексной модели более подробно.

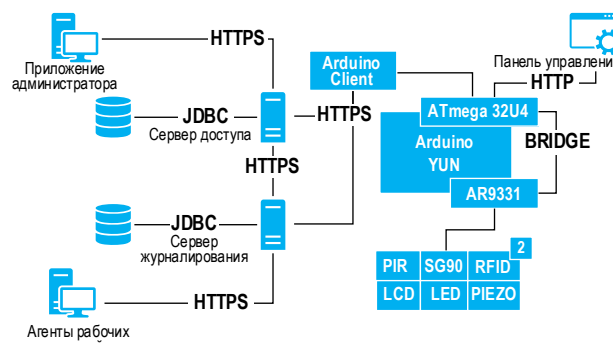


Рис. 3. Прототип СКУД, представленный в работе [30]

Разработанный прототип СКУД представляет собой КФС *cps* с функциональными возможностями организации физического контроля доступа (кому, когда и в какое помещение разрешено входить) и контроля доступа к персональным компьютерам сотрудников.

Физический контроль доступа осуществляется множеством блоков системы BB_1 , в рамках которого каждый блок bb_{1i} представляет собой устройство на основе микроконтроллера, собранное на основе следующих компонентов:

- микроконтроллер Arduino Yun - подблок блока bb_{1i} , состоящий из аппаратных (ATmega 32U4, AR9331 и т.д.) и программных (прошивка, софт, библиотеки) элементов;
- microSD 512 MB, *PRF* которой расширяет объем доступной микроконтроллеру Arduino Yun флеш-памяти;
- сервопривод TowerPro SG90, *PRF* которого предоставляет bb_{1i} возможность автоматически открывать и закрывать двери;
- считыватель RFID-карт Grove 125KHz, *PRF* которого позволяют bb_{1i} проверять уникальные идентификаторы карт пользователей;
- инфракрасный датчик движения HC-SR 501, *PRF* которого позволяют bb_{1i} обнаруживать попытки несанкционированного доступа;
- другие компоненты, *PRF* которых позволяет bb_{1i} взаимодействовать с пользователем посредством текстовых сообщений, звуковых и световых сигналов.

Каждый блок bb_{1i} соединен с блоком bb_2 (сервер приложений) и блоком bb_3 (сервер журналирования) посредством TCP/IP-соединения в сети *nw*. Соединение между множеством блоков BB_1 и блоками bb_2 и bb_3 организовано с помощью Wi-Fi-среды передачи данных *dte* с WPA2 шифрованием и надежным паролем (*PRF*). Топология *tpl* сети – звезда (каждый блок bb_{1i} соединен с блоком bb_2 и блоком bb_3 посредством собственного клиента).

В рамках модели тип *tp* атакующего *a* может быть от 0 до 4.

Tun 0. Отсутствие у атакующего доступа к множеству блоков BB или сети *nw* СКУД, а потому влиять на безопасность системы он может только косвенно (атаки с использованием методов социальной инженерии).

Tun 1. Наличие у атакующего удаленного доступа к множеству блоков BB или сети *nw* СКУД (атаки через TCP/IP-соединение с блоками bb_2 и bb_3).

Tun 2. Наличие у атакующего доступа к множеству блоков BB или сети *nw* СКУД за пределами контролируемого периметра (атаки через Wi-Fi-соединение на множество блоков BB_1).

Tun 3. Наличие у атакующего физического доступа к множеству блоков BB или сети *nw* СКУД (атаки через USB-порт на блоки bb_{1i} , изменение компонентного состава устройств).

Tun 4. Наличие у атакующего полного доступа к множеству блоков BB или сети *nw* СКУД (атаки через внутренние интерфейсы устройств bb_{1i} (память, система обновления, система отладки), изменение их интегральных схем).

Уровень *lvl* атакующего *a* может быть от 1 до 3.

Уровень 1. Отсутствие у атакующего специальных знаний о множестве блоков BB или сети *nw* СКУД. Атакующий *a* может применять только общеизвестные программные инструменты и эксплуатировать только известные уязвимости (примеры из множества атакующих действий *AA*: атаки на веб-сервер, социальная инженерия, перехват трафика).

Уровень 2. Наличие у атакующего *a* специальных знаний о множестве блоков BB или сети *nw* СКУД. Атакующий может использовать специализированные инструменты и эксплуатировать уязвимости нулевого дня (примеры из множества атакующих действий *AA*: атаки типа «человек-посередине», отказ в обслуживании, переполнение буфера).

Уровень 3. Группа атакующих *A* 2-го уровня (примеры из множества атакующих действий *AA*: криптографический анализ сообщений, атаки на систему аутентификации, перехват, изменение и подделка сообщений).

Рассмотрим атакующего *a* 2-го типа 2-го уровня. Множество атакующих действий *AA*, предположим *prcnd* которых является наличие Wi-Fi-соединения, выглядит следующим образом:

- перехват;
- изменение и подделка сообщений между устройствами bb_{1i} и серверами bb_2 , bb_3 («человек-посередине»);
- стандартные сетевые атаки на устройства bb_{1i} (отказ в обслуживании, TCP SYN Flood);
- атаки, связанные с эксплуатацией уязвимостей, специфичных для устройств bb_{1i} (отправка некорректных пакетов данных, переполнение буфера);
- криптографический анализ сообщений между устройствами bb_{1i} и серверами bb_2 , bb_3 ;
- атаки на систему обновления устройств bb_{1i} .

Атаки типа «человек-посередине» могут привести к перехвату, изменению и подделке сообщений между устройствами bb_{1i} и серверами bb_2 и bb_3 , если используемое в рамках системы Wi-Fi-соединение используется не только для нужд системы (например, СКУД подключена к Wi-Fi-соединению, которое используют работники организации). В подобной ситуации, если атакующему *a* удастся получить доступ к сети *nw* организации, то станет возможным беспрепятственный сбор трафика между устройствами bb_{1i} и серверами bb_2 , bb_3 . Это означает потенциальную возможность наводнить трафик системы *cps* поддельными или измененными сообщениями о событиях от датчиков.

Для предотвращения подобных ситуаций необходимо проанализировать количество незадействованных ресурсов на устройствах bb_{1i} . Объем флеш-памяти для хранения прошивки в Arduino Yun составляет 32 KB, в то время как объем прошивки (проверка доступа, работа с датчиками и передача данных) составляет 17.2 KB. Это означает, что существует возможность расширить прошивку устройства за счет дополнительных программных элементов, суммарный объем которых не превышает 14.8 KB. К примеру, прошивку можно расширить за счет программного элемента *sw*, функциональные возможности *PRF* которого позволяют шифровать передаваемые сообщения. Среда передачи данных *dte*, улучшенная таким образом, позволит обнаружить атаки типа «человек-посередине» за счет аномального роста количества непринятых сообщений от устройств bb_{1i} , отправленных на серверы bb_2 и bb_3 (все сообщения, измененные или подделанные атакующим *a*, будут отброшены серверами, при условии, что алгоритм и ключ шифрования не были раскрыты).

По итогам проведенного эксперимента безопасность соединения между элементами СКУД была улучшена еще на ранних стадиях проектирования. По результатам верификации, проведенным в среде UPPAAL, модель СКУД после внесенных изменений является защищенной относительно злоумышленника *a* 2-го типа 2-го уровня.

5. Область применения

В данной работе представлена новая модель, в рамках которой КФС отображены в виде множества взаимодействующих блоков с определенными свойствами. Данная модель разработана для проектирования защищенных систем и верификации результатов проектирования. Она позволяет отобразить как статическое состояние КФС, так и ее динамику. При этом, в зависимости от отображаемого состояния системы, используются соответствующие подходы и инструменты. Одной из главных сложностей при построении подобной модели является объединение различных подходов к моделированию в рамках единого решения, а также обеспечение возможности преобразования используемых моделей друг в друга без потери значимых данных.

Важно отметить, что предложенное решение ориентировано на обеспечение защищенности КФС. Ресурсы КФС, доступные при предлагаемом подходе к проектированию, представляют собой незадействованные системой ресурсы, а значит, они могут быть использованы для улучшения защищенности КФС. При этом объем ресурсов, используемых КФС в различные моменты времени, не является постоянным. Важно принимать это во внимание при объединении различных блоков системы. К примеру, если два блока системы нуж-

даются в одинаковом объеме ресурсов для полноценной работы, но никогда не задействуют данные ресурсы одновременно, то и потенциальный конфликт между данными блоками не представляется возможным. С другой стороны, атака спланированная таким образом, чтобы критически важному элементу КФС не хватило ресурсов в нужный момент, может привести к выводу системы из строя.

Сравнение предложенной модели (далее обозначено как «М») с другими комплексными моделями, а именно: Hu F. et al. [2] и Penas O. et al. [12], – в контексте проектирования и верификации защищенных КФС представлено в таблице 1.

Важно отметить, что использование обозначения «+» для решений, рассмотренных в работах [2, 12] и не ориентированных на обеспечение защищенности систем, означает не наличие в данных решениях готовой реализации подобного функционала, а то, что предложенные модели структурно позволяют реализовать на их основе обнаружение соответствующих атакующих действий в процессе проектирования и верификации КФС.

ТАБЛИЦА 1. Сравнение моделей для проектирования и верификации защищенных КФС

Тип	Атакующие действия	[2]	[12]	М
0	Социальная инженерия	–	–	+/-
1	Атакующие действия типа 0, «человек посередине», DDoS, TCP SYN Flood, отправка некорректных сетевых пакетов, переполнение буфера, криптографический анализ, атака на систему обновления (для TCP/IP)	+	+	+
2	Атакующие действия типа 1, но также для IR, Wi-Fi, Bluetooth, атаки по сторонним каналам передачи данных на основе анализа электромагнитного излучения	+	+	+
3	Атакующие действия типа 2, атаки по сторонним каналам передачи данных, основанные на различных параметрах (прямой доступ), атаки на интерфейсы, замена элементов КФС	+	–	+
4	Атакующие действия типа 3, дизассемблирование элементов КФС, эксплуатация уязвимостей аппаратных элементов (внутренние интерфейсы, скрытые порты, среда взаимодействия компонентов), изменение данных электронных компонентов, извлечение криптографических ключей	–	–	+

Кроме того, ни один из проанализированных подходов не рассматривает социальный аспект безопасности КФС в полной мере. В рамках дальнейших исследований планируется расширить предложенную комплексную модель за счет введения пользователей системы с их свойствами, а также определить границы их влияния на работу системы.

6. Заключение

В данной работе предложена комплексная модель защищенных КФС, которая представляет собой ключевой элемент представленной ранее методики проектирования и верификации защищенных КФС [31]. Корректность представленной модели обоснована посредством ее применения для проектирования и верификации защищенной системы контроля и управления доступом. В процессе проектирования выявлены атакующие действия, реализация которых потенциально возможна в данной системе с учетом указанных ограничений. В качестве необходимых улучшений для обеспечения

защищенности системы предложено расширить функциональные возможности устройств на основе микроконтроллеров за счет добавления в прошивку алгоритма шифрования передаваемых данных.

В рамках дальнейших исследований планируется проанализировать различные каталоги для расширения базы знаний по атакующим действиям на КФС, а также классифицировать их. Кроме того, планируется проведения экспериментов в других областях приложения (например, железнодорожная инфраструктура и робототехнические комплексы).

БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено при частичной финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 19-37-90082 и бюджетной темы 0073-2019-0002.

Список используемых источников

1. Левшун Д.С., Чечулин А.А., Котенко И.В. Проектирование безопасной среды передачи данных на примере протокола I2C // Защита информации. Инсайд. 2018. № 4 (82). С.54–62.
2. Hu F., Lu Y., Vasilakos A.V., Hao Q., Ma R., Patil Y., et al. Robust Cyber-Physical Systems: Concept, Models, and Implementation // Future Generation Computer Systems. 2016. Vol. 56. PP. 449–475. DOI:10.1016/j.future.2015.06.006
3. Canedo A., Schwarzenbach E., Faruque M.A.A. Context-sensitive synthesis of executable functional models of cyber-physical systems // Proceeding of the International Conference on Cyber-Physical Systems (ICCPs, Philadelphia, USA, 8–11 April 2013). Piscataway, NJ: IEEE, 2013. PP. 99–108. DOI:10.1145/2502524.2502539
4. Srivastava A., Morris T., Ernster T., Vellaithurai C., Pan S., Adhikari U. Modeling Cyber-Physical Vulnerability of the Smart Grid With Incomplete Information // IEEE Transactions on Smart Grid. 2013. Vol. 4. Iss. 1. PP. 235–244. DOI:10.1109/TSG.2012.2232318
5. Xinyu C., Huiqun Y., Xin X. Verification of Hybrid Chi Model for Cyber-Physical Systems Using PHAVer // Proceeding of Seventh International Conference on Innovative Mobile and Internet Services in Ubiquitous Computing (Taichung, Taiwan, 3–5 July 2013). Piscataway, NJ: IEEE, 2013. PP. 122–128. DOI:10.1109/IMIS.2013.29
6. Nuzzo P., Sangiovanni-Vincentelli A.L., Bresolin D., Geretti L., Villa T. A Platform-Based Design Methodology With Contracts and Related Tools for the Design of Cyber-Physical Systems // Proceedings of the IEEE. 2015. Vol. 103. Iss. 11. PP. 2104–2132. DOI:10.1109/JPROC.2015.2453253
7. Selic B. The pragmatics of model-driven development // IEEE Software. 2003. Vol. 20. Iss. 5. PP. 19–25. DOI:10.1109/MS.2003.1231146
8. Sztipanovits J., Karsai G. Model-integrated computing // Computer. 1997. Vol. 30. Iss. 4. PP. 110–111. DOI:10.1109/2.585163
9. Kelly S., Tolvanen J.-P. Domain-Specific Modeling: Enabling Full Code Generation. Hoboken: John Wiley & Sons, 2008.
10. Hehenberger P., Vogel-Heuser B., Bradley D., Eynard B., Tomiyama T., Achiche S. Design, modelling, simulation and integration of cyber physical systems: Methods and applications // Computers in Industry. 2016. Vol. 82. PP. 273–289. DOI:10.1016/j.compind.2016.05.006
11. Fritzson P. Principles of Object-Oriented Modeling and Simulation with Modelica 2.1. Hoboken: John Wiley & Sons, 2010.
12. Penas O., Plateaux R., Patalano S., Hammadi M. Multi-scale approach from mechatronic to Cyber-Physical Systems for the design of manufacturing systems // Computers in Industry. 2017. Vol. 86. PP. 52–69. DOI:10.1016/j.compind.2016.12.001
13. Friedenthal S., Alan M. and Rick S. A Practical Guide to SysML: The Systems Modeling Language. Burlington: Morgan Kaufmann, 2014.
14. Brück D., Elmqvist H., Olsson H., Mattsson S.E. Dymola for Multi-Engineering Modeling and Simulation. Proceedings of the 2nd International Modelica Conference (Oberpfaffenhofen, Germany, 18–19 March 2002). 2002.
15. Estefan J.A. Survey of Model-Based Systems Engineering (MBSE) Methodologies. URL: http://www.omg-sysml.org/MBSE_Methodology_Survey_RevB.pdf (Accessed 21 November 2019)
16. Rumbaugh J., Blaha M., Premerlani M., Eddy F., Lorensen W. Object-Oriented Modeling and Design. Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1991.
17. McGuinness D.L., van Harmelen F. OWL Web Ontology Language Overview // W3C recommendation. 2004.
18. Balasubramanian S., Srinivasan S., Buonopane F., Subathra B., Vain J., Ramaswamy S. Design and verification of Cyber-Physical Systems using TrueTime, evolutionary optimization and UPPAAL // Microprocessors and microsystems. 2016. Vol. 42. PP. 37–48. DOI:10.1016/j.micpro.2015.12.006
19. Ohlin M., Henriksson D., Cervin A. TrueTime 1.5 – Reference Manual. Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology, Lund University, 2007.
20. Larsen K.G., Pettersson P., Yi W. UPPAAL in a nutshell // International Journal on Software Tools for Technology Transfer (STTT). 1997. Vol. 1. Iss. 1. PP. 134–152.
21. Seiger R., Keller C., Niebling F., Schlegel T. Modelling complex and flexible processes for smart cyber-physical environments // Journal of Computational Science. 2015. Vol. 10. PP. 137–148. DOI:10.1016/j.jocs.2014.07.001

22. Steinberg D., Budinsky F., Merks E., Paternostro M. EMF: Eclipse Modeling Framework. London: Pearson Education, 2008.
23. Srinivasan S., Buonopane F., Vain J., Ramaswamy S. Model checking response times in Networked Automation Systems using jitter bounds // *Computers in Industry*. 2015. Vol. 74. PP. 186–200. DOI:10.1016/j.compind.2015.06.012
24. Goldblatt R. Logics of Time and Computation. Stanford: Center for the Study of Language and Information, 1992.
25. Zainalabedin N. VHDL: Analysis and Modeling of Digital Systems. New York: McGraw-Hill, 1997.
26. Fowler M., Scott K. UML Distilled: a Brief Guide to the Standard Object Modeling Language. Boston: Addison-Wesley Professional, 2004.
27. Solovyev A., Mikheev M., Zhou L., Dutta-Moscato J., Ziraldo C., An G., et al. SPARK: a framework for multi-scale agent-based biomedical modeling // *Proceedings of the Spring Simulation Multiconference (Orlando, USA, 11–15 April 2010)*. San Diego: Society for Computer Simulation International, 2010. DOI:10.1145/1878537.1878541
28. Torti L., Wuillemin P. O3PRM Language Specification. Technical report UPMC. 2013.
29. Schruben L.W. SIGMA – A graphical approach to teaching simulation // *Journal of Computing in Higher Education*. 1992. Vol. 4. DOI:10.1007/BF02940978
30. Десницкий В.А., Чечулин А.А., Котенко И.В., Левшун Д.С., Коломеец М.В. Комбинированная методика проектирования защищенных встроенных устройств на примере системы охраны периметра // *Труды СПИИРАН*. 2016. № 5(48). С. 5–31. DOI: 10.15622/sp.48.1
31. Левшун Д.С., Чечулин А.А., Котенко И.В. Жизненный цикл разработки защищенных систем на основе встроенных устройств // *Защита информации. Инсайд*. 2017. № 4(76). С. 53–59.

* * *

A COMBINED MODEL OF SECURE CYBER-PHYSICAL SYSTEMS FOR THEIR DESIGN AND VERIFICATION

D. Levshun^{1, 2} , A. Chechulin^{1, 3} , I. Kotenko^{1, 3} 

¹St. Petersburg Institute for Informatics and Automation of the Russian Academy of Science,
St. Petersburg, 199178, Russia

²St. Petersburg National Research University of Information Technologies, Mechanics and Optics,
St. Petersburg, 197101, Russia

³The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications,
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

Article info

The article was received 05th November 2019

For citation: Levshun D., Chechulin A., Kotenko I. A Comprehensive Model of Secure Cyber-Physical Systems for their Design and Verification. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(4):114–123. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-4-114-123>

Abstract: *In this paper a combined model of secure cyber-physical systems for their design and verification is proposed. Within the framework of this model, a cyber-physical system is represented as a set of blocks with various properties and relationships between them. The main challenge in such model construction is to combine various approaches to the modeling of cyber-physical systems (or their elements) within a single approach. The main goal of the proposed modeling approach is to provide the ability to convert various models into each other without losing significant data about the elements of the system, as well as taking into account the emergent properties that arise in the process of their interaction. The correctness of the proposed model is validated by the example of its use for design and verification of access control system.*

Keywords: *security by design, cyber-physical system, security verification, system modeling, attacker model, attack actions model, comprehensive model.*

References

1. Levshun D.S., Chechulin A.A., Kotenko I.V. Design of Secure Data Transfer Environment Using the I2C Protocol as an Example. *Information Security. Inside*. 2018;4(82):54–62. (in Russ.)
2. Hu F., Lu Y., Vasilakos A.V., Hao Q., Ma R., Patil Y., et al. Robust Cyber-Physical Systems: Concept, Models, and Implementation. *Future Generation Computer Systems*. 2016;56:449–475. Available from: <https://doi.org/10.1016/j.future.2015.06.006>

3. Canedo A., Schwarzenbach E., Faruque M.A.A. Context-sensitive synthesis of executable functional models of cyber-physical systems. *Proceedings of the International Conference on Cyber-Physical Systems, ICCPS, 8–11 April 2013, Philadelphia, USA*. Piscataway, NJ: IEEE; 2013. p.99–108. Available from: <https://doi.org/10.1145/2502524.2502539>
4. Srivastava A., Morris T., Ernster T., Vellaithurai C., Pan S., Adhikari U. Modeling Cyber-Physical Vulnerability of the Smart Grid With Incomplete Information. *IEEE Transactions on Smart Grid*. 2013;4(1):235–244. Available from: <https://doi.org/10.1109/TSG.2012.2232318>
5. Xinyu C., Huiqun Y., Xin X. Verification of Hybrid Chi Model for Cyber-Physical Systems Using PHAVer. *Proceeding of Seventh International Conference on Innovative Mobile and Internet Services in Ubiquitous Computing, 3–5 July 2013, Taichung, Taiwan*. Piscataway, NJ: IEEE; 2013. p.122–128. Available from: <https://doi.org/10.1109/IMIS.2013.29>.
6. Nuzzo P., Sangiovanni-Vincentelli A.L., Bresolin D., Geretti L., Villa T. A Platform-Based Design Methodology With Contracts and Related Tools for the Design of Cyber-Physical Systems. *Proceedings of the IEEE*. 2015;103(11):2104–2132. Available from: <https://doi.org/10.1109/JPROC.2015.2453253>
7. Selic B. The pragmatics of model-driven development. *IEEE Software*. 2003;20(5):19–25. Available from: <https://doi.org/10.1109/MS.2003.1231146>
8. Sztipanovits J., Karsai G. Model-integrated computing. *Computer*. 1997;30(4):110–111. Available from: <https://doi.org/10.1109/2.585163>
9. Kelly S., Tolvanen J.-P. *Domain-Specific Modeling: Enabling Full Code Generation*. Hoboken: John Wiley & Sons; 2008.
10. Hehenberger P., Vogel-Heuser B., Bradley D., Eynard B., Tomiyama T., Achiche S. Design, modelling, simulation and integration of cyber physical systems: Methods and applications. *Computers in Industry*. 2016;82:273–289. Available from: <https://doi.org/10.1016/j.compind.2016.05.006>
11. Fritzson P. *Principles of Object-Oriented Modeling and Simulation with Modelica 2.1*. Hoboken: John Wiley & Sons; 2010.
12. Penas O., Plateaux R., Patalano S., Hammadi M. Multi-scale approach from mechatronic to Cyber-Physical Systems for the design of manufacturing systems. *Computers in Industry*. 2017;86:52–69. Available from: <https://doi.org/10.1016/j.compind.2016.12.001>
13. Friedenthal S., Alan M., Rick S. *A Practical Guide to SysML: The Systems Modeling Language*. Burlington: Morgan Kaufmann, 2014.
14. Brück D., Elmqvist H., Olsson H., Mattsson S.E. Dymola for Multi-Engineering Modeling and Simulation. *Proceedings of the 2nd International Modelica Conference*, 18–19 March 2002, Oberpfaffenhofen, Germany. 2002.
15. Estefan J.A. *Survey of Model-Based Systems Engineering (MBSE) Methodologies*. Available from: http://www.omgsysml.org/MBSE_Methodology_Survey_RevB.pdf [Accessed 21 November 2019]
16. Rumbaugh J., Blaha M., Premerlani M., Eddy F., Lorensen W. *Object-Oriented Modeling and Design*. Englewood Cliffs: Prentice-Hall; 1991.
17. McGuinness D.L., van Harmelen F. OWL Web Ontology Language Overview. *W3C recommendation*. 2004.
18. Balasubramaniyan S., Srinivasan S., Buonopane F., Subathra B., Vain J., Ramaswamy S. Design and verification of Cyber-Physical Systems using TrueTime, evolutionary optimization and UPPAAL. *Microprocessors and microsystems*. 2016;(42):37–48. Available from: <https://doi.org/10.1016/j.micpro.2015.12.006>
19. Ohlin M., Henriksson D., Cervin A. *TrueTime 1.5 – Reference Manual*. Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology, Lund University, 2007.
20. Larsen K.G., Pettersson P., Yi W. UPPAAL in a nutshell. *International Journal on Software Tools for Technology Transfer (STTT)*. 1997;1(1):134–152.
21. Seiger R., Keller C., Niebling F., Schlegel T. Modelling complex and flexible processes for smart cyber-physical environments. *Journal of Computational Science*. 2015;10:137–148. Available from: <https://doi.org/10.1016/j.jocs.2014.07.001>
22. Steinberg D., Budinsky F., Merks E., Paternostro M. *EMF: Eclipse Modeling Framework*. London: Pearson Education, 2008.
23. Srinivasan S., Buonopane F., Vain J., Ramaswamy S. Model checking response times in Networked Automation Systems using jitter bounds. *Computers in Industry*. 2015;74:186–200. Available from: <https://doi.org/10.1016/j.compind.2015.06.012>
24. Goldblatt R. *Logics of Time and Computation*. Stanford: Center for the Study of Language and Information; 1992.
25. Zainalabedin N. *VHDL: Analysis and Modeling of Digital Systems*. New York: McGraw-Hill; 1997.
26. Fowler M., Scott K. *UML Distilled: a Brief Guide to the Standard Object Modeling Language*. Boston: Addison-Wesley Professional; 2004.
27. Solovyev A., Mikheev M., Zhou L., Dutta-Moscato J., Ziraldo C., An G., et al. SPARK: a framework for multi-scale agent-based biomedical modeling. *Proceedings of the Spring Simulation Multiconference, 11–15 April 2010, Orlando, USA*. San Diego: Society for Computer Simulation International; 2010. Available from: <https://doi.org/10.1145/1878537.1878541>
28. Torti L., Willemin P. *O3PRM Language Specification*. Technical report UPMC. 2013.
29. Schruben L.W. SIGMA – A graphical approach to teaching simulation. *Journal of Computing in Higher Education*. 1992;4. Available from: <https://doi.org/10.1007/BF02940978>
30. Desnitsky V.A., Chechulin A.A., Kotenko I.V., Levshun D.S., Kolomeec M.V. Combined Design Technique for Secure Embedded Devices Exemplified by a Perimeter Protection System. *SPIIRAS Proceedings*. 2016;5(48):5–31. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.15622/sp.48.1>
31. Levshun D.S., Chechulin A.A. and Kotenko I.V. Design Lifecycle for Secure Cyber-Physical Systems Based on Embedded Devices. *Information Security. Inside*. 2017;4(76):53–59. (in Russ.)

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

- ВЕРХОВА Галина Викторовна** доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой автоматизации предприятий связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, galina500@inbox.ru
- ВЛАДИМИРОВ Сергей Сергеевич** кандидат технических наук, доцент кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, vladimirov.opds@gmail.com
- ДВОРНИКОВ Сергей Викторович** доктор технических наук, профессор, профессор кафедры радиосвязи Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, practicdsv@yandex.ru
- ЕРМАКОВА Елена Михайловна** адъюнкт кафедры автоматизированных систем специального назначения Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, lenha.ermak@mail.ru
- ЕРОХИН Сергей Дмитриевич** кандидат технических наук, доцент, ректор Московского технического университета связи и информатики, esd@mtuci.ru
- КАДОЧНИКОВ Андрей Павлович** кандидат технических наук, начальник научно-исследовательской лаборатории Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского, kado162@mail.ru
- КАЗАНЦЕВ Александр Александрович** начальник научно-исследовательской лаборатории Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского, alexandralexandrkazantsev@gmail.com
- КИРИК Дмитрий Игоревич** кандидат технических наук, доцент, декан факультета радиотехнологий связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, d_i_kirik@mail.ru
- КОГНОВИЦКИЙ Олег Станиславович** доктор технических наук, профессор, профессор кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, kogn@yandex.ru
- КОТЕНКО Игорь Витальевич** доктор технических наук, профессор, главный научный сотрудник и заведующий лабораторией проблем компьютерной безопасности Санкт-Петербургского института информатики и автоматизации Российской академии наук, профессор кафедры защищенных сетей связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, ivkote@comsec.spb.ru
- КХОДЕР Хабиб Мухсен** аспирант кафедры автоматизации предприятий связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, h.khoder@list.ru
- ЛАЗАРЕВ Виталий Олегович** аспирант кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, laviol.94@gmail.com
- ЛЕВШУН Дмитрий Сергеевич** младший научный сотрудник Санкт-Петербургского института информатики и автоматизации Российской академии наук, аспирант Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики, levshun@comsec.spb.ru
- ЛОМАКИН Андрей Александрович** кандидат технических наук, старший научный сотрудник, ведущий научный сотрудник АО «Кронштадт», Andrei.Lomakin2@kronshtadt.ru
- ЛЯНГУЗОВ Данила Андреевич** преподаватель цикла специальной и технической подготовки Учебного центра (инженерно-технического) Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, danilalgz@ya.ru

- МАЙОРОВ** инженер кафедры радиоэлектронных систем Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, Андрей Геннадьевич andrey.mayorov.92@yandex.ru
- МИЛАЩЕНКО** инженер-конструктор АО «ОКБ «Новатор» (АО «Концерн ВКО «Алмаз-Антей»), Егор Александрович mea_mail@mail.ru
- МИШУКОВ** адъюнкт кафедры программно-алгоритмического обеспечения автоматизированных систем управления ракетно-космической обороны Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского, Олег Александрович oleg_mish@mail.ru
- НОВИКОВ** доктор технических наук, заведующий кафедрой безопасности и управления в телекоммуникациях Сибирского государственного университета телекоммуникаций и информатики, Сергей Николаевич snovikov@ngs.ru
- ПАНТЕНКОВ** кандидат технических наук, начальник отделения радиосвязного оборудования АО «Кронштадт», Дмитрий Геннадьевич Dmitrii.Pantekov@kronshtadt.ru
- ПОЛИКАНИН** старший преподаватель кафедры информационной безопасности Сибирского государственного университета геосистем и технологий, Алексей Николаевич polikanin.an@yandex.ru
- ПЕТУХОВ** кандидат технических наук, начальник отдела НИЧ Московского технического университета связи и информатики, Андрей Николаевич anpetukhov@yandex.ru
- ПИЛЮГИН** кандидат технических наук, старший научный сотрудник НИЧ Московского технического университета связи и информатики, Павел Львович ppl@mail.ru
- СОКОЛОВ** кандидат технических наук, доцент, начальник отдела системного проектирования ПАО «РКК «Энергия» (г. Королев), Виталий Михайлович Vitaliy.Sokolov@rsce.ru
- СТАРОДУБЦЕВ** кандидат технических наук, доцент, старший преподаватель Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского, Виктор Геннадьевич vgstarod@mail.ru
- ТАБАКОВ** доктор физико-математических наук, профессор кафедры радиоэлектронных систем Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, Дмитрий Петрович illuminator84@yandex.ru
- ФОКИН** кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Григорий Алексеевич grihafokin@gmail.com
- ЧЕЧУЛИН** кандидат технических наук, ведущий научный сотрудник Санкт-Петербургского института информатики и автоматизации Российской академии наук, доцент Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Андрей Алексеевич chechulin@comsec.spb.ru
- ЧУДНОВ** доктор технических наук, профессор, профессор кафедры автоматизированных систем специального назначения Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, Александр Михайлович chudnow@yandex.ru
- ШИГОРЕВ** адъюнкт кафедры оперативного искусства и тактики Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского, Сергей Анатольевич 79313655160@yandex.ru
- ЯЗОВСКИЙ** кандидат технических наук, доцент департамента радиоэлектроники и связи Уральского федерального университета имени первого Президента России Б.Н. Ельцина, Александр Афонасьевич jazovsky@mail.ru
- ЯКУШЕНКО** кандидат технических наук, доцент, профессор кафедры военных систем космической, радиорелейной, тропосферной связи и навигации Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, Сергей Алексеевич was16@mail.ru

АПИНО
ICAIT9TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON ADVANCED INFOTELECOMMUNICATIONS ICAIT 2020**IX МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ
И НАУЧНО-МЕТОДИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ
«АКТУАЛЬНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ИНФОТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ
В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ»****ОСНОВНЫЕ НАУЧНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ:**

- Радиотехнологии в связи
- Инфокоммуникационные сети и системы
- Информационные системы и технологии
- Теоретические основы радиоэлектроники
- Цифровая экономика и управление в связи
- Гуманитарные проблемы информационного пространства
- Сети связи специального назначения

26–27 ФЕВРАЛЯ 2020 ГОДА

ПОДРОБНОСТИ НА САЙТЕ КОНФЕРЕНЦИИ

APINO.SPBGUT.RU

Дизайн обложки – ООО «Комильфо»

План издания научной литературы 2019 г., п. 2

Дата выхода в свет	Усл.-печ. л.	Формат	Тираж	Заказ	Свободная цена
27.12.2019	14,0	60×84 _{1/8}	1000 экз.	№ 1030	

Отпечатано в СПбГУТ
193232, Санкт-Петербург, пр. Большевиков, 22/1

Учредитель и издатель:

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования "Санкт-Петербургский государственный университет
телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича"

E-mail: tuzs@spbgut.ru Web: tuzs.sut.ru VK: vk.com/spbtuzs



ISSN: 1813-324X

Подписной индекс по каталогу "Издания органов НТИ" Агентства "Роспечать" – 59983