

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 6. № 1

Proceedings of Telecommunication Universities

Vol. 6. Iss. 1

Санкт-Петербург

2020

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. Издается на русском и английском языках.

Редакционный совет

Дукельский К.В. <i>Главный редактор</i>	к.т.н., доцент, АО «Государственный оптический институт имени С.И. Вавилова» (ГОИ), г. Санкт-Петербург, Россия
Буйневич М.В. <i>Зам. Главного редактора</i>	д.т.н., проф., Санкт-Петербургский университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича (СПбГУТ), г. Санкт-Петербург, Россия
Розанов Н.Н.	д.ф.-м.н., проф., чл.-корр. РАН, АО «Государственный оптический институт имени С.И. Вавилова» (ГОИ), г. Санкт-Петербург, Россия
Кучерявый Е.	PhD, Технологический университет Тампере, г. Тампере, Финляндия
Гошек И.	PhD, Технологический университет Брно, г. Брно, Чешская республика
Тиамийу О.А.	PhD, Университет Илорина, г. Илорин, Нигерия
Козин И.Д.	д.ф.-м.н., проф., Алматинский университет энергетики и связи, г. Алма-Аты, Казахстан
Самуйлов К.Е.	д.т.н., проф., Российский университет дружбы народов (РУДН), г. Москва, Россия
Степанов С.Н.	д.т.н., проф., Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ), г. Москва, Россия
Росляков А.В.	д.т.н., проф., Поволжский государственный университет связи и информатики (ПГУТИ), г. Самара, Россия
Кучерявый А.Е.	д.т.н., проф., Санкт-Петербургский университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича (СПбГУТ), г. Санкт-Петербург, Россия
Канаев А.К.	д.т.н., проф., Петербургский университет путей сообщения имени Александра I (ПГУПС), г. Санкт-Петербург, Россия
Новиков С.Н.	д.т.н., проф., Сибирский государственный университет связи и информатики (СибГУТИ), г. Новосибирск, Россия
Дворников С.В.	д.т.н., проф., Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного (ВАС), г. Санкт-Петербург, Россия
Коржик В.И.	д.т.н., проф., Санкт-Петербургский университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича (СПбГУТ), г. Санкт-Петербург, Россия
Ковалгин Ю.А.	д.т.н., проф., Санкт-Петербургский университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича (СПбГУТ), г. Санкт-Петербург, Россия
Владыко А.Г.	к.т.н., Санкт-Петербургского университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича (СПбГУТ), г. Санкт-Петербург, Россия

Регистрационная информация

Журнал зарегистрирован Федеральной службой по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций: ПИ № ФС77-77501 от 17.01.2020 г. (пред. рег. № 77-17986 от 07.04.2004 г.)

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:	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

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. Published in Russian and English.

Editorial Board

K.V. Dukel'skii <i>Editor-in-chief</i>	PhD, associate prof., executive Director of Open Joint Stock Company «S.I. Vavilov State Optical Institute» (SOI), Saint-Petersburg, Russia
M.V. Buinevich <i>Deputy editor-in-chief</i>	DSc, prof. of the Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications (SPbSUT), Saint-Petersburg, Russia
N.N. Rozanov	DSc, prof., member-corr. RAS, Open Joint Stock Company «S.I. Vavilov State Optical Institute» (SOI), Saint-Petersburg, Russia
Y. Koucheryav	PhD, Tampere University of Technology, Tampere, Finland
I. Hošek	PhD, Brno University of Technology, Brno, Czech Republic
O.A. Tiamiyu	PhD, University of Ilorin, Ilorin, Nigeria
I.D. Kozin	DSc, prof., Almaty University of Power Engineering and Telecommunications, Almaty, Kazakhstan
K.E. Samuilov	DSc, prof., Peoples' Friendship University (RUDN), Moscow, Russia
S.N. Stepanov	DSc, prof., Moscow Technical University of Communication and Informatics (MTUCI), Moscow, Russia
A.V. Roslyakov	DSc, prof., Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics (PSUTI), Samara, Russia
A.E. Koucheryav	DSc, prof., The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunication (SPbSUT), Saint-Petersburg, Russia
A.K. Kanaev	DSc, prof., Emperor Alexander I-st Petersburg State Transport University (PSTU), Saint-Petersburg, Russia
S.N. Novikov	DSc, prof., Siberian State University of Telecommunications and Information Sciences (SibSUTIS), Novosibirsk, Russia
S.V. Dvornikov	DSc, prof., Military Academy of Telecommunications named after Marshal Union S.M. Budyonny, Saint-Petersburg, Russia
V.I. Korzhik	DSc, prof., The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunication (SPbSUT), Saint-Petersburg, Russia
Yu.A. Kovalgin	DSc, prof., The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunication (SPbSUT), Saint-Petersburg, Russia
A.G. Vladyko	PhD, The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunication (SPbSUT), Saint-Petersburg, Russia

Registration Information

Registered by Federal Service for Supervision of Communications, Information Technology and Mass Media on 17/01/2020: PI No. FS77-77501 (prev. reg. on 04/07/2004: No. 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-Bruevich 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@spbgsut.ru
Web: <http://tuzs.sut.ru>

СОДЕРЖАНИЕ

CONTENTS

05.11.00 ПРИБОРОСТРОЕНИЕ, МЕТРОЛОГИЯ И ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ	
<i>Аглиуллин Т.А., Афиногентов В.И., Мисбахов Р.Ш., Морозов О.Г., Сахабутдинов А.Ж.</i> Многоадресные волоконные брэгговские структуры в радиофотонных сенсорных системах	6
<i>Рогозинский Г.Г., Таранцев А.А.</i> Постановка и решение задачи оптимизации проектирования траекторий в тембральном пространстве	14
<i>Agliullin T., Anfinogentov V., Misbahov R., Morozov O., Sakhabutdinov A.</i> Multicast fiber Bragg structures in microwave photonics sensor systems	
<i>Rogozinsky G., Tarantsev A.</i> On statement and solution of optimization problem of timbral space trajectories design	
05.12.00 РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ	
<i>Акмолов А.Ф., Ковальский А.А., Ефимов С.Н.</i> Предложения по созданию и функционированию многоспутниковой системы связи на основе разновысотной орбитальной группировки	22
<i>Беляев Д.О., Канаев А.К., Присяжнюк С.П., Сахарова М.А., Сорокин Р.П.</i> Комплекс моделей функционирования и управления пакетной радиосетью КВ-диапазона	32
<i>Ганбаев А.А., Филин В.А.</i> Оптимальные энергетические характеристики и рабочие параметры радиочастотного ключевого усилителя мощности на основе управляемого резонансного инвертора тока	43
<i>Голубев В.М., Пашкевич В.Д., Проценко М.С.</i> Разработка и экспериментальное исследование АФАР КВ-диапазона с управляемой диаграммой направленности	50
<i>Кузнецов М.Ю., Макаренков В.В.</i> Модель функционирования двухдиапазонного мультизадачного радиолокационного комплекса	60
<i>Akmolov A., Kovalsky A., Efimov S.</i> Creation and functioning suggestions for the multi-satellite communication system based on different height orbital grouping	
<i>Belyaev D., Kanaev A., Prisyazhnyuk S., Saharova M., Sorokin R.</i> Conceptual model of HF-band packet radio network control system	
<i>Ganbayev A., Filin V.</i> Optimal energy characteristics and working parametries of RF switch mode power amplifier based on controllable current fed resonant inverter	
<i>Golubev V., Pashkevich D., Protsenko M.</i> Development and experimental study of APAA HF-band with controlled radiation pattern	
<i>Kuznetsov M., Makarenkov V.</i> A two-band multitasks radar complex functioning model	
05.13.00 ИНФОРМАТИКА, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И УПРАВЛЕНИЕ	
<i>Ахrameева К.А., Коржик В.И., Нгуен З.К.</i> Обнаружение видео стегосистем универсальным методом, основанным на использовании NIST-тестов	70
<i>Буйневич М.В., Израилов К.Е.</i> Идентификация архитектуры процессора выполняемого кода на базе машинного обучения. Часть 1. Частотно-байтовая модель	77
<i>Ивакин Р.Я., Ивакин Я.А., Потапичев С.Н.</i> Оптимизированный алгоритм статистической проверки гипотез ретроспективных исследований на основе геохронологического трекинга	86
<i>Поляничко М.А.</i> Методика обнаружения аномального взаимодействия пользователей с информационными активами для выявления инсайдерской деятельности	94
<i>Akhrameeva K., Korzhik V., Nguyen C.</i> Detection of video steganography with the use of universal method based on NIST-tests	
<i>Buinevich M., Izrailov K.</i> Identification of processor's architecture of executable code based on machine learning. Part 1. Frequency byte model	
<i>Ivakin R., Ivakin Y., Potapichev S.</i> Refinement algoritm of hypotheses testing research based on geochronological tracking	
<i>Polyanichko M.</i> Methodology for detecting anomalous interaction of users with information assets to identify insider activity	
ТРУДЫ МОЛОДЫХ УЧЕНЫХ	
<i>Кайсина И.А.</i> Моделирование полезной пропускной способности сети БПЛА при мультиточечной передаче	100
<i>Эль Сабаяр Шевченко Н.</i> Генерация модельно-аналитического интеллекта сервис-ориентированных систем	109
<i>Kaisina I.</i> A modeling of the goodput for multistreaming data transmission in FANET	
<i>El Sabayar Shevchenko N.</i> Generation of model analytical intelligence of service-oriented systems	

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**

Многоадресные волоконные брэгговские структуры в радиофотонных сенсорных системах

Т.А. Аглиуллин¹, В.И. Анфиногентов¹, Р.Ш. Мисбахов², О.Г. Морозов¹,
А.Ж. Сахабутдинов^{1*}

¹Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева,
Казань, 420111, Российская Федерация

²Казанский Государственный энергетический университет,
Казань, 420066, Российская Федерация

*Адрес для переписки: azhsakhabutdinov@kai.ru, energy@zerdex.pro

Информация о статье

Поступила в редакцию 28.02.2020

Принята к публикации 11.03.2020

Ссылка для цитирования: Аглиуллин Т.А., Анфиногентов В.И., Мисбахов Р.Ш., Морозов О.Г., Сахабутдинов А.Ж. Многоадресные волоконные брэгговские структуры в радиофотонных сенсорных системах // Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6. № 1. С. 6–13. DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-6-13

Аннотация: В статье изложена концепция перехода от адресных волоконных брэгговских структур (и радиофотонных сенсорных систем на их основе) к многоадресным структурам, отличие которых от адресных заключается в том, что в волоконной брэгговской структуре формируется три и более сверх узкополосных частотных составляющих, разнесенных между собой на радиочастоту. Определение смещения центральных частот осуществляется по результату обработки сигнала биений оптических частот на фотоприемнике, по параметрам которых судят о приложенных физических полях. Поставлена и решена задача однозначного определения сдвига центральной (брэгговской) частоты многоадресной волоконной брэгговской структуры с уникальным набором адресных частот.

Ключевые слова: радиофотонные сенсорные системы, волоконные решетки Брэгга, адресные и многоадресные волоконные брэгговские структуры.

Введение

Общей проблемой опроса массива волоконных брэгговских решеток (ВБР) в сенсорных системах является сложность и дороговизна используемых приборов, обусловленная применяемыми технологиями опроса и мультиплексирования датчиков [1–5]. Волновое [1], временное [2], частотное [3], поляризационное [4] и пространственное [5] мультиплексирование требует применения таких сложных устройств, как оптические анализаторы спектра, спектрометры с перестраиваемыми интерферометрами Фабри – Перо с дифракционными решетками, излучение которых принимается и анализируется на ПЗС-матрицах и т. д. Сложность применяемых технологий мультиплексирования и опроса объясняется и еще одним важным фактором – опрашиваемые датчики не являются адресными, поэтому любое перекрытие спектров ВБС приводит к существенным ошибкам измерений [6–8].

Параллельно с развитием технологий мультиплексирования и методов радиофотонного опроса

развивались и методы создания спектрально-кодированных ВБР, информация о спектральной форме которых позволяет обеспечить разделение откликов от ВБР-датчиков, работающих в одном и том же частотном диапазоне [9–12]. Спектрально кодированные датчики основаны на технологии кодового мультиплексирования [11–12], опрос которых производится в режиме реального времени с помощью определения функции автокорреляции между отраженным от датчика спектром и его кодовой сигнатурой. В ряде работ продемонстрировано обнаружение и отслеживание датчиков для эффективного измерения температуры и деформации даже в условиях перекрытия спектров датчиков при использовании кодов Слепьяна на основе ортогональных дискретных протяженных сфероидальных последовательностей [13–16].

Более простое решение найдено в использовании адресных волоконных брэгговских структур (АВБС), таких квазипериодических структур в оптическом волокне, которые при направлении на

них широкополосного лазерного излучения с равномерной амплитудно-частотной характеристикой формируют в оптическом диапазоне двухчастотный сигнал, разность между частотами которого много меньше несущих оптических частот и находится в радиочастотной области спектра. Разностная частота между двумя частотными составляющими называется адресной частотой. Такая частота инвариантна к воздействию внешних физических полей и не меняется при смещении центральной частоты АВБС [17]. Адресные волоконные брэгговские структуры одновременно являются и формирователем двухчастотного излучения (за счет включения в их структуру оптических частотных составляющих, разнесенных на радиочастоту) и чувствительным элементом измерительных систем (за счет того, что разностная частота между оптическими составляющими инвариантна к контролируемым физическим полям), которые позволяют строить распределенные сенсорные системы с большим количеством датчиков без сложных оптико-электронных схем (за счет того, что набор разностных частот датчиков в массиве взаимно ортогонален) [17, 18].

Закономерным является переход от АВБС к многоадресной структуре, в спектральном отклике которой сформированы три (и более) оптических частотных компоненты, перекрестные биеения которых на фотоприемнике формируют сложный, комбинированный адрес такой брэгговской структуры, состоящий из трех (и более) адресных частот. Такая их комбинация позволяет не только расширить адресную емкость измерительной системы, но и повысить точность определения центральной частоты отдельной многоадресной брэгговской структуры.

Многоадресная волоконная брэгговская структура

Многоадресная волоконная брэгговская структура (МABБС) – это такая квазипериодическая структура, сформированная в сердцевине оптического волокна, спектральный отклик от которой в оптическом диапазоне представляет собой трех- (и/или более) частотный сигнал, локализованный в узкой части спектра, разностные частоты между которыми много меньше (на три и более порядка) несущих оптических частот и находятся в радиочастотной области спектра. Характерной особенностью МABБС, как и АВБС, является инвариантность адресных частот при наложении на них деформационных или температурных полей [17], что позволяет использовать их в качестве чувствительных элементов измерительных систем.

Существует как минимум два подхода к формированию АВБС и МABБС – это внесение в периодическую структуру ВБР нескольких фазовых п-сдвигов [19] и формирование ВБС из набора сверхузкополосных ВБР [17].

Чтобы МABБС можно было использовать в качестве чувствительного элемента радиофотонных сенсорных систем, необходимо потребовать выполнения дополнительного условия, а именно – в область анализа светового потока должен попадать отклик только от формирующих адрес частот МABБС во всем измерительном диапазоне [18]. Для многосенсорных систем добавляется требование уникальности комбинаций адресных частот МABБС.

Основа метода измерительного преобразования

Подход к определению смещения центральной частоты МABБС основан на преобразовании результирующего сигнала от МABБС в оптическом фильтре с наклонной линейной амплитудно-частотной характеристикой, и оптоэлектронном преобразовании оптического сигнала в радиочастотный диапазон на фотоприемнике с последующим решением системы нелинейных уравнений, полученных частотной фильтрацией результирующего сигнала после фотоприемника на адресных частотах.

Оптико-электронные схемы опроса одиночной МABБС, работающей на отражение или на пропускание, несколько отличаются друг от друга. Общими же принципами для них являются – прием и обработка светового отклика на фотоприемнике после его прохождения через фильтр с наклонной амплитудно-частотной характеристикой. Оптико-электронная схема опроса МABБС, работающая на прохождение лазерного излучения, представлена на рисунке 1, где использованы следующие обозначения: 1 – источник лазерного излучения с шириной спектра, соответствующего максимальному диапазону измерений; 2 – МABБС-датчик; 3 – фильтр с наклонной амплитудно-частотной характеристикой; 4 и 7 – измерительный и опорный фотоприемники; 5 и 8 – измерительный и опорный аналого-цифровые преобразователи; 6 – оптический делитель мощности. Двойной линией обозначены оптические соединительные линии, одинарной – электрический канал, буквами – диаграммы с соответствующими на указанных участках амплитудно-частотными схемами сигнала.

Лазерный источник 1 с шириной полосы излучения, соответствующей измерительному диапазону, генерирует непрерывное лазерное излучение a , которое, проходя через МABБС 2, формирует полигармоническое (в данном случае трехчастотное) непрерывное лазерное излучение c . Излучение проходит через фильтр с наклонной амплитудно-частотной характеристикой 3 и образует асимметричное трехчастотное лазерное излучение d , которое поступает на фотоприемник 4 и принимается на аналого-цифровом преобразователе 5.

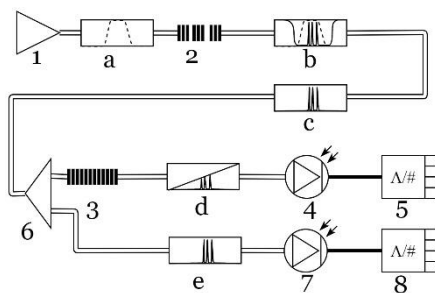


Рис. 1. Оптико-электронная схема опроса МАВБС

Fig. 1. MAFBS Interrogation Scheme

Микроконтроллер, производящий математическую обработку сигнала, на рисунке не приведен. В оптико-электронной схеме предусмотрен и опорный канал, в котором принимается фотоприемником 7 и оцифровывается на аналого-цифровом преобразователе 8 сигнал, не прошедший через фильтр с наклонной амплитудно-частотной характеристикой 3. Вся дальнейшая работа ведется с отношением сигналов в опорном и измерительном каналах, что позволяет исключить влияние флуктуаций интенсивности светового потока, не вызванных прямым воздействием на МАВБС.

Форма спектрального отклика МАВБС в амплитудно-частотной плоскости после прохождения излучения через фильтр с наклонной амплитудно-частотной характеристикой приведена на рисунке 2, где использованы обозначения: ω_1 , ω_2 и ω_3 – частоты оптических несущих; Ω_{21} и Ω_{32} – адресные частоты; k и b – известные параметры фильтра с наклонной амплитудно-частотной характеристикой.

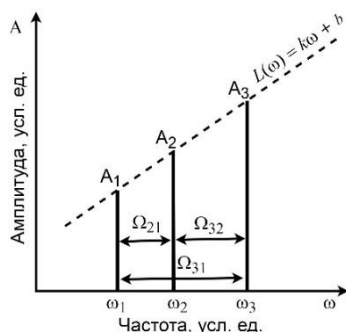


Рис. 2. Форма спектрального отклика МАВБС

Fig. 2. MAFBS Spectral Response Structure

Смещение центральной частоты МАВБС ведет к изменению взаимного отношения амплитуд отклика от частот МАВБС, что влечет за собой изменение параметров огибающей биений на адресных частотах Ω_{21} , Ω_{32} и их сумме $\Omega_{31} = \Omega_{21} + \Omega_{32}$.

Понятия центральной (брэгговской) частоты к МАВБС можно применять весьма условно, поскольку она имеет три (или более) выраженных брэгговских резонанса. Ввести понятие центральной частоты МАВБС можно любым способом, подразумевающим однозначность ее определения.

Используем определение центральной частоты МАВБС как взвешенное среднее:

$$\omega_{Br} = \frac{1}{4}(\omega_1 + 2\omega_2 + \omega_3). \quad (1)$$

Задача состоит в определении положения МАВБС (ω_1 , ω_2 , ω_3) в амплитудно-частотной плоскости по известным параметрам биений огибающей на адресных частотах.

Световой отклик от МАВБС, прошедший через фильтр с наклонной амплитудно-частотной характеристикой, записывается в виде:

$$S(t) = A_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + A_2 \sin(\omega_2 t + \varphi_2) + A_3 \sin(\omega_3 t + \varphi_3), \quad (2)$$

где A_1 , A_2 , A_3 – амплитуды светового отклика; φ_1 , φ_2 , φ_3 – начальные фазы сигнала на несущих частотах ω_1 , ω_2 и ω_3 . Выходной ток фотоприемника $F(t)$ пропорционален квадрату светового потока $S(t)$ с исключением из него колебаний на оптических (терагерцовых) частотах [17, 18]:

$$F(t) \sim A_1^2 + A_2^2 + A_3^2 + 2A_1A_2 \cos(\Omega_{21}t + \varphi_2 - \varphi_1) + 2A_2A_3 \cos(\Omega_{32}t + \varphi_3 - \varphi_2) + 2A_1A_3 \cos(\Omega_{31}t + \varphi_3 - \varphi_1). \quad (3)$$

Известными величинами в (3) являются адресные частоты Ω_{21} , Ω_{32} . Следовательно, постоянный уровень сигнала в (3) и частотная фильтрация на адресных частотах Ω_{21} , Ω_{32} , и их сумме Ω_{31} дает четыре независимых уравнения для определения трех неизвестных амплитуд A_1 , A_2 и A_3 :

$$\begin{cases} D_0 = A_1^2 + A_2^2 + A_3^2 \\ D_{21} = 2A_1A_2 \\ D_{32} = 2A_2A_3 \\ D_{31} = 2A_1A_3 \end{cases}, \quad (4)$$

где D_0 , D_{21} , D_{32} и D_{31} – измеренные величины постоянного уровня сигнала, амплитуды на адресных частотах Ω_{21} , Ω_{32} и суммы адресных частот Ω_{31} , соответственно.

Полученная система из четырех уравнений переопределена, поскольку количество уравнений превосходит количество неизвестных. Систему (4) необходимо дополнить требованием, что точки (ω_1, A_1) , (ω_2, A_2) , (ω_3, A_3) лежат на одной прямой:

$$L(\omega) = k\omega + b, \quad (5)$$

которая описывает параметры фильтра с линейной наклонной амплитудно-частотной характеристикой. Дополнительно, необходимо потребовать, чтобы разности $\omega_2 - \omega_1$, $\omega_3 - \omega_2$ равнялись адресным частотам Ω_{21} , Ω_{32} , соответственно, а так же автоматически выполнялось бы условие $\omega_3 - \omega_1 = \Omega_{32} + \Omega_{21}$. В силу этого, к системе уравнений (4) необходимо добавить соотношение:

$$\frac{A_2 - A_1}{\Omega_{21}} = \frac{A_3 - A_2}{\Omega_{32}}, \quad (6)$$

которое связывает параметры задачи, накладывая ограничения на нахождение амплитуд на одной прямой, одновременно задавая взаимные соотношения между частотами.

Определив из системы уравнений (4), дополненной соотношением (6), величины амплитуд A_1 , A_2 и A_3 и используя известные значения параметров k и b фильтра с наклонной линейной амплитудно-частотной характеристикой, вычислим положение характерных частот МАВБС – ω_1 , ω_2 и ω_3 .

Решение переопределенной системы уравнений (4) проведем методом наименьших квадратов путем поиска условного экстремума функции:

$$\Phi(A_i, \lambda) = (A_1^2 + A_2^2 + A_3^2 - D_0)^2 + (D_{12} - 2A_1A_2)^2 + (D_{23} - 2A_2A_3)^2 + (D_{13} + 2A_1A_3)^2, \quad (7)$$

относительно ограничения:

$$f(A_1, A_2, A_3) = (A_2 - A_1)\Omega_{32} - (A_3 - A_2)\Omega_{21} = 0, \quad (8)$$

потребовав минимум функции Лагранжа, составленной в виде:

$$\Psi(A_1, A_2, A_3, \lambda) = \Phi(A_1, A_2, A_3) + \lambda \cdot f(A_1, A_2, A_3) \rightarrow \min, \quad (9)$$

где параметр λ – множитель Лагранжа.

Требование (9) эквивалентно требованию равенства нулю всех частных производных от Ψ по искомым переменным A_1 , A_2 , A_3 и λ , что приводит к системе из четырех нелинейных уравнений:

$$\begin{cases} \partial\Phi/\partial A_1 - \lambda\Omega_{32} = 0 \\ \partial\Phi/\partial A_2 + \lambda(\Omega_{21} + \Omega_{32}) = 0 \\ \partial\Phi/\partial A_3 - \lambda\Omega_{21} = 0 \\ (A_2 - A_1)\Omega_{32} - (A_3 - A_2)\Omega_{21} = 0 \end{cases}, \quad (10)$$

где частные производные $\partial\Phi/\partial A_i$ не расписаны ввиду их очевидности.

Нелинейную, в силу нелинейности частных производных $\partial\Phi/\partial A_i$ ($i = 1, 2, 3$), систему уравнений (10) можно решить только численно. В качестве начальных условий можно взять значения A_1 , A_2 , A_3 , являющиеся решением системы уравнений (4) за исключением первого уравнения, а для λ можно взять начальное значение равным нулю:

$$\begin{aligned} A_{01} &= \sqrt{\frac{D_{31}D_{21}}{2D_{32}}}, \quad A_{02} = \sqrt{\frac{D_{21}D_{32}}{2D_{31}}}, \\ A_{03} &= \sqrt{\frac{D_{31}D_{32}}{2D_{21}}}, \quad \lambda_0 = 0. \end{aligned} \quad (11)$$

После чего система уравнений (10), дополненная начальными значениями (11) решается любым хорошо сходящимся итерационным методом, например, методом Левенберга – Марквардта или Ньютона – Раффсона.

Решение системы уравнений (10) дает значения амплитуд A_1 , A_2 , A_3 , каждое из которых может быть использовано для определения положения МАВБС относительно фильтра с наклонной амплитудно-частотной характеристикой. Подставив найденные значения амплитуд A_1 , A_2 , A_3 в (5), и объединив их в (1), получим выражение для центральной частоты МАВБС:

$$\omega_{Br}(D_0, D_{12}, D_{13}, D_{32}) = \frac{1}{4k}(A_1 + A_2 + A_3 - 3b). \quad (12)$$

как функцию от измеренных значений D_0 , D_{21} , D_{32} и D_{31} – постоянного уровня сигнала, амплитуды на адресных частотах Ω_{21} , Ω_{32} и суммы адресных частот Ω_{31} , соответственно.

Альтернативным решением для определения центральной частоты одиночной МАВБС может служить введение обобщенного коэффициента модуляции выходного тока фотоприемника (3), который для трехадресной МАВБС может быть записан в виде:

$$M(\omega) = \frac{A_1A_2 + A_1A_3 + A_2A_3}{A_1^2 + A_2^2 + A_3^2}. \quad (13)$$

Заметим, что в частном случае, когда одна из амплитуд равна нулю, коэффициент модуляции совпадает с точностью до постоянного множителя с коэффициентом модуляции двухчастотных биений [18].

Зависимость (13) является монотонной функцией при смещении центральной частоты МАВБС относительно фильтра с наклонной амплитудно-частотной характеристикой. Монотонность обобщенного коэффициента модуляции (13) может служить единственным характерным параметром, по которому можно определять физическое воздействие на датчик.

Результаты численного моделирования

Используем классическую процедуру перевода параметров задачи в безразмерные величины, а в качестве характерных величин определим частоту – Ω^0 и амплитуду – A^0 . В качестве характерной частоты задачи Ω^0 выберем частоту, соответствующую 125 ГГц (что в терминах длин волн составляет 1 нм). Характерная амплитуда A^0 зависит от величины максимально выходного тока фотоприемника, который может быть независимо усилен или ослаблен до любого значения. Нормируем все переменные задачи так, чтобы максимальное смещение центральной частоты МАВБС не превышало 125 ГГц или Ω^0 , что в безразмерных величинах составляет одну единицу (1 нм). Максимальную амплитуду сигнала нормируем так, чтобы в безразмерных величинах максимальный уровень сигнала не превышал 1000 усл. ед. Исходя из этого, параметры фильтра с наклонной линейной амплитудно-частотной характеристикой составят: коэффициент наклона $k = 1000$ усл. ед., а $b = 100$

усл.ед. В качестве МАВБС выберем структуру с адресными частотами $\Omega_{21} = 0,01$ усл. ед. (1,25 ГГц) и $\Omega_{32} = 0,02$ усл. ед. (2,50 ГГц), при диапазоне изменения центральной частоты МАВБС в 1 усл. ед.

Относительную погрешность определения положения центральной частоты МАВБС, будем определять по формуле:

$$\varepsilon(D_0, D_{12}, D_{13}, D_{23}, E_F) = \frac{|\hat{\omega}_{Br} - \omega_{Br}|}{\omega_{Br}}, \quad (14)$$

где $\hat{\omega}_{Br} = \hat{\omega}_{Br}(D_0, D_{12}, D_{13}, D_{32})$ – положение центральной частоты МАВБС, вычисленной без погрешности, а $\omega_{Br} = \omega_{Br}(D_0, D_{12}, D_{13}, D_{32}, E_F)$ – положение, вычисленное при погрешности E_F определения амплитуд D_0, D_{21}, D_{32} и D_{31} .

Зададим погрешность определения амплитуд выходного сигнала с фотоприемника E_F от полной шкалы измерений и построим зависимость коэффициента модуляции (13) от смещения центральной частоты МАВБС (рисунок 3). Сплошными линиями показаны зависимости коэффициента модуляции, а пунктирной линией – спектральная характеристика фильтра с наклонной линейной амплитудно-частотной характеристикой. Графику для погрешности определения амплитуд в 0,01 % соответствует синяя линия, а для погрешности в 0,001 % измерения амплитуды выходного тока фотоприемника от полной шкалы измерений – красная.

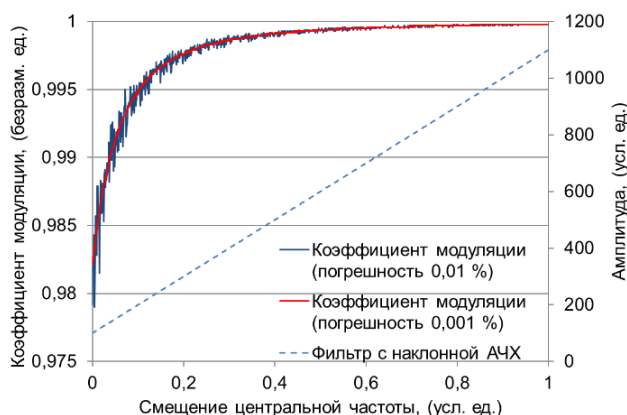


Рис. 3. Зависимость коэффициента модуляции от смещения центральной частоты МАВБС

Fig. 3. Modulation Factor as the Function of MAFBS Central Frequency

Относительная погрешность определения смещения центральной частоты МАВБС для погрешности определения амплитуд выходного тока фотоприемника в 0,01 % и 0,001 % от полного диапазона измерений не превышает 10^{-1} и 10^{-2} , соответственно, что не может считаться допустимыми значениями для высокоточных измерений. Сравнивая зависимости коэффициентов модуляции (см. рисунок 3), можно сделать вывод о том, что лишь высокоточное измерение амплитуд выходного тока фотоприемника приводит к приемлемой точности определения смещения центральной частоты МАВБС. Что делает техническую задачу

построения измерительных систем для определения сдвига центральной частоты МАВБС на основе измерения обобщенного коэффициента модуляции весьма затруднительной, поскольку требует высокой точности определения амплитуд выходного тока фотоприемника.

Кроме того, из анализа зависимости коэффициента модуляции от смещения центральной частоты МАВБС следует, что коэффициент модуляции не обеспечивает равномерности шкалы измерений на всем диапазоне изменения центральной частоты МАВБС. Задача регуляризации шкалы измерений может быть решена, например, методами, описанными в [17], однако это требует дополнительного усложнения измерительной схемы.

На рисунке 4 голубыми линиями показаны вычисленные значения амплитуд (A_1, A_2, A_3) частотных составляющих МАВБС, полученные путем численного решения системы уравнений (10) с начальными условиями (11). Толстыми (синей и красной) линиями показаны относительные погрешности определения смещения центральной частоты МАВБС от полного диапазона измерений.

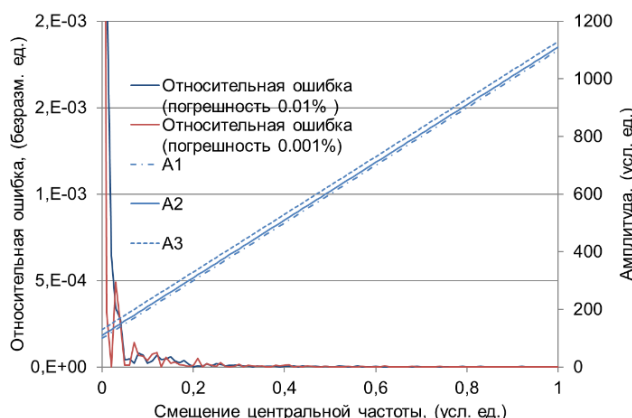


Рис. 4. Относительная ошибка определения смещения центральной частоты МАВБС

Fig. 4. Relative Error of the MAFBS Central Frequency Definition

Относительная погрешность определения смещения центральной частоты МАВБС (см. рисунок 4), выполненная для погрешности определения амплитуды в 0,01 % и 0,001 % от полного диапазона измерений, не превышает 10^{-4} почти во всем диапазоне измерений. Исключение составляет лишь небольшой участок расположения МАВБС относительно фильтра с наклонной линейной характеристикой там, где амплитуды близки к нулю. Сравнивая этот участок взаимного расположения МАВБС и фильтра с наклонной характеристикой методом определения смещения центральной частоты по величине обобщенного коэффициента модуляции, можно сделать наблюдение, что относительная погрешность в разы выше и для определения смещения центральной частоты по обобщенному коэффициенту модуляции.

Полученные результаты моделирования наглядно демонстрируют, что предложенный метод опре-

деления смещения центральной частоты МАВБС на два порядка лучше, чем определение смещения центральной частоты по обобщенному коэффициенту модуляции и является удовлетворительным показателем для высокоточных измерений.

Заключение

Результатом проведенных исследований является идея перехода от адресных волоконных брэгговских структур и радиофотонных сенсорных систем на их основе к многоадресным волоконным брэгговским структурам. Предложенная множественная адресация заключается в том, что в структуре ВБР формируется три (или более) сверхузкополосных частотных составляющих, разнесенных между собой на радиочастоту. Определение смещения центральных частот МАВБС аналогично адресным и осуществляется радиофотонными методами путем анализа результата биений оптических частот на фотоприемнике. По параметрам биений определяется смещение центральной частоты многоадресной структуры и в конечном итоге – величина приложенных физических полей.

В работе поставлена и решена задача однозначного определения сдвига центральной (брэгговской) частоты МАВБС с уникальным набором адресных частот.

Сделана попытка введения обобщенного коэффициента модуляции, который мог бы быть выбран единственным измеряемым параметром для определения смещения центральной частоты МАВБС. На примере математического моделирования показано, что его использование для высокоточных измерений влечет за собой высокие требования к точности измерений параметров выходного тока фотоприемника, что делает этот метод непривлекательным.

Приведена полная математическая модель, позволяющая с высокой точностью определять смещение центральной частоты многоадресной волоконной брэгговской структуры путем фильтрации выходного тока фотоприемника на адресных частотах и их комбинации.

На основе математической модели решена задача однозначного определения смещения центральной частоты МАВБС в условиях определения амплитуды колебаний выходного тока фотоприемника с погрешностью. Показано, что определение смещения центральной частоты МАВБС по параметрам адресной частотной фильтрации выходного тока фотоприемника позволяет переходить к построению измерительных систем.

Список используемых источников

1. Measures R.M., Melle S., Liu K. Wavelength demodulated Bragg grating fiber optic sensing systems for addressing smart structure critical issues // *Smart Materials and Structures*. 1992. Vol. 1. Iss. 1. PP. 36–44. DOI:10.1088/0964-1726/1/1/006
2. Davis M.A., Bellemore D.G., Kersey A.D. Structural strain mapping using a wavelength/time division addressed fiber Bragg grating array // *Proceedings of the II European Conference on Smart Structures and Materials* (Glasgow, United Kingdom, 12–14 October 1994). 1994. Vol. 2361. PP. 342–345. DOI:10.1117/12.184861
3. Matveenko V.P., Shardakov I.N., Voronkov A.A., Kosheleva N.A., Lobanov, D.S., Serovaev G.S., et al. Measurement of strains by optical fiber Bragg grating sensors embedded into polymer composite material // *Structural Control Health Monitoring*. 2017. Vol. 25. Iss. 3. PP. 1–11. DOI:10.1002/stc.2118
4. Qiao X., Shao Z., Bao W., Rong Q. Fiber Bragg Grating Sensors for the Oil Industry // *Sensors*. 2017. Vol. 17, Iss. 3. DOI:10.3390/s17030429
5. Ma Z., Chen X. Fiber Bragg Gratings Sensors for Aircraft Wing Shape Measurement: Recent Applications and Technical Analysis // *Sensors*. 2019. Vol. 19. Iss. 1. DOI:10.3390/s19010055
6. Karim F. Full Matlab Code for Synthesis and Optimization of Bragg Gratings. Newcastle upon Tyne: Cambridge Scholars Publishing, 2019. 24 p.
7. Cormier G., Boudreau R., Thériault S. Real-coded genetic algorithm for Bragg grating parameter synthesis // *JOSA B*. 2001. Vol. 18. Iss. 12. PP. 1771–1776. DOI:10.1364/JOSAB.18.001771
8. Li K. Review of the Strain Modulation Methods Used in Fiber Bragg Grating Sensors // *Journal of Sensors*. 2016. Vol. 9. Iss. 4. DOI:10.1155/2016/1284520
9. Koo K.P., LeBlanc M., Tsai T.E., Vohra S.T. Fiber-chirped grating Fabry–Perot sensor with multiple-wavelength-addressable free-spectral ranges // *IEEE Photonics Technology Letters*. 1998. Vol. 10. Iss. 7. PP. 1006–1008. DOI:10.1109/68.681299
10. Wei Z., Ghafouri-Shiraz H., Shalaby H.M.H. New code families for fiber-Bragg-grating-based spectral-amplitude-coding optical CDMA systems // *IEEE Photonics Technology Letters*. 2001. Vol. 13. Iss. 8. PP. 890–892. DOI: 10.1109/68.935838
11. Kataoka N. Phase-shifted superstructured fiber Bragg grating // *Fujikura Technical Review*. 2011. No. 40. PP. 6–11.
12. Triana C.A., Pastor D., Varón M. Optical code division multiplexing in the design of encoded fiber Bragg grating sensors // *Óptica Pura y Aplicada*. 2016. Vol. 49. No. 1. PP. 17–28. DOI:10.7149/OPA.49.1.17
13. Triana A., Pastor D. Interrogation of super-structured FBG sensors based on discrete prolate spheroidal sequences // *Proceedings of SPIE* (Prague, Czech Republic, 24–27 April 2017). 2017. Vol. 10231. DOI:10.1117/12.2267238
14. Djordjevic I.B., Saleh A.H., Küppers F. Design of DPSS based fiber bragg gratings and their application in all-optical encryption, OCDMA, optical steganography, and orthogonal-division multiplexing // *Optics Express*. 2014. Vol. 22. Iss. 9. PP. 10882–10897. DOI:10.1364/OE.22.010882
15. Kim Y., Jeon S.-W., Kwon W.-B., Park C.-S. A Wide Dynamics and Fast Scan Interrogating Method for a Fiber Bragg Grating Sensor Network Implemented Using Code Division Multiple Access // *Sensors*. 2012. Vol. 12. Iss. 5. PP. 5888–5895. DOI:10.3390/s120505888

16. Triana A., Pastor D., Varón M. A Code Division Design Strategy for Multiplexing Fiber Bragg Grating Sensing Networks // *Sensors*. 2017. Vol. 17. Iss. 11. DOI:10.3390/s17112508

17. Сахабутдинов А.Ж. Радиопотонные сенсорные системы на адресных волоконных брэгговских структурах и их применение для решения практических задач. Дис. ... докт. техн. наук. Казань: Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева-КАИ, 2018.

18. Морозов О.Г., Сахабутдинов А.Ж. Адресные волоконные брэгговские структуры в квазираспределённых радиопотонных сенсорных системах // *Компьютерная оптика*. 2019. Т. 43. № 4. С. 535–543. DOI:10.18287/2412-6179-2019-43-4-535-543

19. Новикова В.А., Коннов К.А., Грибаев А.И., Варжель С.В. Способ формирования волоконной брэгговской решётки с фазовым сдвигом. Патент на изобретение RU 2676191 от 24.01.2018. Опубл. 26.12.2018. Бюл. № 36. 12 с.

* * *

Multicast Fiber Bragg Structures in Microwave Photonics Sensor Systems

T. Agliullin¹, V. Anfinogentov¹, R. Misbahov², O. Morozov¹, A. Sakhabutdinov¹

¹Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev,
Kazan, 4200111, Russian Federation

²Kazan State Power Engineering University,
Kazan, 420066, Russian Federation

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-6-13

Received 28 th February 2020

Accepted 11th March 2020

For citation: Agliullin T., Anfinogentov V., Misbahov R., Morozov O., Sakhabutdinov A. Multicast Fiber Bragg Structures in Microwave Photonics Sensor Systems. *Proc. of Telecom. Universities*. 2020;6(1):6–13. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-6-13

Abstract: The article describes the transition concept from addressable fiber Bragg structures and microwave-photonics sensor systems based on them to multicast fiber Bragg structures. The difference between multicast structures and address structures is that in the fiber Bragg structure forms three or more super narrow-band frequency components, spaced from each other by the microwave frequency. The central frequencies shift of multicast Bragg structures is determined by the result of processing the signal of optical frequencies beats at the photodetector, which parameters judge the applied physical fields. We see the solved problem of uniquely determining the central (Bragg) frequency shift of the multicast fiber Bragg structure, with a unique set of address frequencies.

Keywords: microwave-photonics sensor systems, fiber Bragg gratings, address and multicast fiber Bragg structures.

References

1. Measures R.M., Melle S., Liu K. Wavelength demodulated Bragg grating fiber optic sensing systems for addressing smart structure critical issues. *Smart Materials and Structures*. 1992;1(1):36–44. DOI:10.1088/0964-1726/1/1/006
2. Davis M.A., Bellemore D.G., Kersey A.D. Structural strain mapping using a wavelength/time division addressed fiber Bragg grating array. *Proceedings of the II European Conference on Smart Structures and Materials, 12–14 October 1994, Glasgow, United Kingdom*. 1994. vol.2361. p.342–345. DOI:10.1117/12.184861
3. Matveenkov V.P., Shardaikov I.N., Voronkov A.A., Kosheleva N.A., Lobanov, D.S., Serovaev G.S., et al. Measurement of strains by optical fiber Bragg grating sensors embedded into polymer composite material. *Structural Control Health Monitoring*. 2017;25(3):1–11. DOI:10.1002/stc.2118
4. Qiao X., Shao Z., Bao W., Rong Q. Fiber Bragg Grating Sensors for the Oil Industry. *Sensors*. 2017;17(3). DOI:10.3390/s17030429
5. Ma Z., Chen X. Fiber Bragg Gratings Sensors for Aircraft Wing Shape Measurement: Recent Applications and Technical Analysis. *Sensors*. 2019;19(1). DOI:10.3390/s19010055
6. Karim F. *Full Matlab Code for Synthesis and Optimization of Bragg Gratings*. Newcastle upon Tyne: Cambridge Scholars Publishing; 2019. 24 p.

7. Cormier G., Boudreau R., Thériault S. Real-coded genetic algorithm for Bragg grating parameter synthesis. *JOSA B*. 2001; 18(12):1771–1776. DOI:10.1364/JOSAB.18.001771
8. Li K. Review of the Strain Modulation Methods Used in Fiber Bragg Grating Sensors. *Journal of Sensors*. 2016;9(4). DOI:10.1155/2016/1284520
9. Koo K.P., LeBlanc M., Tsai T.E., Vohra S.T. Fiber-chirped grating Fabry–Perot sensor with multiple-wavelength-addressable free-spectral ranges. *IEEE Photonics Technology Letters*. 1998;10(7):1006–1008. DOI:10.1109/68.681299
10. Wei Z., Ghafouri-Shiraz H., Shalaby H.M.H. New code families for fiber-Bragg-grating-based spectral-amplitude-coding optical CDMA systems. *IEEE Photonics Technology Letters*. 2001;13(8):890–892. DOI:10.1109/68.935838
11. Kataoka N. Phase-shifted superstructured fiber Bragg grating. *Fujikura Technical Review*. 2011;40:6–11.
12. Triana C.A., Pastor D., Varón M. Optical code division multiplexing in the design of encoded fiber Bragg grating sensors. *Óptica Pura y Aplicada*. 2016;49(1):17–28. DOI:10.7149/OPA.49.1.17
13. Triana A., Pastor D. Interrogation of super-structured FBG sensors based on discrete prolate spheroidal sequences. *Proceedings of SPIE, 24–27 April 2017, Prague, Czech Republic*. 2017. vol.10231. DOI:10.1117/12.2267238
14. Djordjevic I.B., Saleh A.H., Küppers F. Design of DPSS based fiber bragg gratings and their application in all-optical encryption, OCDMA, optical steganography, and orthogonal-division multiplexing. *Optics Express*. 2014;22(9):10882–10897. DOI:10.1364/OE.22.010882
15. Kim Y., Jeon S.-W., Kwon W.-B., Park C.-S. A Wide Dynamics and Fast Scan Interrogating Method for a Fiber Bragg Grating Sensor Network Implemented Using Code Division Multiple Access. *Sensors*. 2012;12(5):5888–5895. DOI:10.3390/s120505888
16. Triana A., Pastor D., Varón M. A Code Division Design Strategy for Multiplexing Fiber Bragg Grating Sensing Networks. *Sensors*. 2017;17(11). DOI:10.3390/s17112508
17. Sakhabutdinov A.J. Radio-Photon Sensor Systems Based on Address Fiber Bragg Structures and their Application for Solving Practical Problems. D.Sc. Thesis. Kazan: Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev-KAI Publ., 2018. (in Russ.)
18. Morozov O.G., Sakhabutdinov A.J. Addressed fiber Bragg structures in quasi-distributed microwave-photonic sensor systems. *Computer Optics*. 2019;43(4):535–543. (in Russ.) DOI:10.18287/2412-6179-2019-43-4-535-543
19. Novikova V.A., Konnov K.A., Gribov A.I., Vargel S.V. The Method of Forming a Fiber Bragg Grating with a Phase Shift. Patent RF, no. 2676191, 24.01.2018 (in Russ.)

Сведения об авторах:

АГЛИУЛЛИН
Тимур Артурович

аспирант кафедры радиотоники и микроволновых технологий Казанского национального исследовательского технического университета им. А.Н. Туполева-КАИ, taagliullin@mail.ru
 <https://orcid.org/0000-0003-1043-7487>

АНФИНОГЕНТОВ
Владимир Иванович

доктор технических наук, доцент, профессор кафедры специальной математики Казанского национального исследовательского технического университета им. А.Н. Туполева-КАИ, v.anfinogentov@yandex.ru
 <https://orcid.org/0000-0003-0015-2429>

МИСБАХОВ
Ринат Шаукатович

кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры теоретических основ электротехники, старший научный сотрудник научно-исследовательской лаборатории «Физико-химические процессы в энергоустановках» Казанского государственного энергетического университета, energy@zerdex.pro,
 <https://orcid.org/0000-0002-7613-8810>

МОРОЗОВ
Олег Геннадьевич

доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой радиотоники и микроволновых технологий Казанского национального исследовательского технического университета им. А.Н. Туполева-КАИ, microoil@mail.ru
 <https://orcid.org/0000-0003-4779-4656>

САХАБУТДИНОВ
Айрат Жавдатович

доктор технических наук, профессор кафедры радиотоники и микроволновых технологий Казанского национального исследовательского технического университета им. А.Н. Туполева-КАИ, azhsakhabutdinov@kai.ru
 <https://orcid.org/0000-0002-0713-7806>

Постановка и решение задачи оптимизации проектирования траекторий в тембральном пространстве

Г.Г. Рогозинский^{1, 3*}, А.А. Таранцев^{2, 3}

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

²Санкт-Петербургский университет Государственной противопожарной службы МЧС России, Санкт-Петербург, 196105, Российская Федерация

³Институт проблем транспорта им. Н.С. Соломенко РАН, Санкт-Петербург, 199178, Российская Федерация

*Адрес для переписки: gleb.rogozinsky@gmail.com

Информация о статье

Поступила в редакцию 09.01.2020

Принята к публикации 29.01.2020

Ссылка для цитирования: Рогозинский Г.Г., Таранцев А.А. Постановка и решение задачи оптимизации проектирования траекторий в тембральном пространстве // Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6. № 1. С. 14–20. DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-14-20

Аннотация: В статье дается определение, постановка и решение задачи проектирования траекторий между парами точек в многомерном тембральном пространстве. На примере пространства размерности 3 и заданного набора точек дается решение поставленной задачи с помощью метода Парето, а также мультипликативного и аддитивного критериев. Полученные результаты определяют методику проектирования тембральных пространств для систем неречевого звукового представления информации (сонификации).

Ключевые слова: системы синтеза звука, оптимизация по Парето, тембральные пространства.

Введение

Системы сонификации направлены на представление информации в виде неречевых звуковых сигналов [1, 2, 3]. Как правило, используемые в таких системах классы звуковых сигналов отличаются от сирен и аналогичных им сигналов для оповещений о чрезвычайных ситуациях. Свойственные системам сонификации звуки характеризуются сложным тембральным составом, обусловленным необходимостью обеспечения комфортной акустической фоновой среды для оператора ситуационного центра и высоким значением параметрической мощности.

Как для промышленных приложений, обусловленных конкретными задачами, так и для приложений широкого класса важен методологический базис, который позволил бы максимально упростить и автоматизировать проектирование тембральных пространств.

Безусловно, синтез определенных звуковых объектов, которые бы: а) являлись хорошо отделимыми друг от друга; б) были устойчивыми к акустически зашумленной среде; в) были устой-

чивыми к прохождению через тракт воспроизведения и сопутствующие ему искажения; г) описывались в универсальных терминах какого-либо языка структурного аудио, – является, в первую очередь, задачей звукового дизайнера и/или программиста по звуку. Однако дальнейшие этапы разработки тембрального пространства являются в значительной мере более утилитарными задачами, что позволяет передать их системе автоматизированного проектирования.

Таковыми задачами являются оптимизация структуры алгоритма синтеза и обработки звука с целью исключения однократно или редко используемых модулей, оптимизация количества параметров алгоритма и т. д. Приемлемая заметность и/или отделимость одного класса звуковых объектов от другого обеспечивается не только самими звуковыми объектами, но и характером их динамики в тембральном пространстве [4].

В данной статье рассматривается задача оптимизации проектирования тембрального пространства, решение которой требует оптимального выбора взаимного расположения объектов в данном пространстве.

Вопросам анализа и проектирования тембральных пространств были посвящены работы Г. Альберсхайма [5], Дж.М. Грэя [6], С. Мак-Адамса [7], Р. Шеффера [8] и других акустиков. Значительный вклад в проектирование тембральных пространств был внесен в рамках подготовки стандарта ISO/IEC MPEG 7 [9]. В [10] рассматривается смежная область семантики библиотек звуков. Перечисленные выше исследования были, в основном, направлены на определение базиса тембрального пространства, позволяющего максимально однозначно описать тот или иной звуковой объект. Данная статья, в отличие от предыдущих работ, решает вопросы автоматизированного проектирования динамических звуковых объектов в заданном тембральном пространстве.

Дальнейшие рассуждения требуют определить ряд понятий.

Определения

Пусть генерация звука, реализуемая в результате выполнения соответствующего алгоритма синтеза, определяется вектором из N параметров. Тогда N -мерное пространство, образованное соответствующими координатами, будем называть N -мерным тембральным пространством Ξ_N [4, 10, 11]. Таким образом, *размерность тембрального пространства* определяется количеством его параметров. Отметим, что данная величина может в значительной мере превышать реальное количество параметров, используемых в конкретной реализации алгоритма синтеза. В связи с этим, под размерностью тембрального пространства ниже будем понимать *фактическую размерность*, то есть размерность, определяемую исходя из количества параметров алгоритма синтеза звука, реально участвующих в формировании тембра.

Под *предельным шагом* измерения X будем понимать минимальное приращение значения по оси X N -мерного тембрального пространства Ξ_N . Интерфейсы синтезаторов накладывают существенные ограничения на величину шага. Это в ряде случаев обусловлено необходимостью обеспечения совместимости со стандартом MIDI 1.0 [12], который определяет количество значений стандартного 7-битного контроллера как 2^7 .

Несмотря на то, что тембр, очевидно, является точкой χ в N -мерном тембральном пространстве Ξ_N , на практике целесообразнее говорить о некоторой окрестности S вблизи точки $\chi \in \Xi_N$. Для этой окрестности характерна одинаковость (неотличимость) ощущения тембра с точностью до σ . В этой связи под тембром целесообразно понимать данную окрестность S , а под реализацией тембра – точку χ из этой окрестности S .

В практике синтеза звука, как правило, имеют место нестационарные звуковые объекты, при формировании которых параметры алгоритма синтеза подвергаются различным модуляциям.

Таким образом, более общий случай существования звукового объекта как элемента тембрального пространства следует описывать траекторией движения внутри тембрального пространства Ξ_N .

Тембральная траектория – линия, проходящая через упорядоченную последовательность тембральных классов $(T_i, T_{i+1} \dots T_j)$ и соединяющая звуковой объект $A \in T_i$ и звуковой объект $B \in T_j$. Если $A = B$, то рассматриваемую тембральную траекторию будем называть замкнутой.

Тембральный кластер – два (и более) звуковых объекта $S_1, S_2 \dots S_N$ из различных тембральных классов, таких что $S_1 \in T_i, S_1 \in T_{i+1} \dots S_1 \in T_j, T_i \neq T_{i+1} \neq \dots \neq T_j$, воспроизводимые параллельно. По крайней мере, понимаемые в одновременности, так как из-за различных параметров данные звуковые объекты, строго говоря, могут начинаться и/или заканчиваться несинхронно. Тембральный кластер характеризуется составом, коэффициентом полноты, т.е. отношением количества тембральных классов внутри кластера к общему количеству классов, максимальным и минимальным расстояниями внутри группы.

Тембральная серия (последовательность) – два и более звуковых объекта, воспроизводимых последовательно. Тембральная серия характеризуется составом серии, коэффициентом полноты (см. выше), периодичностью (при наличии повторяемости), равномерностью представления звуковых объектов.

На дальнейшую систематизацию и анализ тембральных серий или тембральных кластеров может быть распространен аппарат так называемой пост-тональной теории А. Форте, в свою очередь базирующейся на теории множеств.

На рисунке 1 [11] приведено N -мерное тембральное пространство Ξ_N , в котором начальный тембр задан окрестностью S_{χ_i} и реализацией χ_i . Финальный тембр (в момент времени t от начала формирования звука) задан окрестностью S_{χ_j} и реализацией χ_j . На рисунке показаны три различные траектории движения в тембральном пространстве между данными точками (и областями). В результате, каждая траектория приводит к формированию отдельного звукового объекта.

В практическом прочтении тембральная траектория, как правило, является результатом работы блока фильтров (например, ФНЧ с резонансом в области среза), а также различного тембрального морфинга, базирующегося на нелинейных преобразованиях. В этой связи, важное значение имеют начальная и конечная точки траектории. Применение определенных ограничений приводит к постановке задачи оптимизации в тембральном пространстве.

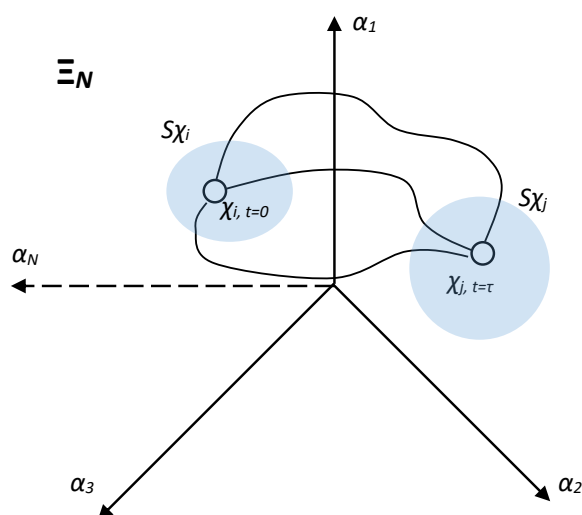


Рис. 1. Несколько траекторий формирования тембра в N -мерном тембральном пространстве E_N

Fig. 1. Some Trajectories of Timbre Forming in the N -Dimensional Space E_N

Постановка задачи

В N -мерном пространстве заданы пары точек с координатами $\{[k_1, k_2, \dots, k_N], \{m_1, m_2, \dots, m_N\}\}$ и $\{[x_1, x_2, \dots, x_N], \{y_1, y_2, \dots, y_N\}\}$. Требуется соединить данные пары траекториями так, чтобы эти маршруты не пересекались. Пересечение исключается, так как в противном случае один и тот же звук на некотором временном промежутке будет принадлежать разным траекториям, что способно привести к неоднозначности восприятия и, как следствие, принятию неправильного решения. Кроме того, между траекториями должен быть обеспечен как можно больший защитный интервал. При этом важна компактность гиперпараллелепипеда размерности N , образованного максимальными продолжительностями траекторий вдоль каждой из осей, так как компактность гарантирует локализацию траекторий в объеме $V < V_0$ в пределе допустимых значений параметров.

Описываемые ограничения делают данную задачу внешне схожей с задачей проектирования печатных плат, где защитный интервал соответствует минимальному расстоянию между проводниками, а компактность коррелирует с размером платы. Тем не менее, принципиальным отличием является требование к длине траекторий. В случае с макетами печатных плат, минимальность длины проводника – важное условие оптимизации.

В то же время, в случае с траекториями в тембральном пространстве минимальность траектории означает малое изменение звука. Специфика систем компьютерной музыки заключается в том, что все без исключения системы (как программные, так и аппаратные) должны обеспечивать поддержку протокола MIDI. Каждый стандартный MIDI контроллер поддерживает изменение значений в диапазоне от 0 до 127.

Таким образом, нежелательно отклонение длины тембральной траектории от 128. Это будет означать, что возможно использование стандартного семиразрядного MIDI-контроллера в соответствующем диапазоне для управления перемещения звукового объекта вдоль выбранной траектории, что существенно упрощает использование стандартных контроллеров.

Таким образом, можно выделить три критерия оптимизации с соответствующими условиями:

- 1) критерий 1 – максимизация защитного интервала между тембральными траекториями;
- 2) критерий 2 – минимизация объема гиперпараллелепипеда, содержащего заданную группу тембральных траекторий;
- 3) критерий 3 – минимизация наибольшего абсолютного отклонения длины тембральной траектории от 128.

Задача в такой постановке является задачей дискретной многомерной локальной оптимизации, то есть решаемой для дискретного ограниченного набора решений. Ниже, начав с предельного случая для размерности 1, рассмотрим модель для частного решения поставленной задачи.

Модель

Реальное количество размерностей в данной задаче определяется конкретной проектируемой системой, однако нам следует исключить размерность 1, при которой невозможно размещение двух отрезков x_1x_2 и x_3x_4 , без их хотя бы частичного наложения, если x_1 и/или x_2 принадлежат интервалу $[x_3, x_4]$. Размерность 2 (решение на плоскости) дает больше вариантов, однако при существовании двух точек A и B , таких, что каждая из них принадлежит противоположным сторонам прямоугольника, наличие траектории AB требует поиска обходных путей для всех других траекторий, образованных точками, разделенными траекторией AB , что противоречит изначальному смыслу тембральной траектории.

Для примера решения выберем трехмерное пространство как пространство с наибольшим числом размерностей, которое можно изобразить графически, не прибегая к специальным методам. Кроме того, трехмерная модель может быть наглядно реализована средствами систем компьютерного моделирования. Требование по защитному интервалу (критерий 1) фактически превращает траекторию l в трубку сечением D_l . На рисунках 2a и 2b представлены два решения подобной задачи. Первое является «наивным», пары точек соединены по кратчайшим расстояниям, что не позволяет достичь существенных значений защитных интервалов. 3D-моделирование выполнено в программе Blender версии 2.80.

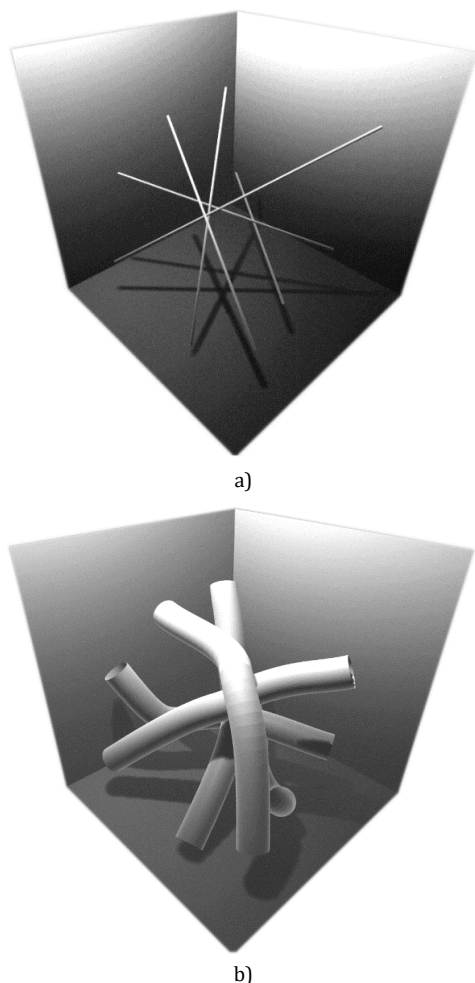


Рис. 2. Два решения задачи проектирования тембральных траекторий между заданными парами точек в трехмерном тембральном пространстве

Fig. 2. Two Solutions of Timbral Trajectory Projection Between Given Pairs of Points in 3D Space

Так же, как и более распространенная задача проектирования печатных плат, рассматриваемая в данной статье задача является задачей оптимизации в локальном смысле, т. е. для выбранного количества решений. Системы сонификации требуют от оператора знания используемого тезауруса звуковых символов, поэтому в процессе эксплуатации не должны подвергаться существенным изменениям.

В соответствии с выбранными критериями оптимизации, в задаче используются три параметра. Параметр X_1 – максимальное значение диаметра трубки D_l вдоль траектории l , при котором еще не происходит пересечение каких-либо трубок между собой. Параметр X_2 – максимальное значение модуля отклонения длины траектории l от 128:

$$X_2 = \max(\text{abs}(\|l_i\| - l_0)), \quad (1)$$

где l_0 – номинальная длина траектории (128), $\|l_i\|$ – длина траектории l_i .

Параметр X_3 – относительный объем параллелограмма, включающего заданное множество траекторий l_i :

$$X_3 = V_j - V_{\min}, \quad (2)$$

где V_j – объем для решения j ; $V_{\min}$ – объем для «наивного» решения, соответствующего соединению пар точек по кратчайшему расстоянию и являющийся минимальным.

В качестве примера возьмем 50 решений (таблица 1), среди которых будет найден оптимум по Парето [13]. Соответствующая трехмерная карта решений представлена на рисунке 3а, каждая из трех плоскостей решений X_1X_2 , X_1X_3 и X_2X_3 даны на рисунках 3б – 3д, соответственно.

ТАБЛИЦА 1. Варианты решений
TABLE 1. List of Solutions

№	X_1	X_2	X_3	№	X_1	X_2	X_3
1	0,03	3,37	0,00	26	0,16	1,25	10,40
2	0,12	2,71	2,96	27	0,18	0,99	8,10
3	0,18	3,40	3,76	28	0,16	0,94	8,22
4	0,19	3,28	16,09	29	0,19	1,37	13,03
5	0,15	3,45	5,19	30	0,05	2,11	7,89
6	0,17	1,84	2,85	31	0,06	1,11	10,43
7	0,12	1,20	4,82	32	0,13	1,78	17,03
8	0,09	0,82	8,97	33	0,11	2,04	10,44
9	0,17	0,82	21,23	34	0,17	0,94	8,11
10	0,14	1,29	4,50	35	0,15	0,91	4,47
11	0,09	1,80	3,04	36	0,21	2,04	13,02
12	0,19	1,28	5,16	37	0,11	2,06	16,23
13	0,01	1,33	1,50	38	0,19	1,54	3,87
14	0,20	1,35	3,04	39	0,12	1,44	3,87
15	0,17	1,04	4,27	40	0,11	1,42	2,49
16	0,14	2,70	22,81	41	0,17	5,77	8,45
17	0,11	1,74	4,05	42	0,14	5,82	8,45
18	0,16	1,42	4,16	43	0,14	2,02	2,61
19	0,11	1,46	3,34	44	0,11	3,50	1,36
20	0,10	1,90	2,94	45	0,08	3,50	1,36
21	0,14	1,41	3,56	46	0,08	3,49	2,39
22	0,19	1,62	3,56	47	0,09	1,42	2,39
23	0,20	1,67	4,00	48	0,14	1,88	2,39
24	0,12	1,33	3,02	49	0,14	1,48	4,45
25	0,21	1,27	12,58	50	0,15	1,50	6,05

Красным цветом на графиках и в таблице 1 выделены точки, принадлежащие границе оптимальности. Для данного множества решений таких точек 26. С целью определения оптимального решения (в таблице 1 выделено зеленым цветом) применим метод сверток. Использование мультипликативной свертки исключено, так как при «наивном» решении нулевое значение параметра X_3 делает данное решение оптимальным вне зависимости от других параметров.

Аддитивная свертка, имеющая вид суммы:

$$P_a = \sum_{j=1}^M a_j y_j(x_j), \quad (3)$$

где a_j – весовой коэффициент при j -ом нормированном параметре; y_j – j -ый нормированный параметр. Сумма весовых коэффициентов должна быть равна 1. Значимость весового коэффициента a_j определяется его близостью к 1.

Для параметров, которые требуется увеличить (X_1):

$$y_{ji} = \frac{x_{ji} - x_j^{\min}}{x_j^{\max} - x_j^{\min}} \quad (4)$$

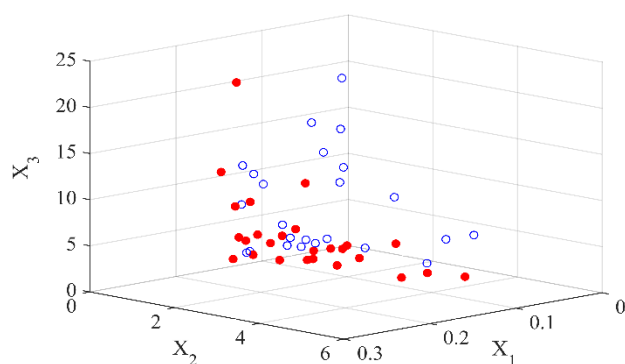
где $x_j^{\max}$, $x_j^{\min}$ – наибольшее и наименьшее значения j -го параметра по выборке из N решений.

Для параметров, которые требуется уменьшать (X_2 и X_3):

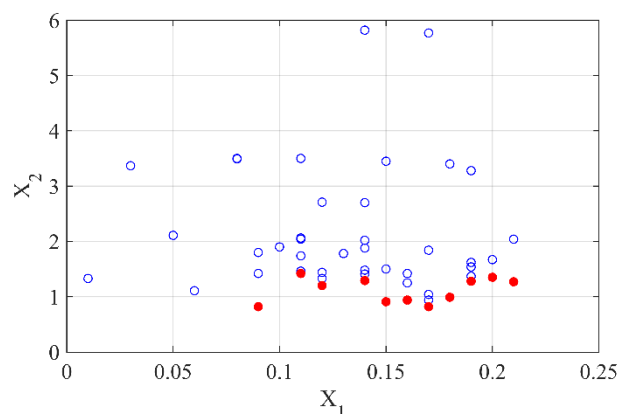
$$y_{ji} = \frac{x_j^{\max} - x_{ji}}{x_j^{\max} - x_j^{\min}} \quad (5)$$

В соответствии с аддитивной сверткой оптимальным принимается решение 14 (0,20; 1,35; 3,04), $P_a = 0,90$. При принятии в качестве более значимого параметра ширины защитного интервала X_1 и, соответственно, увеличении весового коэффициента a_1 значение P_a возрастает.

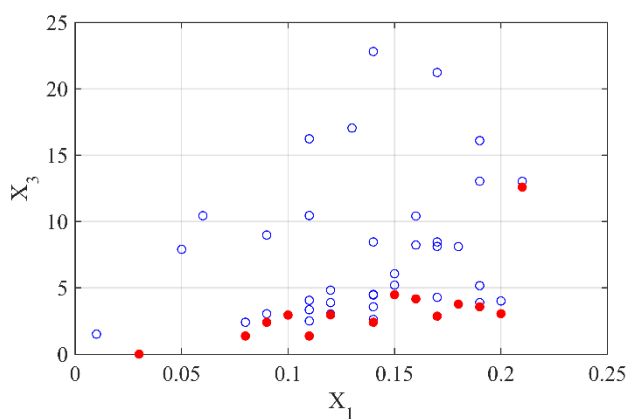
Таким образом, использование метода аддитивной свертки на множестве решений задачи оптимизации по Парето позволяет найти локальное оптимальное решение.



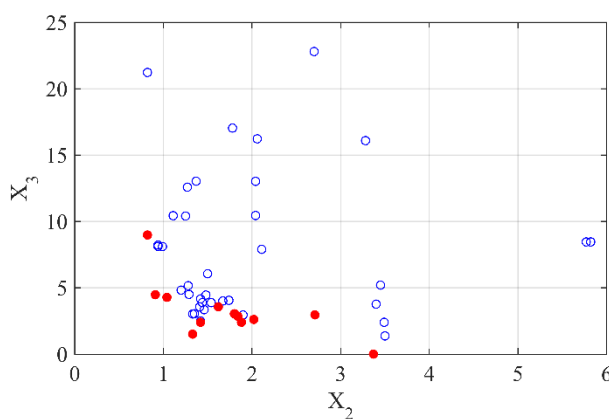
a)



b)



c)



d)

Рис. 3. Множество решений: трехмерная карта (a); плоскости X_1X_2 (b), X_1X_3 (c) и X_2X_3 (d)

Fig. 3. Solution Space: 3D Map (a), X_1X_2 Plane (b), X_1X_3 Plane (c), X_2X_3 Plane (d)

Заключение

Полученное частное решение задачи оптимизации проектирования непересекающихся тембральных траекторий в пространстве размерности 3 дает основу для обобщения данного подхода на различные тембральные пространства произвольной размерности. В частности, в параметрических системах процедурного синтеза звука размерности могут достигать десятков и сотен (в

случае с мультиоператорным ФМ-синтезом, аддитивным спектральным ресинтезом или гранулярными инструментами), что приведет к многомерным моделям при необходимости алгоритмического проектирования, отображения и построения траекторий.

Существование метода оптимального проектирования тембральных пространств позволит автоматизировать процесс разработки звуковых тезау-

русов и оценки характеристик новых систем сонификации, в том числе, адаптивных к текущим задачам полимодального представления информации, например, на основе визуально-аудиальных пар.

Кроме того, результаты, изложенные в статье, являются актуальными для широкого класса систем генеративной музыкальной композиции, в том числе, для управления инструментами, выполняющими функцию бурдона (тона, выдержанного на протяжении значительной части формы), посредством изменений качественных характери-

стик звука, а также для задач интеллектуального управления сложными алгоритмами синтеза звука, например, для алгоритмического тембрального морфинга.

Представленный в статье подход может быть реализован в виде алгоритма непосредственно на языках компьютерного синтеза и обработки звука, например, Csound, SuperCollider или PureData, что в значительной мере упрощает проектирование будущих систем сонификации.

Список используемых источников

1. Hermann T., Hunt A., Neuhoﬀ J. The Soniﬁcation Handbook. Berlin: Logos Publishing House, 2011. 584 p.
2. Kramer G. An introduction to Auditory Display // In: G. Kramer (ed.) Auditory Display, Soniﬁcation, Audiﬁcation and Auditory Interfaces. Boca Raton: CRC Press, 1994. PP. 1–78.
3. Gaver W.W. Auditory Icons: Using Sound in Computer Interfaces // Human–Computer Interaction. 1986. Vol. 2. № 2. PP. 167–177. DOI: 10.1207/s15327051hci0202_3
4. Iverson P., Krumhansl C.L. Isolating the dynamic attributes of musical timbre // J. Acoust. Soc. Am. 1993. Vol. 94. Iss. 5. PP. 2595–2603.
5. Albersheim G. Zur Psychologie der Toneigenschaften. Strassburg: Heltz, 1939.
6. Grey J.M. An exploration of musical timbre using computer based techniques of analysis, synthesis and perceptual scaling. Stanford: University of Stanford Press, 1975.
7. McAdams S., Winsberg S., Donnadieu S., de Soete G., Krimphoﬀ J. Perceptual scaling of synthesized musical timbres: Common dimensions, specificities, and latent subject classes // Psychol. Res. 1995. Vol. 58. Iss. 3. PP. 177–192. DOI:10.1007/BF00419633
8. Schaeffer P. In search of a concrete music. Berkley, CA: UC Press, 2012. 228 p.
9. ISO/IEC 15938-4: 2002. MPEG-7: Information Technology – Multimedia Content Description Interface – Part 4: Audio. 106 p.
10. Cherny E., Lilius J., Brusila J., Mouromtsev D., Rogozinsky G. An Approach for Structuring Sound Sample Libraries Using Ontology // In: Ngonga Ngomo AC., Křemen P. (eds) Knowledge Engineering and Semantic Web. KESW 2016. Communications in Computer and Information Science. Vol. 649. Cham: Springer, 2016. DOI:10.5281/zenodo.56833
11. Рогозинский Г.Г. О решении задачи оптимального размещения звуковых объектов в N-мерных тембральных пространствах // T-comm. 2018. Т. 12. № 5. С. 54–58. DOI:10.24411/2072-8735-2018-10087
12. The Complete MIDI 1.0 Detailed Specification V96.1, Second Edition. The MIDI Manufacturers Association, Los Angeles, 2001. 334 p.
13. Таранцев А.А., Шилин К.Ю. Методы многопараметрической оптимизации в задачах выбора решений. СПб.: СПбУ ГПС МЧС России, ИПТ РАН, 2019.

* * *

On Statement and Solution of Optimization Problem of Timbral Space Trajectories Design

G. Rogozinsky^{1, 3} , A. Tarantsev^{2, 3}

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

²Solomenko Institute of Transport Problems of the Russian Academy of Sciences,
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

³Saint Petersburg University of State Fire Service of EMERCOM of Russia,
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-14-20

Received 9th January 2020

Accepted 29th January 2020

For citation: Rogozinsky G., Tarantsev A. On Statement and Solution of Optimization Problem of Timbral Space Trajectories Design. *Proc. of Telecom. Universities*. 2020;6(1):14–20. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-14-20

Abstract: This article presents the definition, the statement and the solution of problem optimization for the trajectory between pairs of points in multidimensional timbral space. We see the solution which is implemented on Pareto optimality multiplicative and additive criteria, based on the example of given point set and the space of dimension 3. For given point set and the space of dimension 3, we present the corresponding. The obtained results define the method of timbral spaces for the non-speech audial systems reporting, also known as the sonification systems.

Keywords: sound synthesis systems, Pareto optimality, timbral spaces.

References

1. Hermann T., Hunt A., Neuhoﬀ J. *The Sonification Handbook*. Berlin: Logos Publishing House; 2011. 584 p.
2. Kramer G. An introduction to Auditory Display. In: G. Kramer (ed.) *Auditory Display, Sonification, Audification and Auditory Interfaces*. Boca Raton: CRC Press; 1994. p. 1–78.
3. Gaver W.W. Auditory Icons: Using Sound in Computer Interfaces. *Human–Computer Interaction*. 1986;2(2):167–177. DOI:10.1207/s15327051hci0202_3.
4. Iverson P., Krumhansl C.L. Isolating the dynamic attributes of musical timbre. *J. Acoust. Soc. Am.* 1993;94(5): 2595–2603.
5. Albersheim G. *Zur Psychologie der Toneigenschaften*. Strassburg: Hertz; 1939.
6. Grey J.M. *An exploration of musical timbre using computer based techniques of analysis, synthesis and perceptual scaling*. Stanford: University of Stanford Press; 1975.
7. McAdams S., Winsberg S., Donnadiu S., de Soete G., Krimphoff J. Perceptual scaling of synthesized musical timbres: Common dimensions, specificities, and latent subject classes. *Psychol. Res.* 1995;58(3):177–192. DOI:10.1007/BF00419633
8. Schaeffer P. *In search of a concrete music*. Berkley, CA: UC Press, 2012. 228 p.
9. ISO/IEC 15938-4: 2002. MPEG-7: Information Technology – Multimedia Content Description Interface – Part 4: Audio. 106 p.
10. Cherny E., Lilius J., Brusila J., Mouromtsev D., Rogozinsky G. An Approach for Structuring Sound Sample Libraries Using Ontology. In: Ngonga Ngomo A.C., Křemen P. (eds) *Knowledge Engineering and Semantic Web. KESW 2016. Communications in Computer and Information Science*. Cham: Springer; 2016. vol.649. DOI:10.5281/zenodo.56833
11. Rogozinsky G.G. On solution of optimal sound objects placement problem in n-dimensional timbral spaces. *T-Comm*. 2018;12(5):54–58. DOI:10.24411/2072-8735-2018-10087
12. The MIDI 1.0 Specification V96.1, Second Edition. The MIDI Manufacturers Association, Los Angeles, 2001. 334 p.
13. Tarantsev A.A., Shilin K.Y. *Multiparameter optimization methods in decision making problems*. St. Petersburg: Saint Petersburg University of State Fire Service of EMERCOM of Russia Publ.; 2019.

Сведения об авторах:

РОГОЗИНСКИЙ
Глеб Гендрихович

кандидат технических наук, начальник НОЦ «Медиацентр», доцент кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, старший научный сотрудник лаборатории проблем экологии транспортных систем Института проблем транспорта им. Н.С. Соломенко РАН, gleb.rogozinsky@gmail.com
 <https://orcid.org/0000-0001-5698-2347>

ТАРАНЦЕВ
Александр Алексеевич

доктор технических наук, профессор, заслуженный работник высшей школы РФ, заведующий лабораторией проблем безопасности транспортных систем Института проблем транспорта им. Н.С. Соломенко РАН, профессор кафедры организации пожаротушения и проведения АСР Санкт-Петербургского университета Государственной противопожарной службы МЧС России, t_54@mail.ru

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 навигация



Предложения по созданию и функционированию многоспутниковой системы связи на основе разнорысотной орбитальной группировки

А.Ф. Акмоллов¹, А.А. Ковальский^{1*}, С.Н. Ефимов¹

¹Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского,
Санкт-Петербург, 197198, Российская Федерация

*Адрес для переписки: sake636@mail.ru

Информация о статье

Поступила в редакцию 29.11.2019

Принята к публикации 20.03.2020

Ссылка для цитирования: Акмоллов А.Ф., Ковальский А.А., Ефимов С.Н. Предложения по созданию и функционированию многоспутниковой системы связи на основе разнорысотной орбитальной группировки // Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6. № 1. С. 22–31. DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-22-31

Аннотация: Статья посвящена особенностям построения и функционирования многоспутниковой системы связи (МСС) с мобильными абонентами на основе орбитальной группировки разнорысотных спутников-ретрансляторов. В рамках проводимых исследований в статье изложены следующие ключевые научно-технические решения по разработке разнорысотной многоспутниковой системы связи (РМСС): концепция создания, баллистическое построение, анализ информационной нагрузки, организация информационного обмена, модель сети. Показано, что данный подход в построении РМСС не только не уступает таким зарубежным МСС как «Иридиум», но и по отдельным показателям превосходит ее.

Ключевые слова: концепция создания, баллистическое построение, организация информационного обмена, модель сети, основной и резервный канал управления, матрица распределения информационной нагрузки, межспутниковая радиолиния, разнорысотная многоспутниковая система связи.

1. Введение

В настоящее время развитие и эффективное использование многоспутниковых низкоорбитальных космических систем является одним из перспективных направлений информационного обеспечения потребителей различных классов [1–4].

Обеспечение телекоммуникационными услугами северных территорий России, организации воздушного движения по кроссполярным трассам, обеспечения обмена информацией с воздушными, морскими платформами и космическими аппаратами (КА) дистанционного зондирования Земли является областью возможного эффективного применения низкоорбитальной многоспутниковой системы связи (МСС) и приоритетным направлением развития телекоммуникационной инфраструктуры [5–8].

Низкоорбитальные МСС предназначены для передачи коротких сообщений на сравнительно низких скоростях пакетной передачи данных, но с возможностью покрытия своими услугами всей поверхности Земли. В соответствии с функциональными возможностями каждая из систем име-

ет определенный круг потенциальных пользователей и определяет пути своего дальнейшего развития. Основными областями применения МСС являются [9–11]:

- оказание персональных услуг связи в глобальной зоне обслуживания;
- создание административных сетей связи и передачи данных общего пользования в регионах с неразвитой инфраструктурой наземных сетей;
- создание выделенных ведомственных и корпоративных сетей, независимых от сетей общего пользования;
- обеспечение связью, контроль состояния и местоположения подвижных транспортных средств (наземных, морских, воздушных);
- экологический и промышленный мониторинг, сбор геодезической, гидрологической, метеорологической и других видов информации.

2. Баллистическое построение и организация информационного обмена РМСС

Альтернативой использования низкоорбитальных систем является разработка МСС на основе

разновысотной орбитальной группировки (ОГ). Основным назначением проектируемой разновысотной многоспутниковой системы связи (РМСС) является обеспечение оперативного и глобального обмена по высокоскоростным каналам связи между мобильными абонентами различного базирования [12].

Создание РМСС предполагает решение ряда основных задач связи, изложенных в концепции [12]. Анализ существующих подходов к построению орбитальной группировки КА-ретрансляторов показывает ограниченность известных решений, основанных на применении геостационарных и высоковытянутых эллиптических орбит. Вследствие этого требуется разработка новой концепции построения МСС, базовые принципы которой были приведены в работе [2].

Структурно РМСС состоит из космического и наземного сегментов (рисунок 1). В состав космического сегмента РМСС входят 32 КА, размещенные на разновысотных околополярных круговых орбитах высотой 5700 и 1070 км, образующих верхний и нижний уровни спутников-ретрансляторов, соответственно. При этом на нижнем уровне находятся 24 КА-1 первого уровня, а на верхнем уровне – восемь КА-2 второго уровня [3]. Наземный сегмент МСС содержит шлюзовые станции (ШС), центр управления системой и биллинговый центр МСС, а также спутниковые терминалы мобильных абонентов воздушного, морского и наземного базирования [13].

ОГ КА нижнего уровня содержит четыре орбитальные плоскости со сдвигом в 45° по 6 КА-1 в каждой. В свою очередь построения ОГ КА второго уровня имеет 2 варианта:

вариант № 1 – орбитальная группировка КА второго яруса содержит 8 КА в одной плоскости;

вариант № 2 – то же, но в двух взаимно перпендикулярных плоскостях по 4 КА в каждой плоскости.

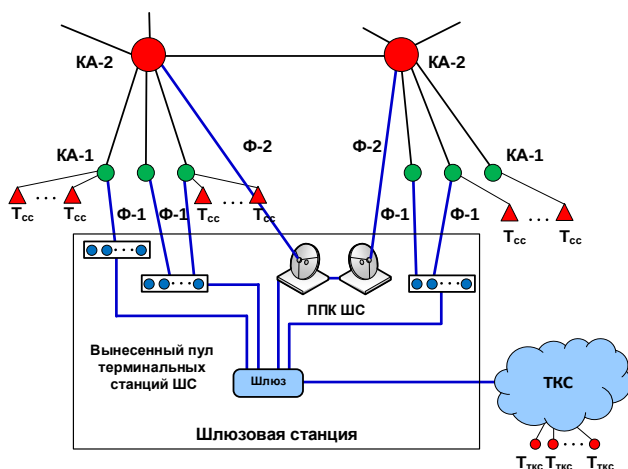


Рис. 1. Структурная схема сегментов сети РМСС

Fig. 1. Structural Scheme of Network Segments DHMSCS

Построение орбитальных группировок КА первого и второго уровней РМСС позволяет выделить следующие тракты информационного обмена межспутниковых радиолиний [13].

1) Постоянные цифровые высокоскоростные тракты, полученные путем кроссмultipлексирования постоянных межспутниковых радиолиний между КА второго уровня в соответствии с используемым вариантом построения группировки КА верхнего уровня (рисунок 2):

вариант № 1 – постоянные радиолинии фиксированной длины между 8 КА одной плоскости (рисунок 2а): построение обеспечивает для каждого КА прямую видимость одновременно четырех соседних с ним КА, что позволяет получить структуру избыточного кольца и обеспечить высокую вероятность покрытия территории Российской Федерации, даже в случае выхода из строя отдельных КА; при этом между КА второго уровня организуются постоянные цифровые высокоскоростные тракты фиксированной длины;

вариант № 2 – постоянные радиолинии фиксированной длины между 4 КА одной плоскости и переменной длины между КА в каждой из двух взаимно перпендикулярных плоскостях (рисунок 2б): структура орбитальной группировки КА верхнего яруса обеспечивает двукратное покрытие всей территории Российской Федерации, а также обеспечивает однократное покрытие зон экваториального пояса; при этом, как и в варианте № 1 между КА второго уровня также организуются постоянные цифровые высокоскоростные тракты, в каждом кольце из 4 КА цифровые тракты имеют фиксированную длину, а наличие между кольцами постоянных цифровых высокоскоростных трактов переменной длины обеспечивает как возможность обмена информацией между КА, так и связность двух кольцевых фрагментов РМСС между собой.

2) Временные цифровые среднескоростные тракты – временные межспутниковые радиолинии КА первого и второго уровней и фидерные радиолинии между КА второго уровня и приемно-передающими комплексами шлюзовых станций (ППК ШС) (рисунок 2с), полученные путем кроссмultipлексирования временных радиолиний, организуемых в пятне покрытия между КА первого и второго уровней, а также фидерные радиолинии между КА второго уровня и ППК ШС.

Передача информационных потоков по межспутниковым радиолиниям между КА первого и второго уровня, а также по кроссмultipлексированным радиолиниям между КА второго уровня предлагается осуществлять с помощью технологии асинхронного режима передачи (ATM, от англ. Asynchronous Transfer Mode). Для этого в состав КА обоих уровней включены ATM-мультиплексоры, проводящие мультиплексирование/демультиплексирование цифровых ATM-потоков временных и постоянных межспутниковых радиолиний [14, 15].

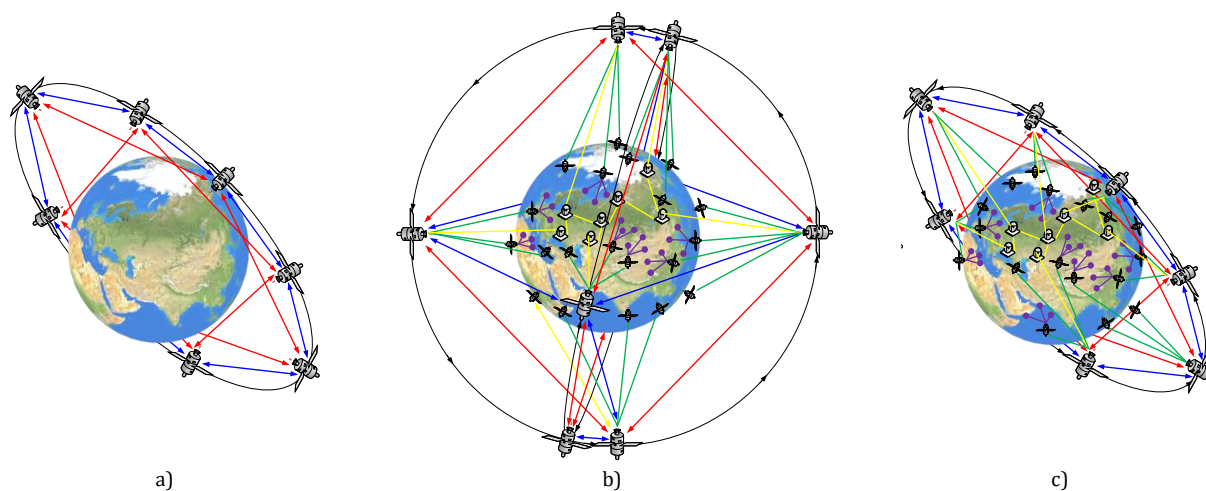


Рис 2. Межспутниковые радиолинии между КА в РМСС

Fig. 2. Inter-Satellite Radio Links Between S and DHMSCS

Кроме того, в состав бортовой коммуникационной аппаратуры КА предлагается включить кросс-мультиплексор, в состав которого входят АТМ-мультиплексоры и АТМ-коммутатор, который обеспечивает коммутацию и передачу АТМ-ячеек в соответствии с протоколами обмена информацией, используемыми в сетях с АТМ технологией [14, 15]. Для решения задач управления информационным обменом в кластере второго уровня реализуются каналы управления между связными процессорами КА второго уровня по принципу «каждый с каждым» [16, 17]. Данные каналы предлагается ор-

ганизовать за счет основных и резервных постоянных виртуальных каналов. Резервные виртуальные каналы указанного типа реализуются в целях повышения надежности функционирования РМСС.

Реализация основного канала управления осуществляется по кратчайшему пути между взаимодействующими связными процессорами КА второго уровня. Резервные каналы используют обходной путь, который не должен иметь совпадающих ветвей в графе сети с основным каналом управления. Граф сети второго высотного уровня ОГ РМСС по варианту № 1 приводится на рисунке 3.

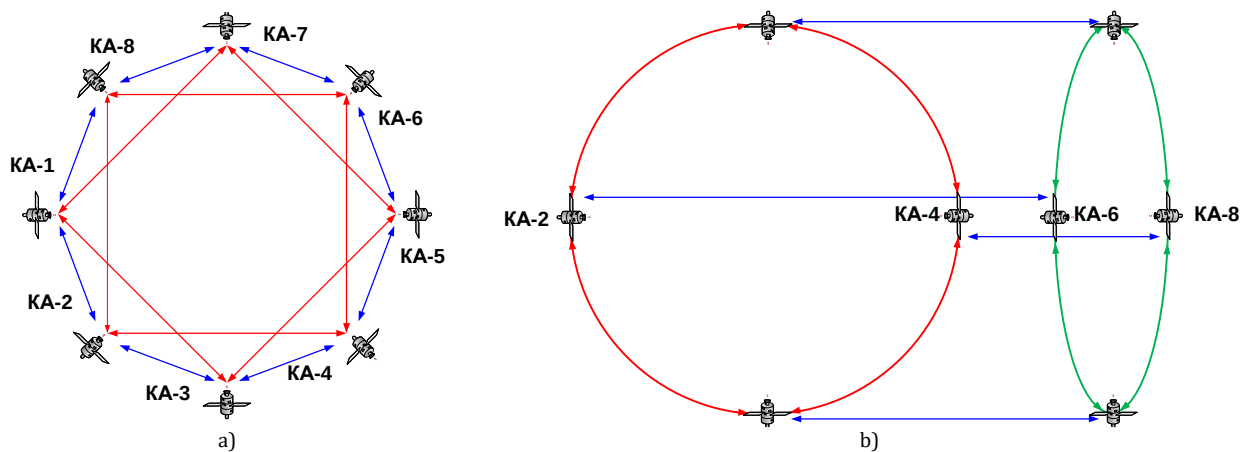


Рис 3. Граф сети высотного уровня на базе КА второго уровня орбитального построения РМСС: а) вариант № 1; б) вариант № 2

Fig. 3. High-Level Network Graph Based on Spacecraft of the Orbital Construction Second Level DHMSCS: a) Variant 1; b) Variant 2

Основные и резервные каналы управления между связными процессорами КА второго уровня для графа сети второго высотного уровня (рисунок 3а) проходят по путям, представленным в таблице 1. Данные пути включают в свой состав не более одного транзитного КА второго уровня. Нижняя часть таблицы 1 симметрична верхней относительно главной диагонали в части данных касательно варианта № 1.

Граф сети второго высотного уровня ОГ РМСС по варианту № 2 приводится на рисунке 3б. В таблице 1 представлены основные и резервные каналы управления между КА второго уровня для данного графа. Представленные маршруты включают в свой состав до 2 транзитных КА второго уровня. Нижняя часть таблицы 1 также симметрична относительно главной диагонали в части данных касательно варианта № 1.

ТАБЛИЦА 1. Основные и резервные пути прохождения постоянных виртуальных каналов управления между связными процессорами КА второго уровня по варианту № 1 / № 2

TABLE 1. The Main and Backup Passage Paths of Permanent Virtual Control Channels Between the Communication Processors of the Second-Level SC According to the Variant 1 / 2

Номер КА	1	2	3	4	5	6	7	8
Маршрут передачи информации	осн./ осн.	1-2/1-2	1-3/1-2-3	1-3-4/1-4	1-7-5/1-5	1-7-6/1-2-6	1-7/1-2-3-7	1-8/1-4-8
	рез./ рез.	1-3-2/1-4-3-2	1-2-3/1-4-3	1-2-4/1-2-3-4	1-3-5/1-4-8-5	1-8-6/1-5-6	1-8-7/1-5-6-7	1-7-8/1-5-8
	1-2/1-2	осн./ осн.	2-3/2-3	2-4/2-1-4	2-4-5/2-1-5	2-4-6/2-6	2-8-7/2-3-7	2-8/2-1-5-8
	1-3-2/1-4-3-2	рез./ рез.	2-4-3/2-1-4-3	2-3-4/2-3-4	2-3-5/2-6-5	2-8-6/2-3-7-6	2-1-7/2-6-7	2-1-8/2-3-7-8
	1-3/1-2-3	2-3/2-3	осн./ осн.	3-4/3-4	3-5/3-2-1-5	3-5-6/3-7-6	3-5-7/3-7	3-1-8/3-7-8
	1-2-3/1-4-3	2-4-3/2-1-4-3	рез./ рез.	3-5-4/3-2-1-4	3-4-5/3-7-8-5	3-4-6/3-2-6	3-1-7/3-4-8-7	3-2-8/3-4-8
	1-3-4/1-4	2-4/2-1-4	3-4/3-4	осн./ осн.	4-5/4-8-5	4-6/4-1-5-6	4-6-7/4-8-7	4-6-8/4-8
	1-2-4/1-2-3-4	2-3-4/2-3-4	3-5-4/3-2-1-4	рез./ рез.	4-6-5/4-1-5	4-5-6/4-3-7-6	4-5-7/4-3-7	4-2-8/4-3-7-8
	1-7-5/1-5	2-1-5	3-5/3-2-1-5	4-5/4-8-5	осн./ осн.	5-6/5-6	5-7/5-6-7	5-7-8/5-8
	1-3-5/1-4-8-5	2-3-5/2-6-5	3-4-5/3-7-8-5	4-6-5/4-1-5	рез./ рез.	5-7-6/5-8-7-6	5-6-7/5-8-7	5-6-8/5-6-7-8
	1-7-6/1-2-6	2-4-6/2-6	3-5-6/3-7-6	4-6/4-1-5-6	5-6/5-6	осн./ осн.	6-7/6-7	6-8/6-5-8
	1-8-6/1-5-6	2-8-6/2-3-7-6	3-4-6/3-2-6	4-5-6/4-3-7-6	5-7-6/5-8-7-6	рез./ рез.	6-8-7/6-5-8-7	6-7-8/6-7-8
	1-7/1-2-3-7	2-8-7/2-3-7	3-5-7/3-7	4-6-7/4-8-7	5-7/5-6-7	6-7/6-7	осн./ осн.	7-8/7-8
	1-8-7/1-5-6-7	2-1-7/2-6-7	3-1-7/3-4-8-7	4-5-7/4-3-7	5-6-7/5-8-7	6-8-7/6-5-8-7	рез./ рез.	7-1-8/7-6-5-8
	1-8/1-4-8	2-8/2-1-5-8	3-1-8/3-7-8	4-6-8/4-8	5-7-8/5-8	6-8/6-5-8	8-7/7-8	осн./ осн.
	1-7-8/1-5-8	2-1-8/2-3-7-8	3-2-8/3-4-8	4-2-8/4-3-7-8	5-6-8/5-6-7-8	6-7-8/6-7-8	8-7-6/7-6-5-8	рез./ рез.

Представляется целесообразным унифицировать скорость передачи информации в межспутниковых радиолниях второго уровня. При этом встает задача правильного распределения потоков трафика, передаваемого между соседними КА второго уровня с учетом матрицы распределения информационной нагрузки и путей передачи (маршрутов) транзитного трафика. Поэтому уровень загрузки, создаваемыми потоками информации, должен быть одинаковым в каждой из 16 межспутниковых радиолний ОГ КА второго уровня.

3. Анализ информационной нагрузки в РМСС

Сравнительный анализ маршрутов передачи информации (см. таблицу 1) позволяет сделать вывод, что более предпочтительной представляется организация основных и резервных путей прохождения постоянных виртуальных каналов по варианту № 1, когда в одном кольце второго высотного уровня присутствуют восемь КА, при этом все существующие маршруты включают в свой состав не более 1 транзитного КА второго уровня. Ввиду этого в дальнейшем рассматривается орбитальное построение КА второго уровня по варианту № 1.

С учетом ожидаемого информационного тяготения абонентов РМСС для расчетов пропускной способности (ПС) межспутниковых радиолний кластера второго уровня принято допущение о том, что 60 % устанавливаемых соединений приходится на абонентов, находящихся в зоне покрытия одного КА второго уровня [16]. При этом информационная

нагрузка остальных 40 % соединений между абонентами зоны покрытия КА второго уровня распределяется в соответствии с рисунком 4.

С учетом динамики изменений зон покрытия КА второго уровня можно предположить симметричность матрицы распределения (таблица 2 в клетках слева от «/»), построенной согласно рисунку 4.

Межспутниковые линии связи обеспечивают передачу информации, относящуюся только к внешнему трафику КА второго уровня. С учетом последнего замечания приведенная матрица распределения, выраженная в процентах, представлена в таблице 2 в клетках справа от «/».

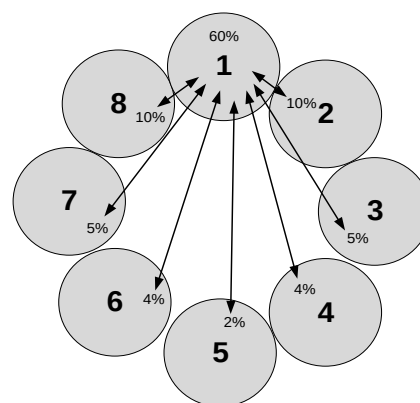


Рис. 4. Анализ информационной нагрузки, организуемых из зоны обслуживания одного КА второго уровня к абонентам зон других КА

Fig. 4. Information Load Analysis, Organized From the Service Area of the Second Level S to Subscriber's Zone of Other SC

В соответствии с первой строкой матрицы распределения на рисунке 5а в процентах представлена доля нагрузки, передаваемая по соответствующим межспутниковым радиолиниям от КА № 1 к остальным КА второго уровня. Общая нагрузка на каждую ветвь получается путем суммирования со-

ставляющих потоков, аналогичным образом создаваемых от других КА второго уровня в соответствии с «симметричной матрицей тяготения», представленной в таблице 2 (в клетках справа от «/»). Окончательный вид процентной загрузки ветвей представлен на рисунке 5б.

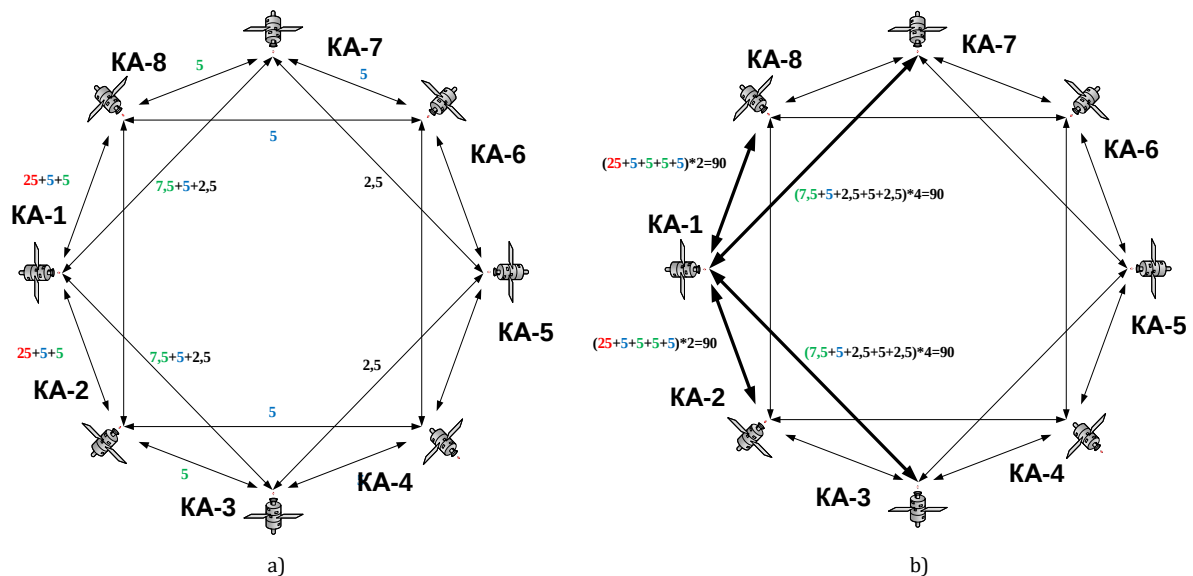


Рис. 5. Распределение нагрузки: а) от КА № 1 к остальным КА второго уровня; б) сети КА второго уровня

Fig. 5. Load Distribution a – from SC № 1 to Other Second Level S; b – to the Second Level S Network

ТАБЛИЦА 2. Матрица распределения орбитальной группировки / нагрузки внешнего трафика (для второго высотного уровня)

TABLE 2. Orbital Constellation Distribution Matrix / External Traffic Loads (for the Second High Altitude Level)

Номер КА	1	2	3	4	5	6	7	8
1	60 / 0	10 / 25	5 / 12,5	4 / 10	2 / 5	4 / 10	5 / 12,5	10 / 25
2	10 / 25	60 / 0	10 / 25	5 / 12,5	4 / 10	2 / 5	4 / 10	5 / 12,5
3	5 / 12,5	10 / 25	60 / 0	10 / 25	5 / 12,5	4 / 10	2 / 5	4 / 10
4	4 / 10	5 / 12,5	10 / 25	60 / 0	10 / 25	5 / 12,5	4 / 10	2 / 5
5	2 / 5	4 / 10	5 / 12,5	10 / 25	60 / 0	10 / 25	5 / 12,5	4 / 10
6	4 / 10	2 / 5	4 / 10	5 / 12,5	10 / 25	60 / 0	10 / 25	5 / 12,5
7	5 / 12,5	4 / 10	2 / 5	4 / 10	5 / 12,5	10 / 25	60 / 0	10 / 25
8	10 / 25	5 / 12,5	4 / 10	2 / 5	4 / 10	5 / 12,5	10 / 25	60 / 0

4. Модель сети РМСС

Построим математическую модель сети РМСС. Для этого введем следующие обозначения:

L_1 – количество орбитальных плоскостей первого уровня РМСС;

K_1 – количество КА-1 в каждой плоскости первого уровня РМСС;

L_2 – количество орбитальных плоскостей второго уровня РМСС;

K_2 – количество КА-2 в каждой плоскости второго уровня РМСС.

Величины L и K определяют общее количество КА в орбитальной группировке МСС:

$$N = L \times K.$$

Тогда:

$N_1 = 24$ – количество КА-1 первого уровня РМСС;

$N_2 = 8$ – количество КА-2 второго уровня РМСС;

$N = 32$ – общее количество КА в ОГ РМСС,

$N = N_1 + N_2 = L_1 K_1 + L_2 K_2$;

$N_{\text{и}} = 66$ – общее количество КА в ОГ МСС «Иридиум», данный параметр вводится для возможности проведения сравнительного оценивания технических характеристик разрабатываемой РМСС и ее прототипа МСС «Иридиум» [18–21];

S_1 – количество вынесенных пулов ШС РМСС;

S_2 – количество ППК ШС в РМСС;

D – доля внутреннего трафика зоны покрытия КА (одинакова для КА-1 и КА-2);

d – доля внешнего трафика зоны покрытия КА (одинакова для КА-1 и КА-2).

Примем следующие допущения:

1) $D = 0,6$; $d = 0,4$ и $d = d_{cc} + d_{цс}$;

2) количество вынесенных пулов ШС не может быть больше количества КА-1, и количество ППК ШС не может быть больше количества КА-2 в МСС, т. е. должны выполняться неравенства:

$$0 \leq S_1 \leq N_1, \quad (1)$$

$$0 \leq S_2 \leq N_2 \quad (2)$$

В предлагаемую модель информационного обмена РМСС входят следующие компоненты, которые подробно описаны в работе [20–23], поэтому остановимся только на основных элементах.

1) Граф сети, в котором имеется два типа радиолиний: межспутниковые КА-1 – КА-2 и КА-2 – КА-2, а также фидерные радиолинии двух типов (рисунок 6):

$тип \Phi 1$ – соответствует КА-1 – пул ШС;

$тип \Phi 2$ – соответствует КА-2 – ППК ШС.

2) Матрица информационной нагрузки подсети первого уровня $G1$:

$$G1_{(N_1+1) \times (N_1+1)} = \|bg_{ij}\|, \quad (3)$$

где b – коэффициент, учитывающий изменение зоны покрытия КА (за счет высоты орбиты) при вариации количества КА в РМСС, $b = N_H/N$, $N = N_1$.

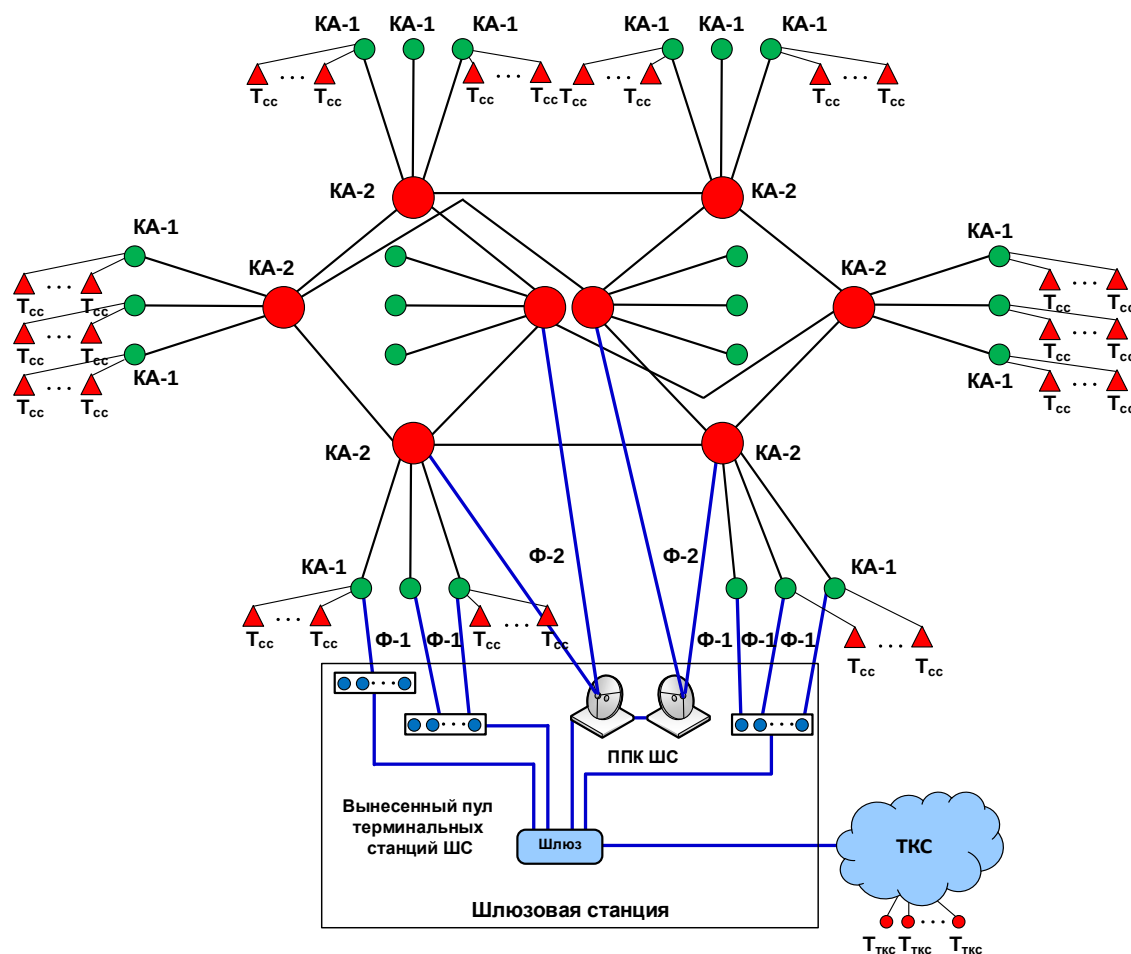


Рис. 6. Граф сети разновысотной многоспутниковой системы связи

Fig. 6. Network DHMCS Graph

3) Вероятностная матрица связности подсети первого уровня $P1$ с учетом возможности установления связи по фидерной линии типа $\Phi 1$ в зоне покрытия КА-1:

$$P1_{N_1 \times N_1} = \|p_{ij}\|, \quad (4)$$

где 1 – наличие связи между КА-1 через межспутниковую радиолинию КА-1 – КА-2 и сеть второго уровня на базе ОГ КА-2; $\frac{S_1}{N_1}$ – вероятность наличия фидерной линии типа $\Phi 1$ (КА-1 – пул ШС).

4) Вероятностная матрица канальной емкости подсети первого уровня $V1$:

$$V1_{N_1 \times N_1} = \|v_{ij}\|, \quad (5)$$

где v_{c1} – требуемая ПС радиолинии КА-1 – КА-2; $v_{\Phi 1}$ – требуемая ПС линии пул ШС – КА-1.

5) Матрица информационной нагрузки межспутниковой подсети второго уровня $G2$:

$$G2_{(N_2+1) \times (N_2+1)} = \|bg_{ij}\|. \quad (6)$$

6) Вероятностная матрица связности подсети второго уровня $P2$ с учетом возможности установления связи по фидерной линии в зоне покрытия КА-2:

$$P2_{N_2 \times N_2} = \|p_{ij}\|, \quad (7)$$

где 1 – наличие межспутниковой радиолинии между КА-2; 0 – отсутствие межспутниковой радиолинии между КА-2; S_2/N_2 – вероятность наличия фидерной линии типа Ф2 между КА-2 и ППК ШС, где $0 \leq S_2 \leq N_2$.

7) Вероятностная матрица канальной емкости подсети второго уровня $V2$:

$$V2_{N_2 \times N_2} = \|p_{ij}v_{ij}\|, \quad (8)$$

где v_{c2} – требуемая ПС радиолинии КА-2 – КА-2; $v_{\phi 2}$ – требуемая ПС фидерной линии ППК ШС – КА-2.

На рисунке 7 представлены графические зависимости требований к ПС межспутниковых и фидерных радиолиний РМСС, полученные с использованием выражений в [18–21]. Анализ зависимостей показывает, что структура РМСС при наличии в системе трех ШС позволяет обеспечить требования к ПС межспутниковых и фидерных радиолиний, которые в 3–5 раз меньше требований МСС «Иридиум» для того же количества ШС. Даже для 13 ШС, используемых в настоящее время в наземном сегменте системы «Иридиум», требования к ПС остаются более высокими, чем для случая трех ШС в РМСС.

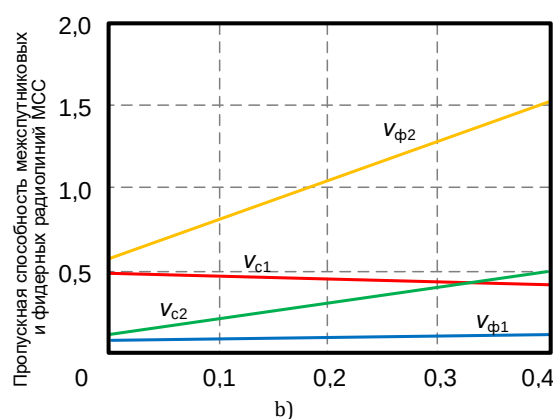
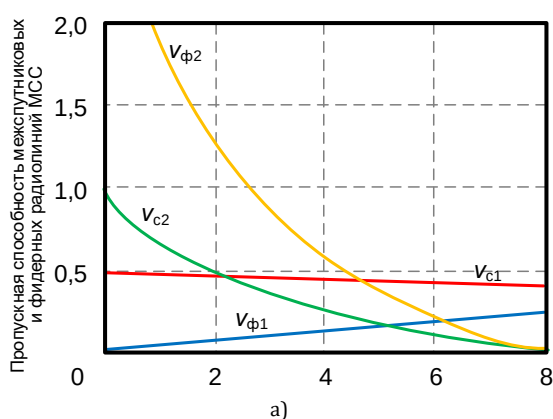


Рис. 7. Зависимость требуемой пропускной способности межспутниковых и фидерных радиолиний МСС: а) от количества ШС; б) от величины внешнего трафика к ЦС

Fig. 7. Dependence of the Required Throughput of Inter-Satellite and Feeder Radio Links MSCS: a) on the Number of GS; b) on the Value of External Traffic to CS

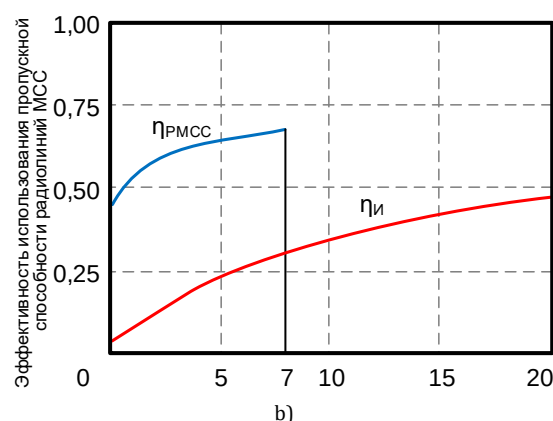
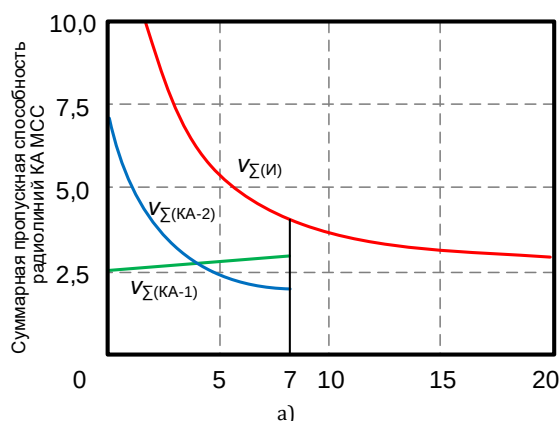


Рис. 8. Зависимость характеристик радиолиний МСС от количества ШС: а) суммарная пропускная способность радиолиний v_{Σ} одного КА МСС; б) эффективность использования пропускной способности радиолиний η МСС

Fig. 8. Dependence of the Radio Links Characteristics MSCS on GS Number: a) Total Throughput Radio Link V_{Σ} of GH MSCS; b) Bandwidth Radiolink Efficiency Usage η MSCS

Анализ данных (рисунок 8а) показывает, что использование трех ШС позволяет достичь более чем трехкратного выигрыша в снижении требований к ПС радиоресурса КА предлагаемой РМСС по сравнению с системой типа «Иридиум» для случая $d_{cc} = 0,2$ и $d_{цс} = 0,2$. При увеличении с трех ШС до

семи ШС (в случае появления возможности размещения ШС на территориях других государств, например, на основе аренды) требования к радиоресурсу КА-2 снижаются в два раза, в то время как требования к радиоресурсу КА-1 остаются без изменений.

Эффективность использования ПС РМСС выражается с учетом формул, представленных в работе [13] в виде:

$$\eta_{\text{РМСС}} = \frac{N_{II}(D + d_{\text{це}}) + Y_{\text{сс}}}{24v_{\Sigma(\text{КА}-1)} + 8v_{\Sigma(\text{КА}-2)}}. \quad (9)$$

Полученные зависимости коэффициента использования ПС радиотрасс МСС «Иридиум» и РМСС представлены на рисунке 8а. Анализ зависимостей, представленных для случая трех ШС, показывает пятикратный выигрыш степени использования ПС радиотрасс предлагаемой разноразностной МСС по сравнению с прототипом (см. рисунок 8б). Даже для 25 ШС в случае прототипа и трех ШС для разноразностной МСС последняя имеет 30-процентный выигрыш в значении коэффициента использования радиоресурса МСС.

Подводя итог, возможно сделать вывод об эффективности применения МСС на основе разноразностной ОГ по сравнению с традиционными низкоразностными МСС.

5. Заключение

Полученные результаты позволяют рекомендовать использование двухуровневого подхода к построению ОГ отечественной РМСС с наземным сегментом, содержащим лишь три ШС, что соот-

ветствует существующим геополитическим ограничениям. При этом характеристики предлагаемой РМСС будут сравнимы с системой «Иридиум».

Предложенный подход к построению основных и резервных путей прохождения постоянных виртуальных каналов управления между ретрансляторами РМСС с мобильными абонентами, на основе матрицы распределения информационной нагрузки ОГ второго высотного уровня, обеспечит глобальное и непрерывное покрытие земной поверхности. Показано, что межспутниковые радиотрассы второго уровня иерархии должны обладать одинаковой ПС, при этом резерв ПС межспутниковых радиотрасс обеспечивает возможность реализации канала управления на основе постоянных виртуальных каналов и компенсации всплесков информационной нагрузки, обусловленной пульсацией трафика.

Таким образом, в рамках проводимых исследований сформированы следующие ключевые научно-технические решения по разработке РМСС: концепция создания, баллистическое построение, анализ информационной нагрузки, организация информационного обмена, модель сети. Показано, что данный подход в построении РМСС не только не уступает таким зарубежным МСС как «Иридиум», но и в отдельных показателях превосходит ее.

Список используемых источников

1. Аболищ А.И. Системы спутниковой связи. Основы структурно-параметрической теории и эффективность. М.: ИТИС, 2004. 426 с.
2. Иносе Х. Интегральные цифровые сети связи: пер. с англ. М.: Мир, 1982. 320 с.
3. Камнев В.Е., Черкасов В.В., Чечин Г.В. Спутниковые сети связи: учеб. пособие. М.: «Альбина Паблишер», 2004. 536 с.
4. Кириенко И.Е., Замарин А.И. Организация связи в низкоразностной многоспутниковой системе связи "Teledesic" (Часть 2) // Информация и космос. 2003. № 1-2. С. 41-46.
5. Замарин А.И., Кириенко И.Е. Новые горизонты спутниковой связи: низкоразностная многоспутниковая система связи "Teledesic" // Информация и космос. 2002. № 1-2. С. 17-21.
6. Анпилогов В., Фуркан М., Донианц В., Эйдуз А., Шестаков А., Кулк К. Многоспутниковые системы LEO HTS: "Подрывная инновация" в области спутниковой связи или мыльный пузырь? // Технологии и средства связи. 2015. № 6-2(111). С. 32-36.
7. Аболищ А.И. Другая парадигма спутниковой связи // Электросвязь. 2014. № 8. С. 15-19.
8. Кузовников А.В., Косенко В.Е., Головкин В.В., Леонов С.Н., Зимин И.И. Предложения по созданию многоспутниковой системы связи на низких орбитах с учетом имеющихся средств группового выведения на околоземную орбиту // Научные технологии. 2016. Т. 17. № 8. С. 25-29.
9. Невдяев Л.М., Смирнов А.А. Персональная спутниковая связь. М.: ТЭК, 1998. 216 с.
10. Катунин Г.П., Мамчев Г.В., Носов В.И., Шувалов В.П. Телекоммуникационные системы и сети: учебное пособие. В 3 томах. Том 2. Радиосвязь, радиовещание, телевидение М.: Горячая линия – Телеком, 2004. 672 с.
11. Дятлов А.П. Системы спутниковой связи с подвижными объектами: учебное пособие. Ч.1. Таганрог: ТРТУ, 1997. 95 с.
12. Мальцев Г.Н., Цветков К.Ю., Родионов А.В., Акмоллов А.Ф., Ефимов С.Н., Косаревищ Д.В. и др. Концепция построения разноразностной многоспутниковой системы связи с мобильными абонентами // Труды Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского. 2011. № 630. С. 5-10.
13. Цветков К.Ю., Родионов А.В., Акмоллов А.Ф., Ефимов С.Н., Викторов Е.А. Концепция построения разноразностной многоспутниковой системы связи с мобильными абонентами: баллистическое построение // Труды Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского. 2012. № 634. С. 45-56.
14. Цветков К.Ю., Родионов А.В., Акмоллов А.Ф., Ефимов С.Н., Викторов Е.А. Концепция построения разноразностной многоспутниковой системы связи с мобильными абонентами: варианты реализации бортового коммуникационного оборудования спутника-ретранслятора // Труды Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского. 2012. № 635. С. 5-13.
15. Цветков К.Ю., Родионов А.В., Акмоллов А.Ф. Динамическое перераспределение пропускной способности коммутируемого спутникового моноканала при использовании протоколов множественного доступа // Информационно-управляющие системы. 2006. № 5. С. 47-50.

16. Цветков К.Ю., Акмоллов А.Ф., Викторов Е.А. Модель канала управления передачей смешанного трафика речи и данных в разнорысотной системе спутниковой связи // Информационно-управляющие системы. 2012. № 3. С. 63–70.
17. Цветков К.Ю., Осташов И.Т., Косяков Е.Н. Радиорелейные и спутниковые системы передачи информации специального назначения: учебник. СПб.: ВКА имени А.Ф. Можайского, 2012. 447 с.
18. Цветков К.Ю., Родионов А.В., Акмоллов А.Ф., Ефимов С.Н., Косаревич Д.В., Викторов Е.А. Концепция построения разнорысотной многоспутниковой системы связи с мобильными абонентами: пропускная способность межспутниковых и фидерных радиолоний // Труды Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского. 2011. № 633. С. 121–136.
19. Анпилов В., Гриценко А. Результаты моделирования многоспутниковых систем связи на низких и высокоэллиптических орбитах и оценка помеховой обстановки при совместном использовании полос радиочастот // Технологии и средства связи. 2017. № 6(122). С. 42–47.
20. Дарнопых В.В. Применение единого методического подхода к оперативному планированию целевого функционирования спутниковых систем мониторинга и связи // Известия Российской академии наук. Теория и системы управления. 2010. № 1. С. 118–137.
21. Иванкович М.В., Шевчук Д.В. Оценка измерения интегральной доступности связи для абонентов потребителей негеостационарной спутниковой системы Глобалстар, при изменении орбитальной группировки // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2012. Т. 6. № 2. С. 26–28.

* * *

Creation and Functioning Suggestions for the Multi-Satellite Communication System Based on Different Height Orbital Grouping

A.F. Akmollov¹, A.A. Kovalsky¹, S.N. Efimov¹

¹Military space academy of A.F. Mozhaysky, St. Petersburg, 197198, Russian Federation

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-22-31

Received 5th March 2020

Accepted 20th March 2020

For citation: Akmollov A., Kovalsky A., Efimov S. Creation and Functioning Suggestions for the Multi-Satellite Communication System Based on Different Height Orbital Grouping. *Proc. of Telecom. Universities*. 2020;6(1):22–31. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-22-31

Abstract: This article is devoted to the creation features and functioning of a multisatellite communication system (MSCS) with mobile subscribers based on the orbital grouping of multi-altitude satellite-repeaters (SR) used on different heights. In the course of the investigations the article outlines the following key scientific and technical solutions for the development of a different height multi-satellite communication system (DHMSCS): creation concept, ballistic construction, analysis of information load, organization of information exchange, network model. It is shown that this approach to the construction of the proposed communication system does not only concede to such foreign MSCS as Iridium, but also surpasses them according to some indicators.

Keywords: concept of creation, ballistic creation, organization of information exchange, model of network, main and alternative channel of management, matrix of distribution of information loading, inter-satellite radio link, multisatellite communication system.

References

1. Abolitic A.I. *Satellite Communications Systems. Fundamentals of Structural-Parametric Theory and Efficiency*. Moscow: ITIS Publ.; 2004. 426 p. (in Russ.)
2. Inose H. *An introduction to digital integrated communications systems*. Moscow: Mir Publ.; 1982. 320 p. (in Russ.)
3. Kamnev V.E., Cherkasov V.V., Chechin G.V. *Satellite Communications Networks*. Moscow: Albina Publ.; 2004. 536 p. (in Russ.)
4. Kirienko I.E., Zamarin A.I. Organization of Communication in the Low-Orbit Multi-Satellite Communication System *Tele-desic* (Part 2). *Information and Space*. 2003;1-2:41–46. (in Russ.)

5. Zamarin A.I., Kiriyeiko I.E. New Horizons in Satellite Communications: Low-Orbit Multi-Satellite Communication System *Teledesic. Information and Space*. 2002;1-2:17–21. (in Russ.)
6. Anpilogov V., Furqan M., Doniants V., Eyduz A., Shestakov A., Kuk K. Are multisatellite systems LEO-HTS: “disruptive innovation” in the field of satellite communications or bubble? *Tekhnologii i sredstva svyazi*. 2015;6-2(111):32–36. (in Russ.)
7. Abolitc A.I. Another Paradigm of Satellite Communication. *Elektrosviaz*. 2014;8:15–19. (in Russ.)
8. Kyzovnikov A.V., Kosenko V.E., Golovkov V.V., Leonov S.N., Zimin I.I. Offering for creating low orbit multi-satellite communication in system subject to available group launch vehicle on near-earth orbit. *Science Intensive Technologies*. 2016;17(8):25–29. (in Russ.)
9. Nevdyayev L.M., Smirnov A.A. *Personal Satellite Communications*. Moscow: TEK Publ.; 1998. 216 p. (in Russ.)
10. Katunin G.P., Mamchev G.V., Nosov V.I., Shuvalov V.P. *Telecommunication Systems and Networks. Radio Communications, Broadcasting, Television*. Moscow: Goriachaya liniya – Telekom Publ.; 2004. 672 p. (in Russ.)
11. Dyatlov A.P. *Systems of Satellite Communications with Mobile Objects*. Taganrog: Taganrog Radio Engineering Institute Publ.; 1997. 95 p. (in Russ.)
12. Maltsev G.N., Tsvetkov K.Yu., Rodionov A.V., Akmolov A.F., Efimov S.N., Kosarevich D.V. et al. The Concept of Building a Multi-Height Multi-Satellite Communication System with Mobile Subscribers. *Proceedings of the Mozhaisky Military Space Academy*. 2011;630:5–10. (in Russ.)
13. Tsvetkov K.Yu., Rodionov A.V., Akmolov A.F., Efimov S.N., Viktorov E.A. The concept of building a multi-satellite multi-satellite communication system with mobile subscribers: ballistic construction. *Proceedings of the Mozhaisky Military Space Academy*. 2012;634:45–56. (in Russ.)
14. Tsvetkov K.Yu., Rodionov A.V., Akmolov A.F., Efimov S.N., Viktorov E.A. The concept of building a multi-altitude multi-satellite communication system with mobile subscribers: options for the implementation of on-board communication equipment of a relay satellite. *Proceedings of the Mozhaisky Military Space Academy*. 2012;635:5–13. (in Russ.)
15. Tsvetkov K.Y., Rodionov A.V., Akmolov A.F. Dynamic capacity relocation of switched satellite monochannel with the use of multiple access protocols. *Information and Control Systems*. 2006;5:47–50. (in Russ.)
16. Tsvetkov K.Y., Akmolov A.F., Viktorov E.A. Mathematical Modeling of Management Channel Organization for Speech and Data Mixed Traffic in Multitude of Satellites at Miscellaneous Height. *Information and Control Systems*. 2012;3:63–70. (in Russ.)
17. Tsvetkov K.Yu., Ostashov I.T., Kosyakov E.N. *Radio-Relay and Satellite Systems for Transmitting Information of a Special Purpose*. St. Petersburg: Military Space Academy of A.F. Mozhaysky Publ.; 2012. 447 p. (in Russ.)
18. Tsvetkov K.Yu., Rodionov A.V., Akmolov A.F., Efimov S.N., Kosarevich D.V., Viktorov E.A. The Concept of Building a Multi-Satellite Multi-Satellite Communication System with Mobile Subscribers: Throughput of Inter-Satellite and Feeder Radio Links. *Proceedings of the Mozhaisky Military Space Academy*. 2011;633:121–136. (in Russ.)
19. Anpilogov V., Gritsenko A. Results of modeling of multisatellite communication systems on low and highly elliptical orbits and estimation of interference situation in the joint use of radio frequency bands. *Tekhnologii i sredstva svyazi*. 2017;6(122):42–47. (in Russ.)
20. Darnopykh V.V. Application of unified methodical approach to online planning of target operation of satellite monitoring and communication systems. *Journal of Computer and Systems Sciences International*. 2010;49(1):115–134. DOI:10.1134/S1064230710010132
21. Ivankovic M., Shevchuk D. Assessment of changes in the integrated availability of communications for non-geostationary satellite subscribers of Globalstar system, when orbital group is changing. *T-Comm*. 2012;6(2):26–28. (in Russ.)

Сведения об авторах:

Акмолов
Алексей Феликсович

кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры сетей и систем связи космических комплексов Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского, akm78@mail.ru

Ковальский
Александр
Александрович

кандидат технических наук, начальник лаборатории военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского, sake636@mail.ru

Ефимов
Сергей Николаевич

кандидат технических наук, доцент, заместитель начальника кафедры сетей и систем связи космических комплексов Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского, swerf321@mail.ru

Комплекс моделей функционирования и управления пакетной радиосетью КВ-диапазона

Д.О. Беляев¹, А.К. Канаев² , С.П. Присяжнюк^{1, 3}, М.А. Сахарова^{2*}, Р.П. Сорокин²

¹ЗАО «Институт телекоммуникаций»,

Санкт-Петербург, 194100, Российская Федерация

²Санкт-Петербургский государственный университет путей сообщения Императора Александра I,

Санкт-Петербург, 190031, Российская Федерация

³Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики, Санкт-Петербург, 197101, Российская Федерация

*Адрес для переписки: zuvakamariya@mail.ru

Информация о статье

Поступила в редакцию 02.12.2019

Принята к публикации 19.02.2020

Ссылка для цитирования: Беляев Д.О., Канаев А.К., Присяжнюк С.П., Сахарова М.А., Сорокин Р.П. Комплекс моделей функционирования и управления пакетной радиосетью КВ-диапазона // Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6. № 1. С. 32–44. DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-32-42

Аннотация: Разработана концептуальная модель системы управления для обеспечения устойчивого функционирования проектируемой перспективной пакетной радиосетью КВ-диапазона. Функции управления на уровне *Element management system* предложено реализовать на базе автоматизированных радиоцентров, а функции управления уровнем *Network Management System* – реализовать на базе выделенного сервера. Такой подход к управлению позволяет построить иерархическую централизованную архитектуру системы управления радиосетью. Выполнено имитационное моделирование для разработанных алгоритмов выделенных функций управления радиосетью. В работе представлены результаты моделирования, а именно – вероятностно-временные характеристики процессов управления состоянием узлов, маршрутизации и функционирования в условиях атак.

Ключевые слова: система управления, пакетная радиосеть КВ-диапазона, UML, надежность, маршрутизация, безопасность, моделирование.

Введение

Перспективная пакетная радиосеть КВ-диапазона предназначена для обеспечения связью подвижных и стационарных групп и отдельных абонентов, удаленных на большие расстояния (до 5000 км), когда оказываются недоступными традиционные средства связи [1]. В этом смысле пакетная радиосеть является межвидовой резервной сетью связи, обеспечивающей гарантированную передачу данных от командных центров до удаленных объектов управления. Функции сетевого уровня пакетной радиосетью КВ-диапазона выполняют управляемые модульные маршрутизаторы (УММ). В состав УММ входят интерфейсные модули радиоканала (ИМ-Р), интерфейсные модули абонентов (ИМ-А), процессорный модуль коммутации и маршрутизации (ПМ-КМ) и процессорный модуль контроля и управления (ПМ-КУ). Развитие систем связи, в частности радиосетей, на

основе пакетных технологий требует соответствующей модернизации или разработки новой модели системы управления. Объектом управления является перспективная пакетная радиосеть КВ-диапазона.

Концептуальная модель системы управления пакетной радиосетью

Разработана концептуальная модель системы управления (СУ) пакетной радиосетью (рисунок 1), отличающаяся от известных распределением функций согласно архитектуре TMN [2] по уровням управления. На каждом из уровней выделены базы данных, предоставляющие операторам необходимые и достаточные сведения для выполнения своих обязанностей. А также представленная модель системы управления позволяет выполнять задачи контроля, учета, планирования и эксплуатации проектируемой пакетной радиосети [3].

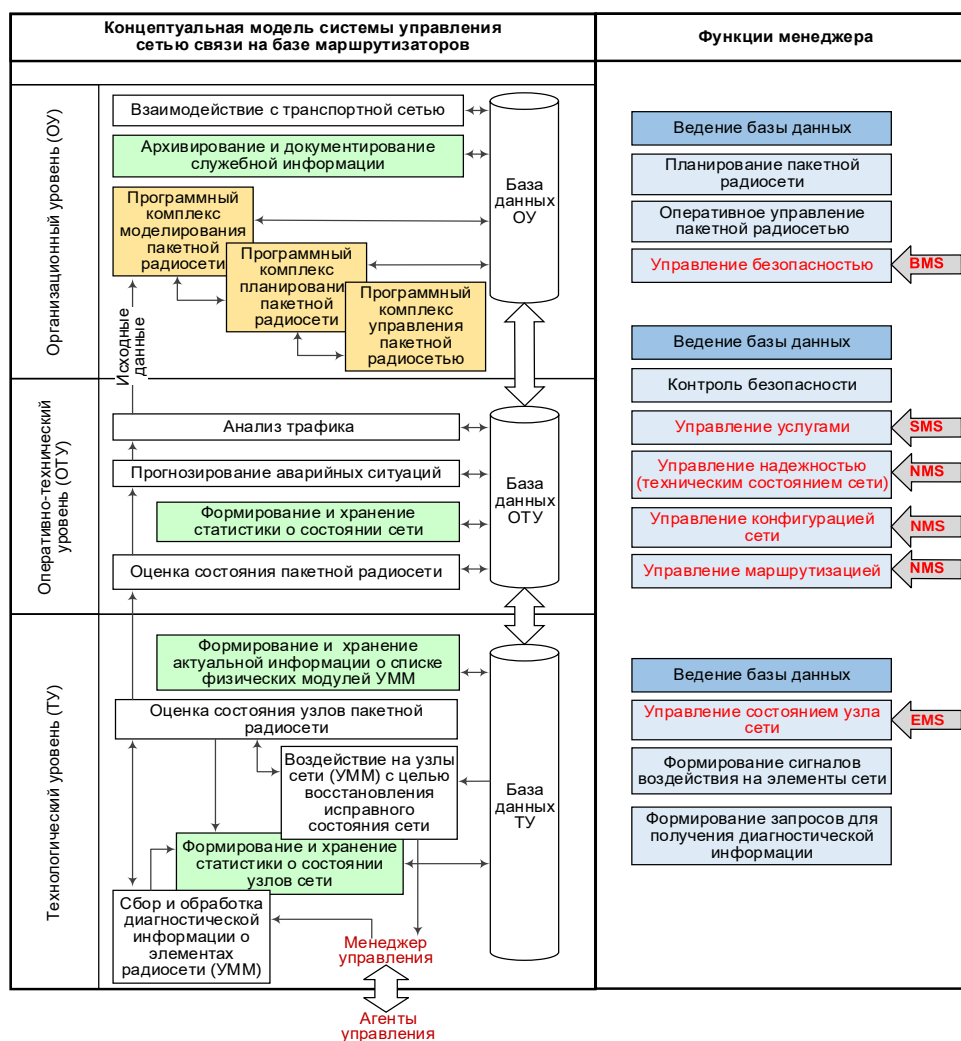


Рис. 1. Концептуальная модель системы управления пакетной радиосетью

Fig. 1. Conceptual Model of Packet Radio Network Management System

Модель процесса управления состоянием узлов пакетной радиосети

Мониторинг как подпроцесс управления состоянием узлов пакетной радиосети представляет собой единый комплекс систематических целенаправленных мероприятий (организационных, технологических и технических), основанный на непрерывном, либо периодическом наблюдении за состоянием узлов сети (сбор, хранение, обработка и анализ информации о состоянии), качественном и количественном оценивании состояния и прогнозировании изменений состояния объекта исследования под влиянием деструктивных факторов.

В зависимости от необходимости или решения определенных задач, процесс мониторинга может быть выполнен как автоматизировано, так и автоматически, что представлено на UML-диаграмме модели (рисунок 2). Реализации описанных выше процессов мониторинга представлены на рисунке 3.

Модули маршрутизатора с заданной периодичностью T_{din} (мин.) формируют потоки диагности-

ческих данных, что реализовано в модели блоками $\{M_{1..M_7}\}$. Модуль контроля обрабатывает поток диагностических данных за время T_{kontr} и передает через программу ПМ-КМ по каналу связи администратору сети, который выполняет процесс технической диагностики за время T_{diagn} . По ее результатам формируется диагностическое решение, соответствующее одному из обнаруженных состояний маршрутизатора $S = \{S_{\text{испр}}, S_{\text{неиспр}}\}$.

При выявлении неисправного состояния маршрутизатора $S_{\text{неиспр}}$ выполняется процесс восстановления за время T_{vosst} и контрольная проверка выполненных мероприятий. Процесс выполнения контрольной проверки состояния маршрутизатора выполняется по алгоритму реализации процесса мониторинга в статическом режиме.

При наличии встроенных средств диагностики выполняется процесс контроля каждого модуля маршрутизатора за время T_{kontr} , а при их отсутствии – дополнительно выполняется процесс измерения ДД внешними средствами диагностики за время T_{izm} .

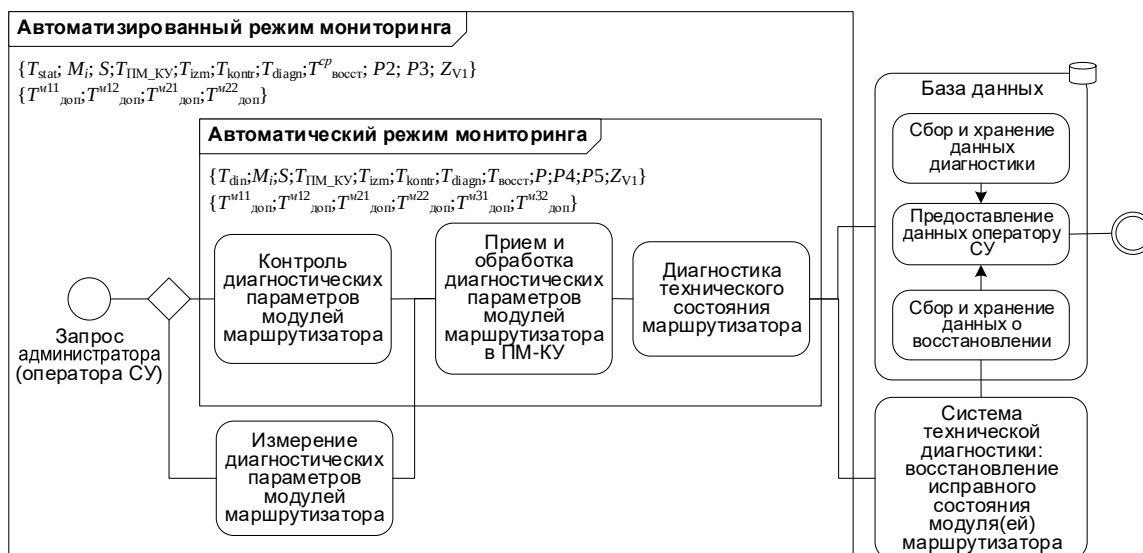


Рис. 2. UML-диаграмма процесса управления состоянием узлов радиосети

Fig. 2. UML-Diagram of the Process of Managing the State of Radio Network Nodes

Требуется определить время работы системы мониторинга при заданных исходных данных (см. таблицу 1).

ТАБЛИЦА 1. Исходные данные

TABLE 1. Source Data

№ п/п	Характеристики элементов сети	Значение
1.	Период предоставления данных модулями УММ системе управления	{0,25..5} мин.
2.	Генератор запросов от администратора сети	{1..60} мин.
3.	Количество состояний модулей УММ	{ $S_{испр}$, $S_{неиспр}$ }
4.	Величина задержки в ПМ-КУ	3÷7 мс
5.	Закон распределения времени задержки в канале связи	Нормальный (<i>normal</i>)
6.	Длительность процесса измерения	Не более 5 мин.
7.	Длительность процесса контроля	Не более 5 мин.
8.	Длительность процесса диагностики	Не более 5 мин.
9.	Среднее время восстановления исправного состояния	Не более 30 мин.
10.	Закон распределения длительностей процессов измерения, контроля и диагностики, восстановления	Нормальный (<i>normal</i>)
11.	Закон распределения вероятности обнаружения исправного состояния	Вейбулла (<i>weibull</i>)
12.	Заданная (начальная) вероятность обнаружения исправного состояния	0,85
13.	Заданная (начальная) вероятность обнаружения исправного состояния после восстановления	0,8
14.	Заданная (начальная) вероятность обнаружения исправного состояния после повторного восстановления	0,9
15.	Величина задержки в канале связи	0,5÷2с
16.	Закон распределения времени задержки в канале связи	Нормальный (<i>normal</i>)

При выполнении моделирования процессов управления заданной сетью приняты следующие допущения:

- вместимость всех входных буферов принята максимальной;
- функция распределения случайных величин относится к классу экспоненциальных;
- вероятности, соответствующие ветвям стохастической сети, определяются статистическими методами;
- модель предполагает отсутствие новых заявок до окончания обработки предыдущей;
- потоки заявок являются неконкурирующими.

С целью обеспечения непрерывной работы узла сети (маршрутизатора) к его системе мониторинга предъявляются жесткие требования по выполнению поставленных задач за отведенное время:

$$T_m = \{t_{изм}, t_{контр}, t_{диагн}, t_{восст}, t_{канал}, t_{пм-ку}\}.$$

Производится топологическое преобразование стохастической сети к эквивалентной. При этом эквивалентная функция определяется из топологического уравнения Мейсона согласно выражению, приведенному в [4].

На основе разработанной стохастической сети процесса автоматического мониторинга узла сети получены эквивалентная функция $F(s_{лпр})$ (1) и эквивалентная функция $F(s_{авто})$ (2). Методом двухмоментной аппроксимации для $F(s_{лпр})$ и $F(s_{авто})$ можно получить соответствующие функции распределения времени (рисунок 4) реализации цикла мониторинга узла сети (УММ), позволяющие сделать следующие выводы:

- при увеличении времени реализации цикла управления растет значение вероятности завершения цикла управления за отведенное время;
- цикл автоматизированного мониторинга с наибольшей вероятностью достигается за 120 мин.;
- цикл автоматического мониторинга с наибольшей вероятностью достигается за 90 мин.

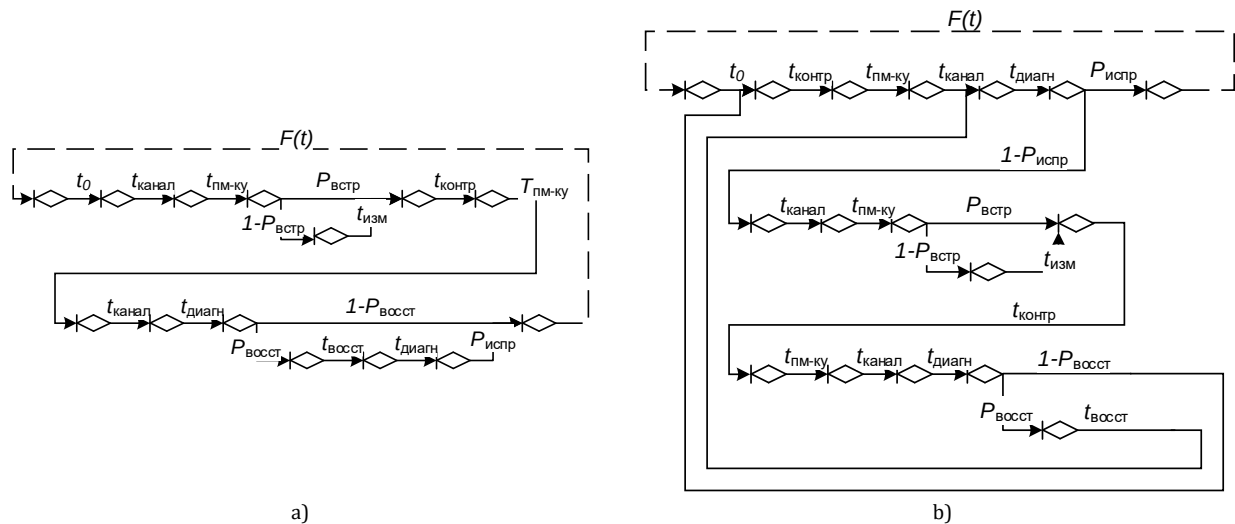


Рис. 3. Стохастическая сеть процесса автоматизированного (а) и автоматического (б) и мониторинга узла сети

Fig. 3. Stochastic Network for Automated (a) and Automatic (b) Packet Radio Network Management Based on UMM

$$F(S_{\text{ЛПР}}) = \frac{\left(\frac{t_{\text{канал}}}{t_{\text{канал}}+s}\right)^2 \left(\frac{t_{\text{пм-ку}}}{t_{\text{пм-ку}}+s}\right)^2 \frac{t_{\text{контр}}}{t_{\text{контр}}+s} \frac{t_{\text{диагн}}}{t_{\text{диагн}}+s} \left(P_{\text{встр}} + (1-P_{\text{встр}}) \frac{t_{\text{изм}}}{t_{\text{изм}}+s}\right) \left((1-P_{\text{восст}}) + P_{\text{восст}} \frac{t_{\text{восст}}}{t_{\text{восст}}+s} \frac{t_{\text{диагн}}}{t_{\text{диагн}}+s} P_{\text{испр}}\right)}{1 - \left(\frac{t_{\text{канал}}}{t_{\text{канал}}+s}\right)^2 \left(\frac{t_{\text{пм-ку}}}{t_{\text{пм-ку}}+s}\right)^2 \frac{t_{\text{контр}}}{t_{\text{контр}}+s} \frac{t_{\text{диагн}}}{t_{\text{диагн}}+s} \left(P_{\text{встр}} + (1-P_{\text{встр}}) \frac{t_{\text{изм}}}{t_{\text{изм}}+s}\right) \left(P_{\text{восст}} \frac{t_{\text{восст}}}{t_{\text{восст}}+s} \frac{t_{\text{диагн}}}{t_{\text{диагн}}+s} (1-P_{\text{испр}})\right)}, \quad (1)$$

$$F(S_{\text{auto}}) = \frac{\frac{t_{\text{контр}}}{t_{\text{контр}}+s} \frac{t_{\text{пм-ку}}}{t_{\text{пм-ку}}+s} \frac{t_{\text{канал}}}{t_{\text{канал}}+s} \frac{t_{\text{диагн}}}{t_{\text{диагн}}+s} P_{\text{испр}}}{1 - \left(\frac{t_{\text{контр}}}{t_{\text{контр}}+s}\right)^2 \left(\frac{t_{\text{канал}}}{t_{\text{канал}}+s}\right)^3 \left(\frac{t_{\text{пм-ку}}}{t_{\text{пм-ку}}+s}\right)^3 \left(\frac{t_{\text{диагн}}}{t_{\text{диагн}}+s}\right)^2 (1-P_{\text{испр}}) \left(P_{\text{встр}} + (1-P_{\text{встр}}) \frac{t_{\text{изм}}}{t_{\text{изм}}+s}\right) (1-P_{\text{восст}}) -} \quad (2)$$

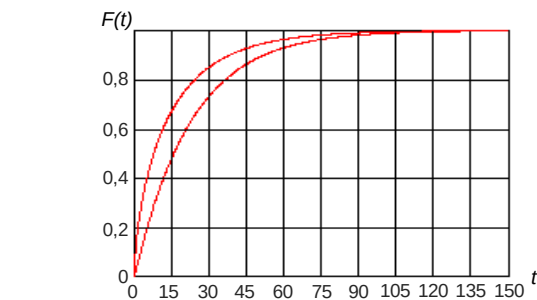


Рис. 4. Функция распределения времени реализации цикла мониторинга

Fig. 4. The Distribution Function of the Time of Realization of the Monitoring Cycle

Модель процесса маршрутизации пакетной радиосети

Маршрутизация является процессом определения маршрута следования информации в сетях связи. В модели OSI маршрутизация является функцией сетевого уровня, где выполняет:

- поддержание маршрутно-адресных таблиц (МАТ) и обмен информацией об изменениях в топологии сети с другими маршрутизаторами; эта функция реализуется с помощью одного или нескольких протоколов маршрутизации либо при помощи статически настроенных МАТ;

– перенаправление пакетов с входного интерфейса маршрутизатора на выходной интерфейс в зависимости от МАТ; при необходимости маршрутизатор может произвести переупаковку пакета из одного вида канального уровня в другой.

Процесс маршрутизации использует МАТ, протоколы и алгоритмы маршрутизации, чтобы определить наиболее эффективный путь для пересылки пакета. Формирование МАТ может быть выполнено как статическим методом, так и динамическим [5].

Анализ существующих протоколов маршрутизации представлен в [5]. С целью минимизации служебной нагрузки было предложено новое алгоритмическое решение. В [6] предложен способ оперативного управления потоками данных в сетях с коммутацией пакетов (способ зондирования) для контроля состояния сети и построения плана распределения потоков данных в условиях высокой неоднородности каналов и динамических структурных изменений КВ-радиосети. UML-диаграмма разработанного способа представлена на рисунке 5.

На базе представленного решения может быть разработано множество вариантов решений процесса зондирования, например, безадресное, адресное или взвешенное зондирование [6, 7]. В таблице 2

приведена краткая характеристика вариантов реализации зондирования. На основании представленных сведений приведем сравнительные результаты (рисунок 6) вариантов реализации зондирования.

Выявлено (см. рисунок 6а), что время сходимости при использовании взвешенного алгоритма зондирования на 30 секунд больше при скорости 1200 бит/с, чем при адресном зондировании. Так-

же выявлено, что время сходимости не превышает 10 секунд при скорости более 9600 бит/с.

Показано (см. рисунок 6), что служебная нагрузка при использовании алгоритма взвешенного зондирования не превышает 10 % от общей, что обеспечивает выполнение требований по оптимальному использованию накладных расходов.

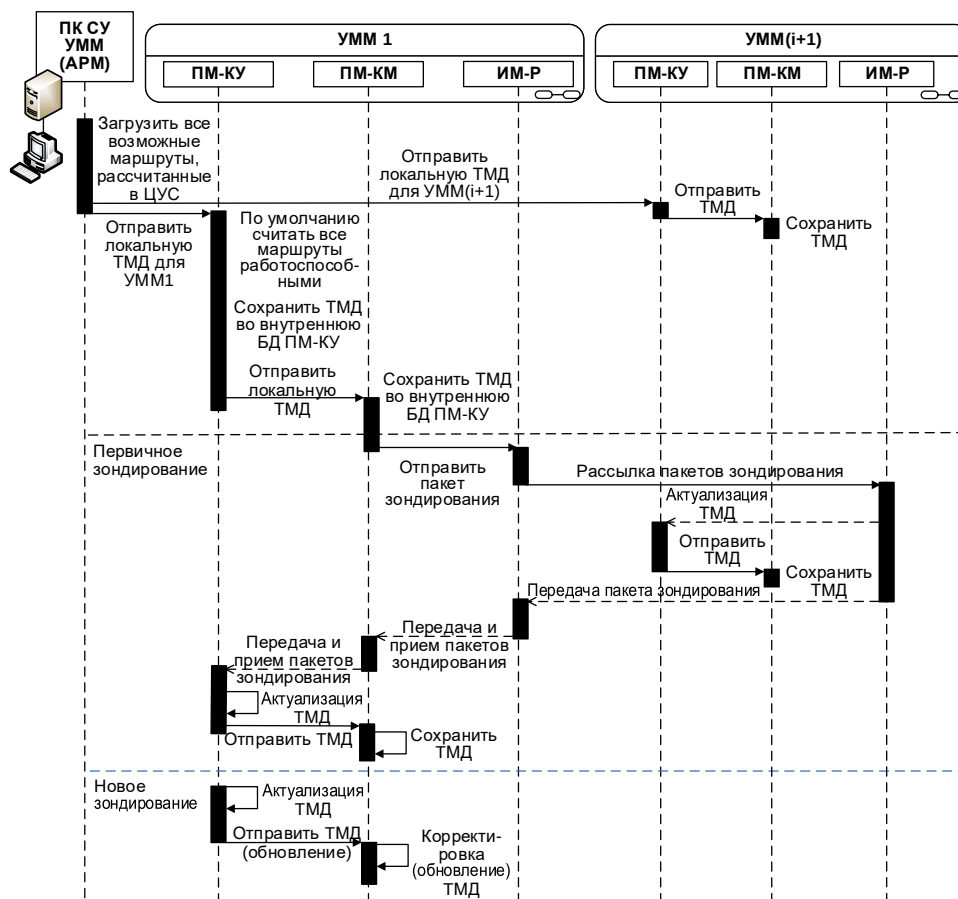


Рис. 5. UML-диаграмма реализации алгоритма зондирования сети

Fig. 5. UML Diagram of the Implementation of the Network Sensing Algorithm

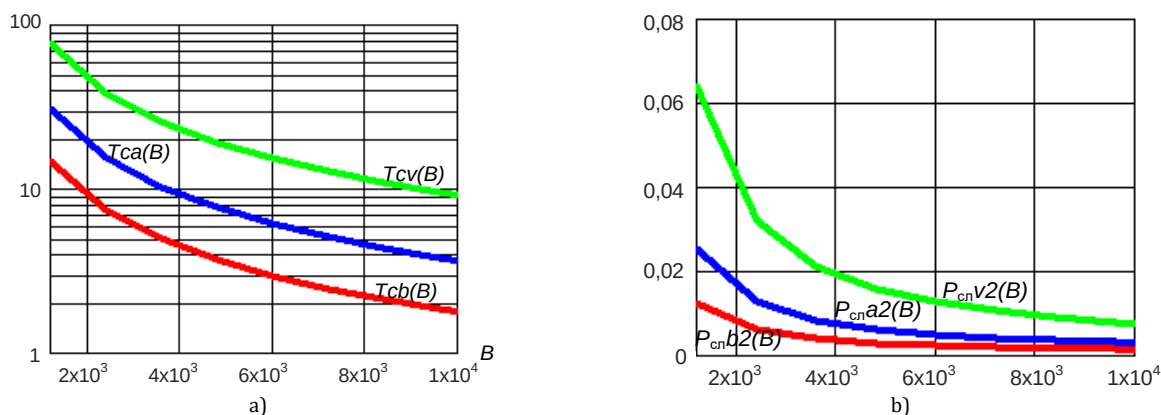


Рис. 6. Графики зависимости: а) времени сходимости протокола маршрутизации на основе алгоритма зондирования от скорости в канале (B); б) служебной загрузки Рсл от скорости в канале (B) при цикле зондирования 1200 с

Fig. 6. Dependency graph: а) time convergence of the routing protocol based on the sensing algorithm from the speed in the channel (B); б) Psl service load from the speed in the channel (B) with a sensing cycle of 1200 s

ТАБЛИЦА 2. Варианты реализации зондирования

TABLE 2. Variants of Sensing Implementation

Параметр	Варианты реализации зондирования		
	Безадресное	Адресное	Взвешенное
Построение МАТ	Да	Да	Да
Построение матриц смежности	Нет	Да	Нет
Построение матриц весов	Нет	Нет	Да
Содержание служебного сообщения (зонда)	Порядковый номер узла ($P_{ном} = 1$ бит)	Адреса смежных узлов в маршруте ($P_{адр} = 6$ бит)	Адреса смежных узлов в маршруте ($P_{адр,кс} = 8$ бит)
Размер зонда, бит, где $P_{заг} = 64$ бит	$P_b = P_{заг} + P_{ном} * N$	$P_a = P_{заг} + P_{адр} * N$	$P_v = P_{заг} + P_{адр,кс} * N$
Результат	Сокращение служебного трафика. Обеспечение быстрой реакции.	Решение задачи распределения потоков. Контроль топологии сети.	Решение задачи распределения потоков. Полный контроль состояния сети.

Выполнение задачи маршрутизации с применением метода зондирования предполагается в два этапа.

Этап 1. Формирование МАТ

Формирование МАТ предложено реализовать одним из вариантов зондирования: безадресным, адресным, взвешенным.

Объем служебных (Рсл) сообщений зависит от выбранного алгоритма зондирования. Например, для сети из 32 узлов и минимальной связностью 3 для безадресного алгоритма зондирования Рсл соответствует 96 бит, для адресного алгоритма зондирования Рсл = 256 бит, для взвешенного алгоритма зондирования Рсл = 320 бит.

На основании полученных результатов предлагается использовать для формирования маршрутно-адресных таблиц алгоритм взвешенного зондирования в радиосети ДКМВ-диапазона.

Этап 2. Выбор маршрута для передачи данных

Формирование маршрута для передачи данных обеспечивается алгоритмом адаптивной одношаговой маршрутизации по запросу (рисунок 7).

Модель процесса функционирования пакетной радиосети в условиях реализации атак

Гарантированная передача данных по каналам пакетной радиосети, являющейся межвидовой резервной сетью связи, может быть нарушена под влиянием внешних дестабилизирующих факторов. В то же время эти факторы способствуют несоблюдению принципов конфиденциальности, целостности и доступности информации, тем самым нарушая безопасность ее передачи. Одним из таких воздействий является атака «Взлом паролей», в ходе которой нарушитель стремится получить доступ к

системе от имени доверенного пользователя. Однако данные атаки будут иметь абсолютно другие последствия, если нарушитель получает доступ в систему от имени доверенного пользователя. В этом случае, наличие системы безопасности и ее исправная работа не гарантирует обеспечения конфиденциальности, целостности и доступности информации.



Рис. 7. Алгоритм адаптивной одношаговой маршрутизации по запросу

Fig. 7. Adaptive One-Step Routing Algorithm on Request

Рассмотрим разработанную модель реализации атаки «Взлом паролей». Пусть задана пакетная радиосеть [1, 10], которая функционирует в условиях воздействия угрозы несанкционированного доступа к передаваемой информации. Предполагается, что нарушитель имеет непосредственный доступ к устройству, в котором необходимо взломать пароли. При реализации атаки «Взлом паролей» нарушитель активирует атакуемое устройство и инициализирует BIOS за среднее время $\bar{t}_{уст}$ с функцией распределения $B3(t)$. После инициализации BIOS с вероятностью $P_{ат}$ изменяются настройки первичной загрузки за среднее время $\bar{t}_{настр}$ с функцией распределения $C3(t)$. Далее за среднее время $\bar{t}_{нос}$ с функцией распределения $D3(t)$ устанавливается сменный носитель, на него пере-

дается управление за среднее время $\bar{t}_{упр}$ с функцией распределения $F3(t)$ и с вероятностью $P_{ос}$ происходит загрузка альтернативной операционной системы устройства за среднее время $\bar{t}_{ос}$ с функцией распределения $G3(t)$. После этого нарушитель копирует файлы SAM и SYSTEM на электронный носитель за среднее время $\bar{t}_{сс}$ с функцией распределения $H3(t)$ и носитель извлекается из атакуемого устройства за среднее время $\bar{t}_{нос}$ с функцией распределения $D3(t)$.

На втором уровне атаки нарушитель действует удаленно без непосредственного доступа к атакуемому устройству. Устанавливается программа подбора паролей за среднее время $\bar{t}_{уст}$ с функцией распределения $J3(t)$, далее за среднее время $\bar{t}_{нос}$ с функцией распределения $D3(t)$ устанавливается сменный носитель. После этого за среднее время $\bar{t}_{зап}$ с функцией распределения $K3(t)$ установленная программа запускается и подбирает нужный пароль, сравнивая информацию, хранящуюся в скопированных файлах SAM и SYSTEM за среднее время $\bar{t}_{подб}$ с функцией распределения $L3(t)$. С вероятностью $P_{пар}$ проводимые мероприятия будут выпол-

нены успешно. В случае, если пароль подобрать не удалось, программа подбора запускается вновь.

Третий уровень алгоритма может выполняться как удаленно, так и при непосредственном доступе к устройству. Удаленное выполнение возможно за счет загрузки альтернативной операционной системы, выполненной на первом уровне. Нарушитель включает устройство и инициализирует BIOS за среднее время $\bar{t}_{уст}$ с функцией распределения $B3(t)$, после чего производит ввод выбранного пароля за среднее время $\bar{t}_{ввод}$ с функцией распределения $M3(t)$. С вероятностью $P_{взлом}$ пароль подобран верно. В случае неуспешного подбора нарушитель вновь запускает программу подбора паролей [11, 12].

Моделирование выделенных этапов реализации атаки проводилось в компьютерной среде имитационного моделирования AnyLogic [13] согласно исходным данным (таблица 3), полученным в ходе экспертной оценки разработанного алгоритма модели. Области просмотра этапов реализации атаки представлены на рисунках 8–10.

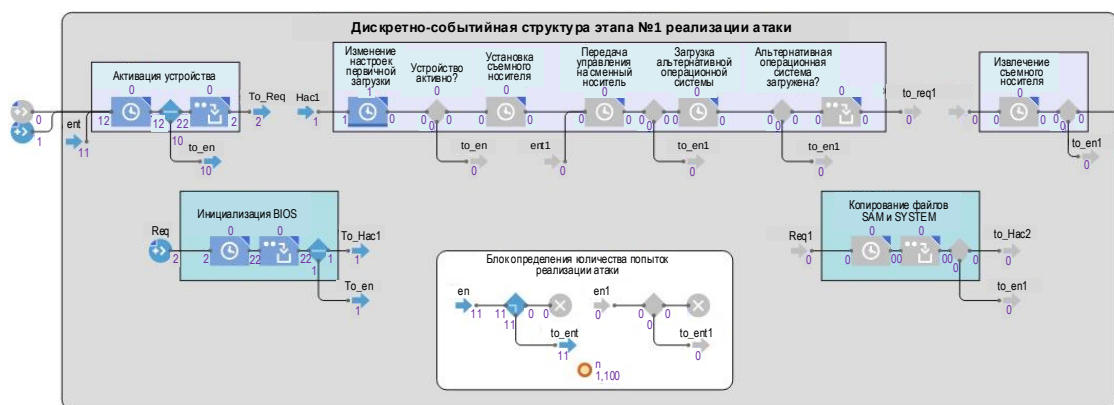


Рис. 8. Копирование необходимых файлов (уровень 1)

Fig. 8. Copying All the Required Files (Level 1)



Рис. 9. Подбор пароля (уровень 2)

Fig. 9. Password Selection (Level 2)



Рис. 10. Установление соединения (уровень 3)

Fig. 10. Establishing a Connection (Level 3)

В случае неуспешной реализации атаки нарушитель предпринимает повторную попытку совершения несанкционированного доступа. При этом число таких попыток (n) зависит от возможности нарушителя оставаться необнаруженным в ходе выполнения атаки, а также его оснащенности и подготовленности. С учетом этого получена вероятность успешного выполнения атаки «Взлом паролей» для 1000 попыток реализации. В случае неуспешного осуществления одного из этапов

атаки нарушитель осуществляет повторную попытку в соответствии с заданным числом попыток реализации (n).

Полученные вероятностно-временные характеристики реализации атаки без учета дополнительных факторов обеспечения безопасности передачи информации представлены на рисунках 11а и 12а, а с учетом отсутствия предварительной информации об объекте атаки – на рисунках 11б и 12б.

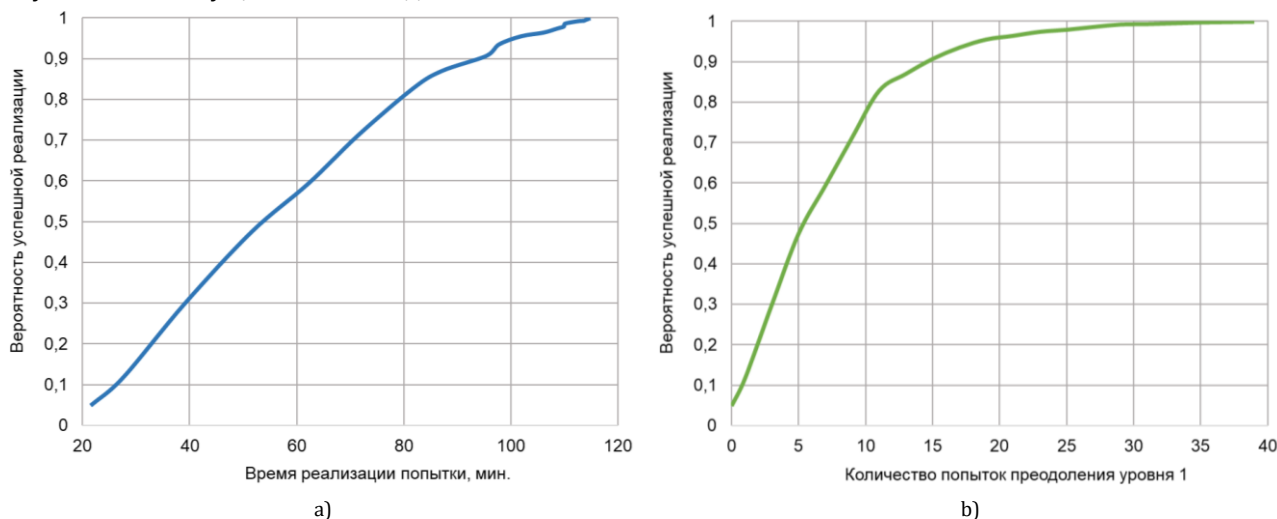


Рис. 11. Вероятностно-временные характеристики реализации атаки «взлом паролей»:
а) без учета дополнительных факторов обеспечения безопасности передачи информации;
б) с учетом отсутствия предварительной информации об объекте атаки

Fig. 11. Probabilistic-Characteristics of the Implementation of the "Password Hacking" Attack:
a) without Taking into Account Additional Factors for Ensuring the Security of Information Transfer;
b) Taking into Account the Lack of Preliminary Information About the Object of the Attack

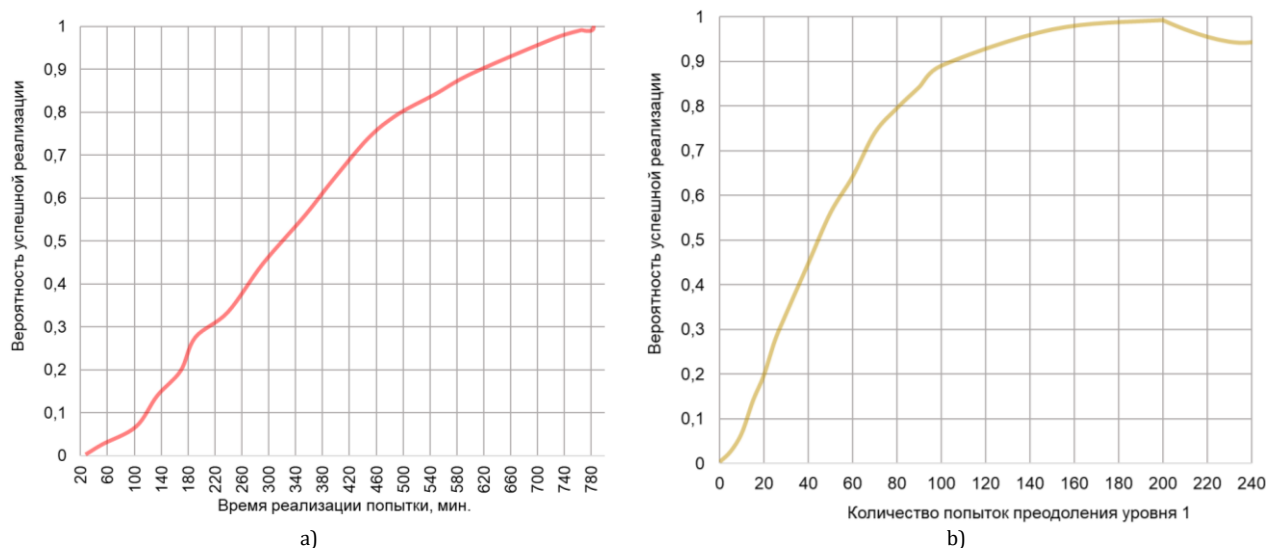


Рис. 12. Зависимость вероятности успешной реализации атаки от количества попыток реализации:
а) без учета дополнительных факторов обеспечения безопасности передачи информации;
б) с учетом отсутствия предварительной информации об объекте атаки

Fig. 12. Dependence of the Probability of Successful Implementation of the Attack on the Number of Implementation Attempts:
a) without Taking into Account Additional Factors for Ensuring the Security of Information Transfer;
b) Taking into Account the Lack of Preliminary Information About the Object of the Attack

Анализ полученных результатов (см. рисунки 11 и 12) позволяет сделать вывод, что среднее время реализации атаки «Взлом паролей» с вероятностью не менее 0,8 составляет 80 минут. При этом доста-

точно осуществить около 10 попыток реализации атаки, что позволяет говорить о необходимости разработки механизмов защиты.

ТАБЛИЦА 3. Вероятностно-временные характеристики реализации атаки

TABLE 3. Probabilistic-Time Characteristics of the Attack Implementation

№ п/п	Характеристика действий нарушителя	Аббр.	Значение
1.	Активация устройства и инициализация BIOS	$\bar{t}_{уст}$	7 секунд
2.	Функция распределения времени $\bar{t}_{ат}$	$B3(t)$	normal (5, 10)
3.	Изменение настроек первичной загрузки	$\bar{t}_{настр}$	20 секунд
4.	Функция распределения времени $\bar{t}_{алг}$	$C3(t)$	normal (15, 30)
5.	Вероятность активации устройства	$P_{ат}$	normal (0.3, 0.99)
6.	Установка съемного носителя	$\bar{t}_{нос}$	5 секунд
7.	Функция распределения времени $\bar{t}_{нос}$	$D3(t)$	normal (2, 10)
8.	Передача управления на носитель	$\bar{t}_{упр}$	7 секунд
9.	Функция распределения времени $\bar{t}_{упр}$	$F3(t)$	normal (5, 10)
10.	Загрузка альтернативной операционной системы	$\bar{t}_{ос}$	20 минут
11.	Функция распределения времени $\bar{t}_{ос}$	$G3(t)$	normal (10, 30)
12.	Вероятность успешной загрузки альтернативной операционной системы	$P_{ос}$	normal (0.3, 0.99)
13.	Копирование файлов SAM и SYSTEM	$\bar{t}_{ss}$	10 секунд
14.	Функция распределения времени $\bar{t}_{ss}$	$H3(t)$	normal (5, 15)
15.	Установка программы подбора паролей	$\bar{t}_{уст}$	2 минуты
16.	Функция распределения времени $\bar{t}_{уст}$	$J3(t)$	normal (1, 3)
17.	Запуск программы подбора паролей	$\bar{t}_{зап}$	20 секунд
18.	Функция распределения времени $\bar{t}_{зап}$	$K3(t)$	normal (10, 30)
19.	Процесс подбора паролей	$\bar{t}_{подб}$	1 час
20.	Функция распределения времени $\bar{t}_{подб}$	$L3(t)$	normal (0.2, 2)
21.	Вероятность подбора пароля	$P_{пар}$	normal (0.2, 0.99)
22.	Ввод выбранного пароля	$\bar{t}_{ввод}$	10 секунд
23.	Функция распределения времени $\bar{t}_{ввод}$	$M3(t)$	normal (5, 15)
24.	Вероятность успешного подбора пароля	$P_{взлом}$	normal (0.3, 0.99)

С учетом отсутствия предварительной информации об объекте атаки, среднее время реализации атаки «Взлом паролей» с вероятностью более 0,8 составляет 480 минут. При этом достаточно осуществить около 80 попыток преодоления 1 уровня реализации атаки, что значительно превышает существующие требования по разведзащищенности систем связи различного назначения.

Современные системы защиты информации должны работать не только на программном, но и на техническом уровне. Как показало исследование, проведение атаки «Взлом паролей» достаточно трудоемкий, но при этом выполнимый процесс, который под силу осуществить подготовленному и технически оснащенному нарушителю. Чтобы усложнить задачу подбора пароля, необходимо придерживаться ряда рекомендаций по безопасности и защите информации.

Заключение

В работе представлены частные решения модели функционирования и управления пакетной радиосетью КВ-диапазона, в частности модель функционирования системы управления пакетной радиосетью, модуль процесса маршрутизации пакетной радиосети, модель процесса функционирования пакетной радиосети в условиях реализации атак. Представленные частные модели позволили получить вероятностно-временные характеристики функционирования пакетной радиосети КВ-диапазона.

Выполнено имитационное и аналитическое моделирование процессов управления проектируемой перспективной пакетной радиосетью КВ-диапазона в рамках разработанной концептуальной модели системы управления, что позволило сделать вывод об эффективности предложенных решений по разноуровневому управлению сетью.

Стоит также отметить, что коллективом авторов реализовано специальное программное обеспечение системы управления перспективной пакетной радиосетью, что подтверждено свидетельствами о регистрации программ для ЭВМ [14, 15].

Список используемых источников

1. Присяжнюк С.П., Присяжнюк А.С. Модель управления когнитивной дециметрового радиосетью // Информация и космос. 2018. № 4. С. 44–48.
2. Гребешков А.Ю. Управление сетями электросвязи по стандарту TMN: учеб. пособие. М.: Радио и связь, 2004. 155 с.
3. Сахарова М.А., Канаев А.К. Управление состоянием сети передачи данных оперативно-технологического назначения // Международная конференция по мягким вычислениям и измерениям. 2018. Т. 1. С. 470–472.
4. Привалов А.А. Метод топологического преобразования стохастических сетей и его использование для анализа систем связи ВМФ. СПб.: ВМА, 2000. 166 с.
5. Каплин А.Ю., Канаев А.К., Коротин А.А., Лямаев Д.Б., Сахарова М.А., Лукичев М.М. Исследование влияния протоколов маршрутизации на функционирование MANET сетей специального назначения и определение условий моделирования // Радиоэлектронные комплексы многоцелевого назначения: сборник научных трудов. СПб.: Политехника, 2016. С. 111–123.
6. Присяжнюк С.П., Аванесов М.Ю. Способ оперативного управления потоками данных в сетях с коммутацией пакетов. Патент на изобретение RU 2574814 от 12.08.2014. Опубл. 10.02.2016. Бюл. № 4.
7. Аванесов М.Ю. Оперативное управление потоками данных в мультисервисных сетях связи. СПб.: БГТУ, 2007. 87 с.

8. Канаев А.К., Опарин Е.В. Формирование процесса управления безопасностью организации, реализующей технологический процесс // 73-я Всероссийская научно-техническая конференция, посвященная Дню радио: сборник трудов. СПб: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В.И. Ульянова (Ленина), 2018. С. 302–303.

9. Р 50.1.053. Информационные технологии. Основные термины и определения в области технической защиты информации. Введ. с 01.01.2006. Москва: Стандартинформ, 2005. 12 с.

10. Присяжнюк С.П., Присяжнюк А.С., Сахарова М.А., Логин Э.В. Дискретно-событийная модель функционирования пакетной радиосети КВ-диапазона общего пользования // Информация и космос. 2019. № 2. С. 41–48.

11. Ануфренко А.В., Канаев А.К., Логин Э.В. Модель воздействия злоумышленника на фрагмент транспортной сети связи на основе технологии Carrier Ethernet // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 3. С. 17–25. DOI:10.31854/1813-324X-2018-4-3-17-25

12. Канаев А.К., Марченко Д.В., Субботин Д.В. Модели функционирования транспортной сети связи специального назначения, учитывающие высокую динамику изменения состояний сети вследствие внешнего воздействия // VII Международная научно-техническая и научно-методическая конференция. Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО 2018, Санкт-Петербург, Россия, 28 февраля–01 марта 2018 г.): сборник статей. Санкт-Петербург: СПбГУТ, 2018. С. 304–308.

13. Боев В.Д., Кирик Д.И., Сыпченко Р.П. Компьютерное моделирование: Пособие для курсового и дипломного проектирования // СПб.: ВАС, 2011. 348 с.

14. Присяжнюк А.С., Сахарова М.А., Беляев Д.О., Ильюшко Д.В., Бочаров П.М., Овчинников Г.Р. Программный комплекс контроля и мониторинга радиосети. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ. RUS 2019617338 от 27.05.2019. Оpubл. 06.06.2019.

15. Присяжнюк А.С., Сахарова М.А., Логин Э.В. Программа имитационного моделирования процессов функционирования и управления радиосетью связи. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ. RUS 2019613923 от 12.03.2019. Оpubл. 26.03.2019.

* * *

Conceptual Model of HF-Band Packet Radio Network Control System

D. Belyaev¹, A. Kanaev², S. Prisyazhniuk^{1,3}, M. Saharova², R. Sorokin²

¹JSC "Institute of telecommunications",
St. Petersburg, 194100, Russian Federation

²Emperor Alexander I St. Petersburg State Transport University,
St. Petersburg, 190031, Russian Federation

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

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-32-42

Received 2nd December 2019

Accepted 19th February 2020

For citation: Belyaev D., Kanaev A., Prisyazhniuk S., Saharova M., Sorokin R. Conceptual Model of HF-Band Packet Radio Network Control System. *Proc. of Telecom. Universities*. 2020;6(1):32–42. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-32-42

Abstract: The author develop the conceptual control system model to ensure the sustainable projected promising packet radio network HF-band operating. It is proposed to implement the control functions at the Element Management System level on the basis of automated radio centers, and to implement the Network Management System level management functions on the basis of a dedicated server. Such a management approach allows you to build a hierarchical centralized radio network management system architecture. We can observe a simulation modeling for the developed algorithms of the selected radio network control functions. The paper presents the simulation results, namely probabilistic-temporal characteristics of the processes reliability, routing and functioning under attacks.

Keywords: control system, HF-band packet radio network, UML, reliability, routing, safety, simulation.

References

1. Prisyazhniuk A., Prisyazhniuk S. Control model of cognitive decimeter radio network. *Information and Space*. 2018;4(8):44–48. (in Russ.)
2. Grebeshkov A.Yu. *Management of Telecommunication Networks According to the TMN Standard*. Moscow: Radio i sviaz; 2004. 155 p. (in Russ.)
3. Sakharova M.A., Kanaev A.K. Management of the State of a Data Transmission Network for Operational and Technological Purposes. *International Conference on Soft Computing and Measurements*. 2018. vol.1. p.470–472. (in Russ.)
4. Privalov A.A. *The Method of Topological Transformation of Stochastic Networks and its Use for the Analysis of Communication Systems of the Navy*. St. Petersburg: S.M. Kirov Military Medical Academy Publ.; 2000. 166 p. (in Russ.)
5. Kaplin A.Yu., Kanaev A.K., Korotin A.A., Lamaev D.B., Saharova M.A., Lukichev M.M. *Influence of Routing Information Protocols on Functionality of Special Purpose MANET Nets with Determination of Modeling Conditions*. *Multipurpose Electronic Systems*. St. Petersburg: Politehnika Publ.; 2016. p.111–123. (in Russ.)
6. Prisyazhniuk S.P., Avanesov M.Yu. *A Method for Operational Control of Data Flows in Packet-Switched Networks*. Patent RF, no. 2574814, 08.12.2014. (in Russ.)
7. Avanesov M.Yu. *Operational management of data flows in multiservice communication networks*. St. Petersburg: Baltic State Technical University "VOENMEH" named after D.F. Ustinov Publ.; 2007. 87 p. (in Russ.)
8. Kanaev A.K., Oparin E.V. Formation of the Security Management Process of an Organization Implementing a Technological Process. *Proceedings of the 73rd All-Russian Scientific and Technical Conference dedicated to Radio Day*. St. Petersburg: Saint Petersburg State Electrotechnical University "LETI" named after V.I. Ulyanov (Lenin); 2018. PP. 302–303. (in Russ.)
9. P 50.1.053. *Information technologies. Basic terms and definitions in scope of technical protection of information*. 01.01.2006. Moscow: Standardinform Publ.; 2005. 12 p. (in Russ.)
10. Prisyazhniuk S.P., Prisyazhniuk A.S., Sakharova M.A., Login E.V. Discrete-Event Model of Functioning of a Packet Radio Network of the KV Band of General Use. *Information and Space*. 2019;2:41–48 (in Russ.)
11. Anufrenko A., Kanaev A., Login E. Model of the Attacker's Influence on a Fragment of a Transport Communication Network Based on the Carrier Ethernet Technology. *Proc. of Telecom. Universities*. 2018;4(3):17–25. DOI:10.31854/1813-324X-2018-4-3-17-25
12. Kanaev A., Marchenko D., Subbotin D. Model of Functioning of the Transport Networks for Special Purposes, Taking into Account the High Dynamics of the Network Conditions Due to External Influences. *Proceedings of the VIIth International Conference on Infotelecommunications in Science and Education, 28 February–1 March 2018, St. Petersburg, Russian Federation*. St. Petersburg: Saint-Petersburg State University of Telecommunications Publ.; 2018. p. 304–308. (in Russ.)
13. Boev V.D., Kirik D.I., Sypchenko R.P. *Computer Modeling: A Guide for Course and Graduate Design*. St. Petersburg: Telecommunications Military Academy Publ.; 2011. 348 p. (in Russ.)
14. Prisyazhniuk A.S., Sakharova M.A., Belyaev D.O., Ilyushko D.V., Bocharov P.M., Ovchinnikov G.R. *The Software Package for Monitoring and Monitoring the Radio Network*. Computer Registration Certificate, no 2019617338, 27.05.2019. (in Russ.)
15. Prisyazhniuk A.S., Sakharova M.A., Login E.V. *The Program of Simulation of the Processes of Functioning and Control of the Radio Communication Network*. Computer Registration Certificate, no. 2019613923, 12.03.2019 (in Russ.)

Сведения об авторах:

БЕЛЯЕВ Денис Олегович	ведущий программист ЗАО «Институт телекоммуникаций», dobelyaev@gmail.com
КАНАЕВ Андрей Константинович	доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Электрическая связь» Санкт-Петербургского государственного университета путей сообщения Императора Александра I, kanaev@pgups.ru  https://orcid.org/0000-0002-1578-2629
ПРИСЯЖНИК Сергей Прокофьевич	доктор технических наук, профессор, генеральный директор ЗАО «Институт телекоммуникаций», руководитель образовательных программ «Геоинформационные системы» и «Программно-защищенные инфокоммуникации» Национального исследовательского университета ИТМО, office@itain.ru
САХАРОВА Мария Александровна	кандидат технических наук, доцент кафедры «Электрическая связь» Санкт-Петербургского государственного университета путей сообщения Императора Александра I, zuvakamariya@mail.ru
СОРОКИН Роман Павлович	аспирант кафедры «Электрическая связь» Санкт-Петербургского государственного университета путей сообщения Императора Александра I, 123roman456@mail.ru

Optimal Energy Characteristics and Working Parameters of RF Switch Mode Power Amplifier Based on Controllable Current Fed Resonant Inverter

A. Ganbayev^{1, 2}, V. Filin¹

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

²Baku Engineering University,
Baku, AZ0101, Republic of Azerbaijan

*Адрес для переписки: aqanbayev@beu.edu.az

Article info

Received 17th January 2020

Accepted 2nd March 2020

For citation: Ganbayev A., Filin V. Optimal Energy Characteristics and Working Parametries of RF Switch Mode Power Amplifier Based on Controllable Current Fed Resonant Inverter. *Proc. of Telecom. Universities*. 2020;6(1): 43–49. DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-43-49

Abstract: *This article represents us the method for power losses minimizing in transistors of a radio frequency key generator (power amplifying) based on the control method application with overlapping pulses. We see fully formed requirements for the optimal excitation mode, providing maximum efficiency and maximum operating frequency, taking into account the finite times of switching on and off the generator GaN transistors. The article shows the obtained analytical equations for calculating power in a load, loss of efficiency, as well as equations for estimating the maximum operating frequency of the generator depending on the permissible level of losses. The article presents graphics of curves that determine the maximum operating frequency of an RF generator for permissible switching losses on various types of GaN transistors.*

Keywords: *Switch mode power amplifier, generator, power efficiency, pulse-width modulation (PWM), controlled current-fed resonant inverter.*

1. Introduction. The state of the issue

When highly efficient transistor-based power amplifiers (generators with external excitation) of harmonic oscillations are used, circuit design solutions based on resonant inverters are widespread. For high frequency applications (radio frequencies of tens, hundreds of megahertz), the use of nitride-gallium (GaN) transistors in these power amplifiers should be considered an actual task [1, 2]. These transistors have a wide band gap, i.e. they withstand high temperature stresses and have good dynamic characteristics, which allows them to realize switch modes at frequencies up to a few gigahertz.

An important requirement for RF power amplifiers is their ability to linear control of oscillation's amplitude or frequency. This requirement is satisfied by voltage inverters with a series resonant circuit, which are widely used up to the present in powerful radio engineering systems and converter equipment [3, 4]. However, in recent years current inverters with a par-

allel resonant circuit are becoming more common for high-frequency applications. The advantages of such inverters over voltage inverters are as follows:

1) The voltage jump on the transistor when the current is switched in the voltage inverter is approximately equal to the supply voltage, but in the current inverter at the maximum power mode, this jump is tens or hundreds of times smaller and approximately equal to the residual voltage on the transistor in the stationary mode. As a result, the losses at the fronts, which are fundamental at sufficiently high operating oscillation frequencies, are many times reduced, the frequency properties of the inverter improve by 1–2 orders of magnitude, and, accordingly, the efficiency is increased.

2) In the current inverter, almost constant choke current is commutes, i.e. the choke has a significant filtering effect for the high frequency current, which allows reducing the high-frequency filtering capacity of the power source by tens or hundreds of times.

3) The amplitude of the high-frequency voltage does not depend on the load, it is $\pi/2 = 1.57$ times higher than the supply voltage, while in the voltage inverter this amplitude depends on the quality factor of the loaded circuit.

The disadvantage of the classical current fed inverter circuit is the impossibility of operation with excitation pulses of transistors shorter than a half-period of the operating frequency of the oscillations. This is explained by the fact that the choke's current commutes in the pauses between the excitation pulses, is open, the current is broken, the voltage on it and on the transistors theoretically becomes infinite. This makes impossible to control the power (voltage amplitude at the load) using pulse-width modulation (PWM) [6, 7].

In this paper we study a new controlled current-fed resonant inverter circuit, which allows, in particular, power control using PWM and eliminates overvoltage on transistors and on a choke. For this circuit, the optimal excitation mode is considered, which provides maximum efficiency taking into account the finite transistor's times on and off. The maximum possible operating frequency of the power amplifier is estimated depending on the permissible level of losses.

2. Scheme and Principle of Operation

Due to the advantages described above, the current inverter is the most preferred of all switching power amplifiers of harmonic oscillations, including the class E power amplifier known from numerous publications [1, 2, 5], as long as the regulation (modulation) of power using PWM.

When the condition of linearity of the modulation characteristic is satisfied, the current inverter is suitable for creating powerful amplifiers used in radio communication and broadcasting with amplitude (AM), frequency (FM) (phase) and single sideband (SSB) modulations. Such a current inverter, which allows to apply PWM, is proposed at the level of the in-

vention with the priority of 2016 [8]. The circuit of the controlled current-fed resonant inverter is shown in fig. 1, and the voltage and current diagrams on the bridge elements are shown in fig. 2.

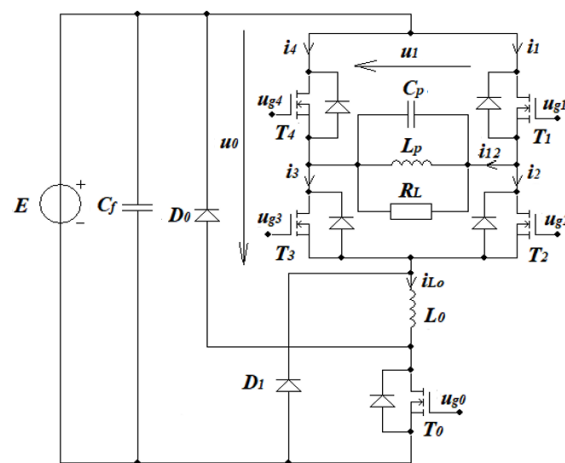


Fig. 1. Scheme of Controlled Current-Fed Resonant Inverter

In this scheme, the choke generator based on the transistor bridge M (T1–T4) is driven by high-frequency rectangular oscillations with a duration equal to half the period T of the operating frequency oscillations (fig. 2a, 2b). The current i_{12} , commuted by the bridge, has a shape close to rectangular pulses and excites the harmonic voltage $u_1(t) = U_m \sin(\omega t)$ on the resonant circuit L_p, C_p, R_L (fig. 2d). The voltage u_0 at the input of the bridge M as a result of switching has a double half-wave form (fig. 2c).

The modulation of the oscillations is achieved by using a switching unipolar T0 amplifier with PWM (class D modulator), the switching frequency of which is chosen much lower than the bridge switching frequency. Due to the presence of a switching modulator and the possibility of regulating the power amplifier supply voltage, in the maximum power mode, the generator is fully utilized by the supply voltage ($U_m = E$).

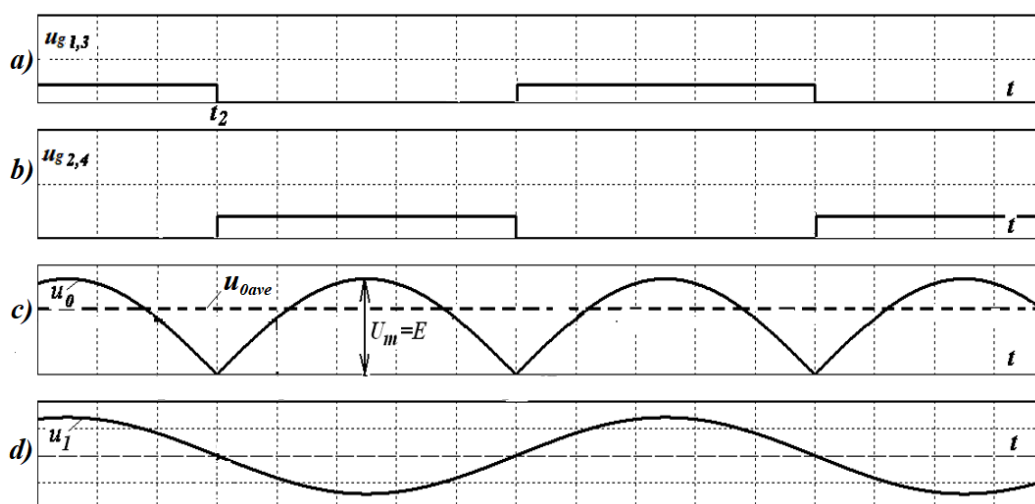


Fig. 2. Time Diagrams of Voltages and Currents in a Controlled Current-Fed Resonant Inverter

The modulation characteristic can be found from the following considerations. Neglecting the small re-

sidual voltages of the transistors operating in the switching mode, can find the average voltage at the

load of the switching mode class D amplifier in the steady state:

$$U_{0M} = \frac{Et_{on}}{T_M}, \quad (1)$$

where t_{on} – is the duration of a rectangular pulse that triggers the transistor T_0 , and T_M – is the repetition period of these pulses. The load of the switching mode class D amplifier is a transistor bridge M with an oscillatory circuit (fig. 1). Due to the small residual voltages of the bridge transistors M , the instantaneous voltage at its input u_0 repeats the voltage on the circuit, and taking into account the commutation, the average voltage U_{0M} (fig. 2d) varies according to the law:

$$U_{0M} = \frac{1}{0,5T} \int_0^{0,5T} U_M \sin \omega t dt = \frac{2U_M}{\pi}. \quad (2)$$

The average voltage on the choke in the steady state is zero, therefore, algebraically summing (1) and (2) we obtain the modulation characteristic:

$$\frac{U_M}{E} = 0,5\pi \frac{t_{on}}{T_M}, \quad (3)$$

when t_{on} varies from 0 to $2T_M/\pi$, the voltage amplitude on the circuit U_M varies linearly from zero to the maximum value of E .

A feature of the circuit is also the presence of a recovery diode D_1 , which is necessary to eliminate over-voltages on the transistors and return excess energy (through the $D_0 L_0 D_1$ circuit) to the filter capacitance C_f of the source E at times when the choke L_0 current is broken during the switching process when the transistors M are locked.

Thus, the insertion of a modulator into the circuit, which introduces only two additional elements (a transistor T_0 and a diode D_0) and a recovery diode D_1 to the circuit, does not significantly complicate the circuit and pays off by improving the energy and frequency properties of the proposed switching choke generator [9].

3. Excitation Mode Optimization of Current-Fed Resonant Inverter at High Frequencies

We consider optimal operation mode of the investigated power amplifier with minimal switching losses. Let us analyze the time diagrams of currents and voltages during the excitation of transistors of the bridge M with overlapping control pulses at the gates. Changes in the output currents of real transistor switches with finite turn-on and turn-off times are approximated by linear relationships when optimizing the mode.

In the initial state ($t \leq t_1$) in (fig. 3a-e) with the voltage $u_{g1,3}$ (fig. 3a), transistors T_1 and T_3 are turned on, $i_1 = i_{12}$ (fig. 3e). It is advisable to start switching the bridge M by turning on the transistors T_2, T_4 with the voltage $u_{g2,4}$ (fig. 3d). This inclusion should be made

at the time $t = t_1$, when u_1 and $u_0 \approx u_1$ (fig. 3c, d) are positive and sufficiently small in value:

$$u_1(t_1) = U_m \sin[\omega(t_2 - t_1)] = U_m \sin(\omega t_{op}), \quad (4a)$$

$$t_{op} = t_2 - t_1, \quad (4b)$$

i.e., with some lead t_{op} relative to the zero point of voltage u_1 . In the time interval $t_1 \leq t \leq t_2$, the voltage $u_1 \approx u_0$ is applied to the opened transistors T_2 and T_4 in the forward direction, as a result of which the current i_2 begins to flow through them (fig. 3e). Moreover, $i_{L0} = I_0 = \text{const}$, the current $i_1 = I_0 - i_2$ of the opened transistors T_1 and T_3 decreases with increasing i_2 .

By the time $t = t_2$ $i_1 = i_2 = \frac{1}{2}I_0$, $i_{12} = i_1 - i_2 = 0$. At this moment, by the voltage $u_{g1,3}$ (fig. 3a), the diagonal T_1, T_3 is closed and the current i_1 continues to decrease at $t > t_2$, when the voltage u_1 is already applied to these transistors in the forward direction. The current $i_2 = I_0 - i_1$ increases and at the moment $t = t_3$ $i_1 = 0$, $i_2 = I_0$. On this, the process of switching current i_{12} by the bridge M ends.

In order to avoid excessive losses in transistors T_2 and T_4 when they are turned on, the voltage $u_1(t_1)$ applied to them (fig. 3c) and $u_1(t)$ at $t_1 \leq t \leq t_3$, as well as the corresponding lead time t_{op} , should be as small as possible, but large enough to support the switching process.

The calculated rate of increase of current i_2 in the interval $t_1 \leq t \leq t_3$ should be higher than the rate of decrease of current i_1 . Otherwise, it may turn out that $i_1 + i_2 < I_0$. This will cause a sharp voltage surge u_0 under the influence of the self-induction EMF in the inductor L_0 to the value L_0 , at which the recovery diode D_1 opens and switching losses increase.

Practically possible to take in:

$$t_{op} = t_2 - t_1 = \gamma t_{on}, \quad (5a)$$

$$\gamma = 2 \div 3, \quad (5b)$$

here t_{on} – the time the transistor is turned on at the rated voltage and current growth i_1 from zero to $0,5I_0$:

$$t_{on} = 0,5I_0/S_{on}, \quad (6a)$$

$$S_{on} = i_{nom}/t_{on.nom}, \quad (6b)$$

$$t_1 \leq t \leq t_2, \quad (6c)$$

where i_{nom} and $t_{on.nom}$ are the nominal passport values of the current and the on-time of the transistor.

The safety factor γ should be chosen greater than unity, since the transistors T_2, T_4 are turned on at low voltages $u_1(t)$, $t_1 \leq t \leq t_2$ (fig. 3d), and this voltage is divided in half between the transistors T_2 connected in series, T_4 .

If the load circuit L_P, C_P, R_L (fig. 1) is tuned to the resonance at the conversion frequency ω , then the first harmonic of the current i_{12} (fig. 3e) supplied to the circuit must be in phase with the voltage u_1 (fig. 3c) on it. With the accepted linear approximation i_{12}

(fig. 3e), this means that the moments $t_2 + \frac{nT}{2}$ of the passage through zero of the voltage $u_1(t)$ and current $i_{12}(t)$ coincide.

For a fixed switching interval $t_1 \leq t \leq t_3$, the switching losses are minimal, since the voltage values

$u_1(t_1) = |u_1(t_3)|$ (fig. 3c) are minimal in absolute value. The shift of this time interval along the t axis leads to an increase in one of these boundary stresses and an increase in losses, since they are proportional to the square of the voltage.

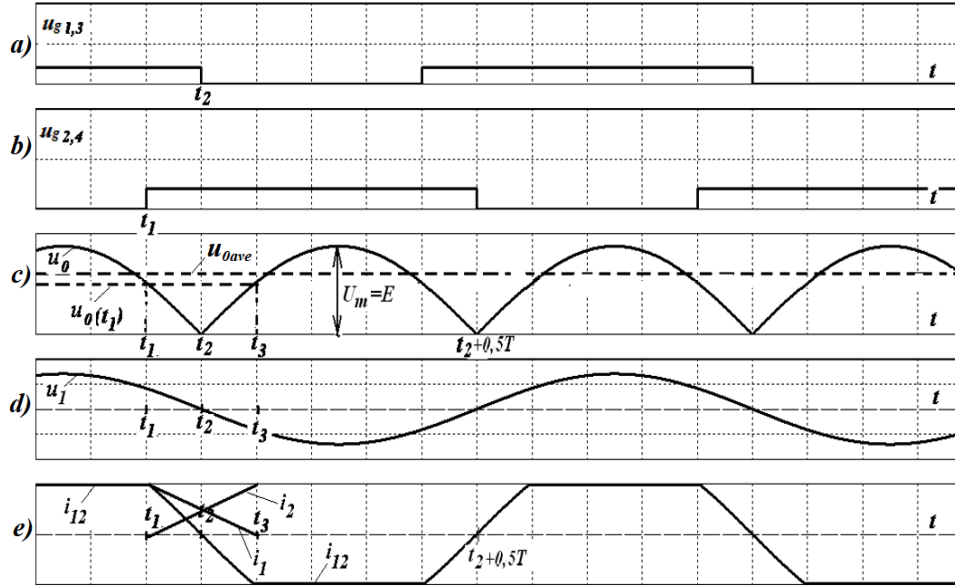


Fig. 3. Time Diagrams of Voltages and Currents in a Controlled Current-Fed Resonant Inverter with optimized excitation mode

From the above consideration it is seen that the optimal mode of operation is possible, in which a current break does not occur. This theoretically allows you to work without a recovery diode D_1 and increase the use of the transistor of the amplifier T_0 voltage. However, practically this should not be done, since during “abnormal” modes (malfunction of the oscillatory circuit, violation of the excitation mode of transistors, etc.), situations may occur with current breaks i_{0L} of the inductor L_0 and the occurrence of sharp voltage surges on it, leading to transistor failure.

It is important to note that in normal mode neither reverse transistor diodes nor the recovery diode D_1 participate in the power amplifier operation. This reduces switching losses and improves the frequency properties of the generator. The influence of the diode D_0 of a unipolar switching amplifier T_0 can be minimal if its conversion frequency is chosen sufficiently low (many times lower than the frequency of the generator).

4. Basic equations. Switching and conduction losses

To determine the output power, it is necessary to determine the first harmonic I_m of the current i_{12} (fig. 3e), applied to the load circuit L_P, C_P, R_L with the amplitude of the voltage $U_m=E$ (fig. 3c). The first harmonic of the periodic oscillation of the trapezoidal form is expressed by the well-known formula, which is applicable to i_{12} (fig. 3e):

$$I_m = \frac{4I_0 \sin \omega \gamma t_{on}}{\pi \omega \gamma t_{on}} \cong \frac{4I_0}{\pi} \left[1 - \frac{(\omega \gamma t_{on})^2}{6} \right], \quad (7)$$

where, t_{on} is the turn-on time of the transistor at the rated voltage and the rise of the current i_1 flowing through the transistor from zero to $0.5I_0$, γ - safety factor, that should be chosen greater than one, since the switching on of transistors T_2, T_4 occurs at low voltages $u_1(t)$ (Fig. 3d), and the voltage should be divided in half between the series-connected transistors T_2, T_4 .

This approximate equality is obtained by expanding the sinusoidal function in a series and gives a high accuracy of calculation, since in practice the phase angle $\omega \gamma t_{on}$ is usually much smaller than unity (one radian). Without considering the correction term in square brackets, formula (4) gives the value of the first harmonic for rectangular oscillations (meanders), i.e. the fronts of trapezoidal oscillations i_{12} (fig. 3e), if they are relatively small, have a very weak effect on the amplitude value of the first harmonic I_m . Thus, the power in the load (tuned to the resonance circuit):

$$\begin{aligned} P_L &= \frac{1}{2} U_m I_m = \frac{1}{2} E \frac{4I_0}{\pi} \frac{\sin \omega \gamma t_{on}}{\omega \gamma t_{on}} \cong \\ &\cong \frac{2}{\pi} E I_0 \left[1 - \frac{(\omega \gamma t_{on})^2}{6} \right]. \end{aligned} \quad (8)$$

Energy loss when two transistors T_2, T_4 are connected in series, can be estimated according to $i_{12}(T) = I_0 \frac{T}{\gamma t_{on}}, u_1(T) = U_m \sin(\omega T) \approx E \omega T, \gamma t_{on} \geq T \geq 0$:

$$\begin{aligned} W_{on} &= \int_0^{\gamma t_{on}} i_{12}(T) u_1(T) dT = \frac{EI_0 \omega}{\gamma t_{on}} \int_0^{\gamma t_{on}} t^2 dT = \\ &= EI_0 \frac{(\gamma t_{on})^2}{3} \omega. \end{aligned} \quad (9)$$

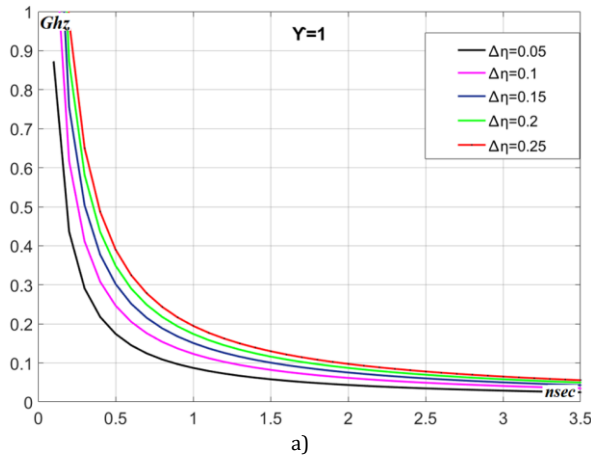
With the adopted linear symmetric approximation of the current $i_{12}(t)$, the energy loss W_{off} when the pair of transistors T_1, T_3 is turned off is approximately equal to W_{on} (9). Thus, the total power switching losses of four transistors at a frequency $f_o = \frac{\omega}{2\pi}$ can be estimated by the equation:

$$P_{sw} = (W_{on} + W_{off})f_o = \frac{4\pi}{3}EI_0(\gamma t_{on})^2 f_o^2. \quad (10)$$

Switching loss of efficiency:

$$\Delta\eta_{sw} \cong \frac{P_{sw}}{P_L} \cong \frac{2\pi^2}{3}(\gamma t_{on})^2 f_o^2. \quad (11)$$

These losses are very small at relatively low frequencies f_o and increase sharply with increasing f_o . If



we limit $\Delta\eta_{sw} = 0,01\Delta$ (1 %), then can find the limiting operating frequency of the transistor:

$$f_{o,max} = \sqrt{\frac{0,03}{2\pi^2} \frac{1}{\gamma t_{on}}} = \frac{0,04}{\gamma t_{on}}. \quad (12)$$

The family of curves is shown in the fig. 4a and fig. 4b to determine the maximum operating frequency of the RF power amplifier. The fig.4a shows the dependence of the maximum operating frequency on the time the transistor is turned on. In the calculation, the safety factor γ was taken equal to unity. The curves shown were obtained at different values of the efficiency loss $\Delta\eta_{sw}$. In fig. 4b the dependence curves are shown for losses of efficiency equal to 25 % and different values of the safety factor γ .

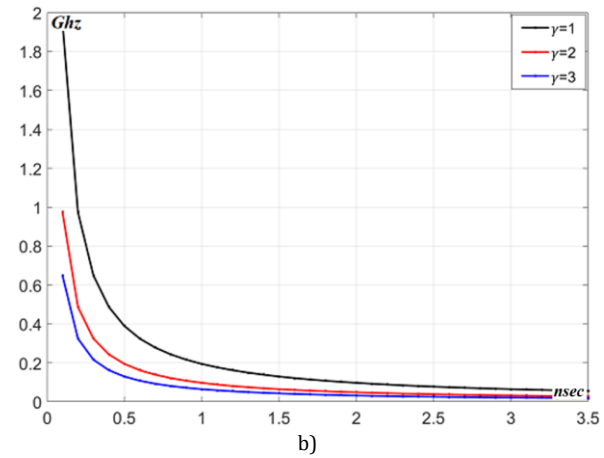


Fig. 4. Dependence of Maximum Frequency on the Turn-on Time for Different Values of a) $\Delta\eta_{sw}$; b) γ

If we assume that the transistors of the bridge M have a residual voltage $U_{res} = I_0 R_{sat}$ in the switch mode, not dependent on current, then in the amplifier there are conduction losses. Energy losses in this situation when two transistors T_2, T_4 are connected in series and switched on, can be estimated according to $i_{12}(t) = I_0 \frac{t}{\gamma t_{on}}, u_1(t) = U_{res}, T/2 \geq t \geq 0$:

$$W_{cond} = 2 \int_0^{T/2} i_{12}(t) u_1(t) dt = 2 \frac{I_0^2 R_{sat}}{\gamma t_{on}} \int_0^{T/2} t dt = \frac{I_0^2 R_{sat}}{\gamma t_{on}} \frac{1}{4f_o^2}, \quad (13)$$

where R_{sat} – internal resistance of bridge transistors in saturation mode.

Energy loss for transistor T_0 can be founded by next equation:

$$W_0 = \int_0^{DT_M} i_{L0}(t) u_1(t) dt = I_0^2 R_{sat0} \int_0^{DT_M} dt = \frac{DI_0^2 R_{sat0}}{f_M}, \quad (14)$$

where, $i_{L0}(t) = I_0 = \text{const}$ – current flowing through choke and transistor T_0 , D -duty cycle of PWM pulses, f_M -modulator frequency, R_{sat0} – internal resistance of T_0 transistor in saturation mode.

Then total power loss in the inverter for all transistors will be equal:

$$P_{cond} = 2W_{cond}f_o + W_0f_M = \frac{I_0^2 R_{sat}}{\gamma t_{on}} \frac{1}{2f_o} + DI_0^2 R_{sat0}. \quad (15)$$

Since there is no energy recovery, the power supplied to the generator (bridge M):

$$P_0 = U_{0M} I_0 = \frac{2}{\pi} EI_0 \cos \omega \gamma t_{on}. \quad (16)$$

Then, conduction losses of electronic efficiency is determined by:

$$\Delta\eta_{cond} = \frac{P_{cond}}{P_0} = \frac{\pi}{2E \cos \omega \gamma t_{on}} \times \left(\frac{R_{sat}}{\gamma t_{on}} \frac{1}{2f_o} + DR_{sat0} \right). \quad (17)$$

Fig. 5 show the dependence curves for real GaN transistors, the data for the calculation of which are obtained from the manufacturer's technical documentation. The fig. 5a shows the dependence of the maximum operating frequency versus the switching losses. The fig. 5b shows the dependence of the conduction losses versus the operating frequency of the generator.

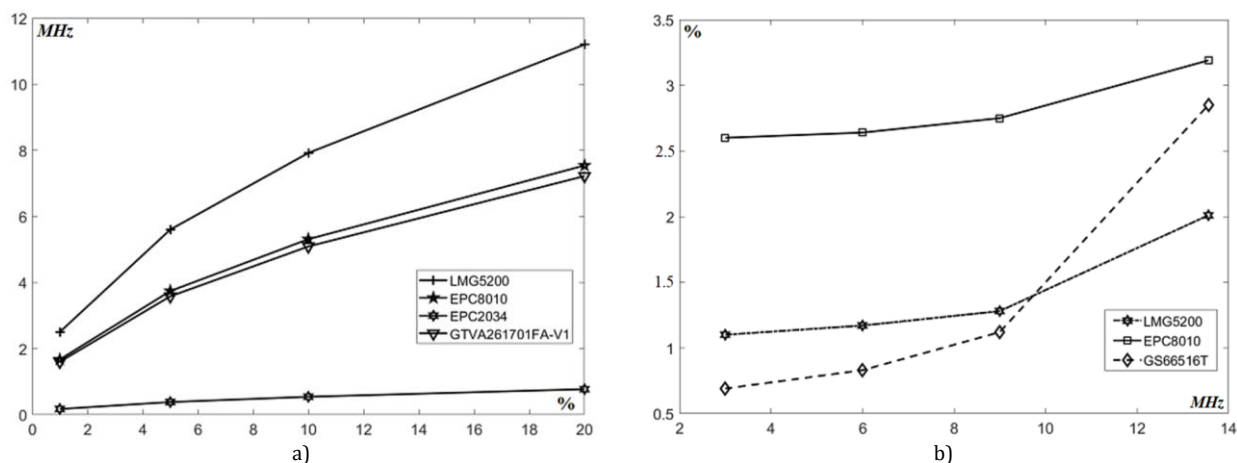


Fig. 5. The Dependence of a) the Maximum Operating Frequency on the Value of Switching Losses; b) the Conduction Losses on the Operating Frequency of RF Power Amplifier

5. Conclusion

Proposed a new, unparalleled controlled current-fed resonant inverter circuit, which allows, in particular, power control using PWM and eliminates over-voltage on transistors and a choke.

In order to minimize power losses in the RF power amplifier, a mode with overlapping control pulses is proposed. For the proposed circuit, the optimal excitation mode is considered, which provides maximum efficiency considering the finite times of transistor on and off.

ciency considering the finite times of transistor on and off.

The analytical calculation of switching and conduction losses is given. An analytical expression is obtained for an approximate calculation of the limiting frequency of a device for given design parameters. The family of curves is shown to determine the maximum operating frequency of the controlled current-fed resonant inverter.

References

1. Sokal N.O. *RF power amplifiers, classes A through S: how the circuits operate, how to design them, and when to use each*. Boston, MA: IEEE IMS Workshop notes; 2000. 102 p.
2. Grebennikov A., Sokal N., Franco M.J. *Switchmode RF and Microwave Power Amplifiers*. Oxford: Elsevier; 2012. 704 p.
3. Artym A.D. *Class D Amplifiers and Key Generators in Radio Communications and Broadcasting*. Moscow: Radio i Sviaz Publ.; 1980. 209 p. (in Russ.)
4. Artym A.D. Key Operation Mode for High Frequency Generators. *Radioengineering*. 1969;24(6):58–64. (in Russ.)
5. Kryzhanovsky V.G. *High Efficiency Transistor Amplifiers*. Donetsk: Apeks, Publ.; 2004. 448 p. (in Russ.)
6. Zhukov S.A., Kozyrev V.B. Push-Pull Key Generator without Commutative Losses. *Telecommunication Semiconductors*. Moscow: Sviaz Publ.; 1975. vol.1. p.95–107. (in Russ.)
7. Popov I.A. Key Mode Single-Ended Transistor. *Telecommunication Semiconductors*. Moscow: Sviaz Publ.; 1970. vol.5. p.15–35. (in Russ.)
8. Filin V.A., Golovin A.N., Smirnov V.S., Ganbaev A.A. *Controlled Resonant Current Inverter*. Patent RF, no. 172407, 07.07.2017. (in Russ.)
9. Ganbaev A.A., Filin V.A. Radio frequency controlled switch mode generator based on current mode resonant inverter. *Computing, Telecommunication and Control (St. Petersburg Polytechnical University Journal. Computer Science. Telecommunication and Control Systems)*. 2019;12(1):21–28. (in Russ.) DOI:10.18721/JCSTCS.12102

* * *

Оптимальные энергетические характеристики и рабочие параметры радиочастотного ключевого усилителя мощности на основе управляемого резонансного инвертора тока

А.А. Ганбаев^{1, 2}, В.А. Филин¹

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

²Бакинский университет инженерии, Баку, AZ0101, Азербайджанская Республика

Информация о статье

DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-43-49

Поступила в редакцию 17th January 2020

Принята к публикации 2nd March 2020

Ссылка для цитирования: Ganbayev A., Filin V. Optimal Energy Characteristics and Working Parametries of RF Switch Mode Power Amplifier Based on Controllable Current Fed Resonant Invertor. Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6. № 1. С. 43–49. DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-43-49

Аннотация: Предложен метод минимизации потерь мощности в транзисторах радиочастотного ключевого генератора (усилителя мощности) на основе применения способа управления с перекрывающимися импульсами. Сформулированы требования к оптимальному режиму возбуждения, обеспечивающему максимальный КПД и предельную рабочую частоту с учетом конечных времен включения и выключения GaN-транзисторов генератора. Приведены полученные аналитические уравнения для расчета мощности в нагрузке, потери КПД, а также уравнения для оценки максимальной рабочей частоты генератора в зависимости от допустимого уровня потерь. Представлены графики кривых, определяющих максимальную рабочую частоту ВЧ генератора для допустимых коммутационных потерь на различных типах GaN-транзисторов.

Ключевые слова: ключевой усилитель мощности, генератор, энергетическая эффективность, широтно-импульсная модуляция (ШИМ), управляемый резонансный инвертор тока.

Список используемых источников

1. Sokal N.O. RF power amplifiers, classes A through S: how the circuits operate, how to design them, and when to use each-short course. Boston, MA: IEEE IMS Workshop notes, 12 June 2000. 102 p.
2. Grebennikov A., Sokal N., Franco M.J. Switchmode RF and Microwave Power Amplifiers. Oxford: Elsevier, 2012. 704 p.
3. Артым А.Д. Усилители класса D и ключевые генераторы в радиосвязи и радиовещании. М.: Радио и Связь, 1980. 209 с.
4. Артым А.Д. Ключевой режим работы генераторов высокой частоты // Радиотехника. 1969. Т. 24. № 6. С. 58–64.
5. Крыжановский В.Г. Транзисторные усилители с высоким КПД. Донецк: Апекс, 2004. 448 с.
6. Жуков С.А., Козырев В.Б. Двухтактный ключевой генератор без коммутативных потерь // Полупроводниковые приборы в технике электросвязи. М.: Связь, 1975. Вып. 15. С. 95–107.
7. Попов, И.А. Ключевой режим однотактного транзисторного генератора // Полупроводниковые приборы в технике электросвязи. М.: Связь, 1970. Вып. 5. С. 15–35.
8. Филин В.А., Головин А.Н., Смирнов В.С., Ганбаев А.А. Управляемый резонансный инвертор тока. Патент на полезную модель РФ № 172407. Оpubл. 07.07. 2017. Бюл. № 19.
9. Ганбаев А.А., Филин В.А. Управляемый ключевой генератор радиочастотных колебаний на основе резонансного инвертора тока // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2019. Т. 12. № 1. С. 21–28. DOI:10.18721/JCSTCS.12102

Сведения об авторах:

ГАНБАЕВ | преподаватель кафедры «Компьютерная инженерия и информационные технологии» Бакинского университета инженерии, aqanbayev@beu.edu.az
Асиф Акиф оглы

ФИЛИН | доктор технических наук, профессор, заведующий кафедры электроники и схемотехники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, filin_vladimir@mail.ru
Владимир Алексеевич

Разработка и экспериментальное исследование АФАР КВ-диапазона с управляемой диаграммой направленности

В.М. Голубев¹, В.Д. Пашкевич¹, М.С. Проценко²

¹АО «Научно-технический институт «Радиосвязь», Санкт-Петербург, 198097, Российская Федерация

²Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

*Адрес для переписки: pashkevich_vd@ntiradio.ru

Информация о статье

Поступила в редакцию 20.11.2019

Принята к публикации 06.03.2020

Ссылка для цитирования: Голубев В.М., Пашкевич В.Д., Проценко М.С. Разработка и экспериментальное исследование АФАР КВ-диапазона с управляемой диаграммой направленности // Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6. № 1. С. 50–59. DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-50-59

Аннотация: Перспективным направлением при проектировании антенного поля стационарного передающего радиопередатчика КВ-диапазона является применение активных фазированных антенных решеток (АФАР) с пространственным сложением мощности и управляемой диаграммой направленности. В статье рассматривается алгоритм расчета V-образной антенны, как базового элемента АФАР, а также расчет четырехэлементной антенной решетки на базе V-образной антенны. Приведены результаты трассовых испытаний по оценке приращения мощности в зависимости от работающих элементов в АФАР, а также результаты по управляемости диаграммы направленности в горизонтальной плоскости.

Ключевые слова: активная фазированная антенная решетка, трассовые испытания, эффективная изотропно излучаемая мощность, диаграмма направленности.

Введение

Анализ состояния антенно-фидерных систем, существующих стационарных передающих центров позволяет сделать следующие выводы:

- использование частотных ресурсов антенно-фидерных устройств (АФУ) ограничено их недостаточной широкополосностью, в связи с чем технический диапазон радиопередатчика перекрывается набором антенн различных типоразмеров;

- реализация пространственно-поляризационных ресурсов антенных систем осуществляется путем применения на антенных полях АФУ различных типов, ориентированных по разным направлениям;

- отсутствие динамического управления диаграммой направленности (ДН) АФУ приводит к быстрому возрастанию количества антенн и, соответственно, увеличению площадей антенных полей, на которых они развернуты [1].

Одним из перспективных направлений развития радиотехнических систем связи ДКМВ-диапазона, в частности передающих радиопередатчиков

[2], является разработка широкополосных активных фазированных антенных решеток (АФАР) с управляемой ДН.

Применение АФАР на радиопередатчике позволит получить выигрыш в характеристиках радиосистемы в целом:

- увеличить эффективную изотропную излучаемую мощность (ЭИИМ) (повысить энергопотенциал радиосистемы);

- сократить площадь антенного поля и количество АФУ вследствие обеспечения активной фазированной антенной решеткой (АФАР) охвата большего сектора гарантированного обслуживания за счет сканирования главного лепестка диаграммы направленности;

- варьировать количество одновременно работающих радиоканалов за счет гибкого использования антенн как в составе АФАР, так и в режиме автономной работы;

- адаптироваться к конкретным условиям работы в окружающей обстановке с преднамеренными и непреднамеренными помехами.

Необходимо отметить, что широкополосность АФАР определяется параметрами одиночного излучателя из ее состава. Как правило, это совокупность следующих основных параметров: абсолютный коэффициент усиления (по отношению к изотропному излучателю); коэффициент стоячей волны по напряжению; ширина ДН в вертикальной и горизонтальной плоскостях. Конкретные значения этих параметров зависят от требований к надежности и протяженности радиолиний.

Целью работы является определение способов моделирования ДКМВ АФАР, позволяющих решать задачи оптимизации стационарных антенных полей на их основе. Для достижения поставленной цели решаются следующие задачи:

- определение способов электродинамического моделирования ДКМВ проволочных передающих антенн;
- оценка электрических характеристик V -образной наклонной антенны и АФАР на ее основе;
- оценка адекватности моделирования ДКМВ-радиолинии с АФАР на основе численного и натурального эксперимента.

Разработка электродинамической модели V -образного излучателя как базового элемента АФАР

В данной статье представлены результаты расчета четырехэлементной антенной решетки, построенной на базе четырех V -образных наклонных согласованных антенн с резистивными нагрузками [3, 4], а также методика проведения и результаты трассовых испытаний по оценке прироста уровня ЭИИМ за счет наращивания числа элементов в АФАР, управляемости ДН в горизонтальной плоскости в пределах, определенных геометрией АФАР и излучателем из ее состава.

В рамках проводимых авторами научно-исследовательских работ в области разработки радиотехнических систем с реализацией пространственного сложения мощности и управляемости ДН, одним из вариантов антенны как элемента АФАР была выбрана V -образная антенна типа $VH\ l/h$.

Геометрия антенны – длина плеча $l = 100$ м, высота точки возбуждения $h = 22$ м, угол φ между плечами вибраторов 50° были подобраны расчетным путем. Критерием выбора параметров геометрии антенны было формирование максимального излучения в диапазоне углов места (рисунок 1), соответствующих трассам протяженностью 800–1800 км при минимальных массе и габаритах антенны.

Представленные на рисунке 1 данные [5] по диапазонам углов места Δ в зависимости от протяженности радиотрасс имеют обобщенный характер. В статье приведены результаты трассовых испытаний, которые планировались заранее под конкретный период с известными значениями солнечной активности и с учетом географических особенностей трасс.

При этом долгосрочное прогнозирование (определение наименьших применимых частот, оптимальных рабочих частот (ОРЧ), максимальных применимых частот, структура слоев ионосферы, высоты отражений лучей h_m , энергетический расчет) определялись с помощью программного комплекса прогнозирования траекторных и энергетических характеристик радиоканалов диапазона 2–30 МГц [6, 7].

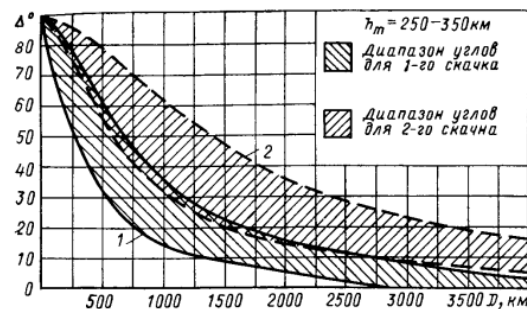


Рис. 1. Диапазон углов для работы на трассах при вариациях высот отражающих слоев ~250–350 км

Fig. 1. Range of Elevation Angles for Working on Transmission Paths with Variations in the Height of Reflecting Ionosphere Layers ~250–350 km

Расчеты радиотехнических характеристик V -образных антенн и АФАР на их основе выполнялись с помощью свободно распространяемого пакета программ 4NEC2 v.5.8.16, основанного на численном решении интегрального уравнения теории линейных антенн методом моментов [8].

Кроме того, в данном пакете программ предусмотрена возможность использования метода Зоммерфельда – Нортон, позволяющего учитывать влияние реальной земли на характеристики антенн. Результаты расчетов представлены только для одного варианта земной поверхности, соответствующей параметрам влажной почвы – $\sigma = 0,01$ См/м и $\epsilon = 10$, поскольку вариации параметров σ и ϵ в небольших пределах (например, $\sigma = 0,005$ См/м, $\epsilon = 13$ – средняя почва) практически не влияют на энергетические характеристики выбранной антенны с горизонтальной поляризацией излучаемых волн.

На рисунке 2 представлена геометрия расчетных моделей одиночной V -образной антенны с провисами вибраторов и без. Практика развертывания и монтажа проволочных антенн ДКМВ-диапазона показывает неизбежность появления провиса проводов, образующих излучатели антенн. Обычно величина провиса составляет 8–10 % от длины провода, закрепленного между двумя точками. Проведенные расчеты данных вариантов позволили сделать вывод о том, что наличие 8–10 % провиса приводит к уменьшению абсолютного коэффициента усиления (КУ) на 0,5–1 дБи, что составляет в зависимости от рабочей частоты от 10 до 30 % от максимального абсолютного КУ антенны.

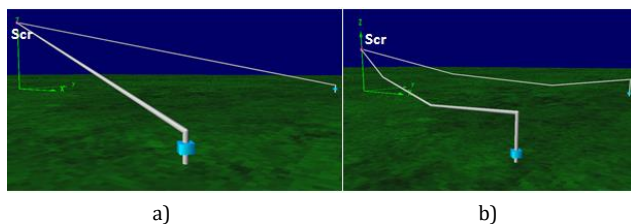


Рис. 2. Электродинамическая модель антенны VH 100/22 для случаев: а) без провисов вибраторов; б) с имитацией 8–10 % провиса вибраторов

Fig. 2. Electrodynamics Model of the VH 100/22 Antenna for: a) without Slack Vibrators; b) with Simulation 8–10 % slack of Vibrators

Точка возбуждения антенн (Scr) расположена на высоте 22 м. Концы лучей антенны соединены с землей через резисторы $R = 400$ Ом для реализации режима бегущей волны в плечах антенны. В конструкции антенны предусмотрено применение экспоненциального трансформатора 300/600 Ом для согласования входа антенны с выходным со-

противлением устройства симметрирования и согласования УСС 75/300, которое используется для подключения к радиопередающим устройствам (РПДУ) с помощью радиочастотного кабеля.

На рисунках 3 и 4 приведены результаты расчета коэффициентов стоячей волны по напряжению (КСВН), а также ДН в вертикальной плоскости. Анализ результатов расчета позволяет сделать вывод, что V-образная антенна имеет хорошее согласование (КСВН не более 1,74) с фидерной линией с волновым сопротивлением 600 Ом, а максимум ДН антенны с ростом частоты прижимается к земле, что является следствием режима бегущей волны в плечах антенны. Основные расчетные характеристики V-образной антенны приведены в таблице 1.

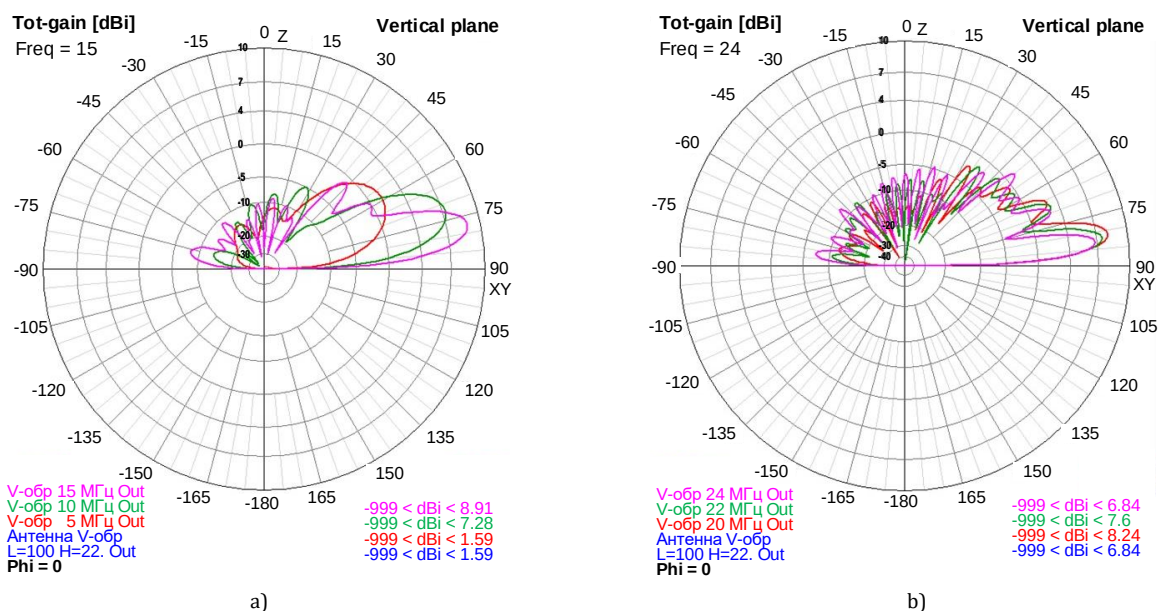


Рис. 3. ДН антенны VH 100/22 в вертикальной плоскости: а) 5, 10, 15 МГц; б) 20, 22, 24 МГц

Fig. 3. Directional Pattern of the VH 100/22 Antenna in the Vertical Plane: a) 5, 10, 15 MHz; b) 20, 22, 24 MHz

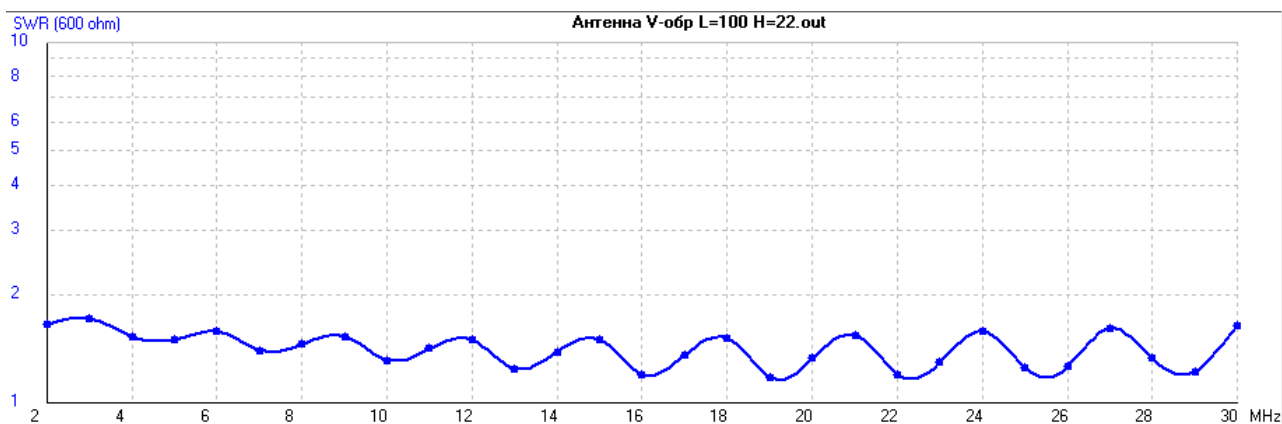


Рис. 4. КСВН антенны VH 100/22 относительно входного сопротивления 600 Ом

Fig. 4. VSWR Antenna VH 100/22 Relative to the input Resistance of 600 Ohms

ТАБЛИЦА 1. Результаты расчета антенны VH 100/22

TABLE 1. Calculation Results Main Characteristics of the VH 100/22 Antenna

f , МГц	5	6	8	12	18	20	24	26	30
$KU_{\max}$, дБи	1,6	3,3	5,8	8,3	8,7	8,2	9,6	9,8	9,6
$KU_{\Delta=30^\circ}$, дБи	1,57	3,2	4,3	-1,2	0	-2,9	-2	-6,2	2,1
$KU_{\Delta=20^\circ}$, дБи	0,14	2,5	5,7	7,3	1	0,7	6	7,7	7,9
$KU_{\Delta=10^\circ}$, дБи	-4,7	-1,9	2,3	7	8,7	8,1	9,4	9,1	8,1
$\Delta_{\max}$, град	31	27	20	15	10	9	9	8	7
$2\Delta\theta$, град	31	28	22	16	11	10	10	8	8
$2\Delta\varphi^{\circ\Delta=\max}$, град	56	44	32	22	36	36	18	17	16
η , %	28	41	44	48	54	52	55	55	57
KCB	1,62	1,54	1,44	1,5	1,5	1,3	1,5	1,2	1,5

В таблице 1 приняты следующие обозначения: $KU_{\max}$ – максимальное значение КУ; $KU_{\Delta=10^\circ}$ – значение КУ под углом места $\Delta=10^\circ$; $\Delta_{\max}$ (град) – значение угла места в вертикальной плоскости, при котором наблюдается максимальное значение КУ главного лепестка ДН; $2\Delta\theta$ (град) – ширина главного лепестка ДН в вертикальной плоскости по уровню половинной мощности; $2\Delta\varphi^{\circ\Delta=\max}$ (град) – ширина главного лепестка ДН в горизонтальной плоскости по уровню половинной мощности под углом $\Delta_{\max}$ (град); η – коэффициент полезного действия антенны; KCB – коэффициенты стоячей волны на входе антенны.

Анализ данных (см. таблицу 1) показывает, что рабочий диапазон V-образной антенны составляет 5–30 МГц. В этом диапазоне она обеспечивает эффективное функционирование на радиолиниях заданной протяженности. Ниже 5 МГц ее излучение характеризуется низкими значениями КУ, а также отсутствием выраженных направленных свойств.

Разработка 4-элементной АФАР на базе излучателя типа VH 100/22

Количество элементов АФАР определялось требованиями технического задания и количеством

возбудительных и РПДУ из состава передающей части радиотехнической системы.

Разработка четырехэлементной линейной АФАР 4VH 100/22 с равноамплитудным возбуждением и линейным изменением фазы [9] сводится к решению следующих задач:

- определение расстояния между фазовыми центрами (точками питания) элементов АФАР d (шаг линейной решетки) [9] для эффективного сложения полей излучателей при заданной ширине главного максимума ДН и его смещения в горизонтальной плоскости;

- разработка унифицированного алгоритма расчета фазовых задержек напряжений Ψ , поступающих на входы элементов АФАР, для изменения направления главного лепестка в горизонтальной плоскости φ .

Для исключения появления дифракционных боковых лепестков, сравнимых по уровню с главным максимумом ДН АФАР, необходимо выполнение условия $d \leq \frac{\lambda}{2}$. С учетом определенного частотного диапазона элемента АФАР – $10 \leq \lambda_{\text{раб}} \leq 60$ м, а также обеспечения наиболее эффективного излучения в диапазоне частот, соответствующим ОРЧ для трасс 800–1800 км, задача по определению шага решетки d сводится к построению электродинамических моделей АФАР со значениями d в пределах 5–30 м.

Таким образом, необходимо исследование ряда вариантов АФАР с различными значениями d , с целью поиска оптимального по ширине главного лепестка в плоскости φ , значению абсолютного КУ, минимизации уровня боковых лепестков (УБЛ) в рабочем диапазоне частот. На рисунке 5 приведен общий вид электродинамической модели АФАР 4VH 100/22 и в проекции на ось XY.

В таблице 2 приведены результаты расчета основных характеристик излучения АФАР при d , равном 25, 30, 35, 40 м при синфазном возбуждении элементов в направлении излучения $\varphi = 0^\circ$ – режим нормального излучения [9].

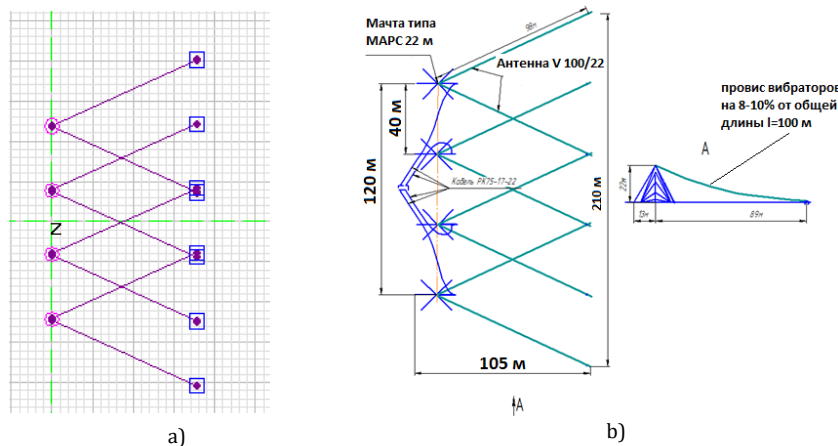


Рис. 5. АФАР 4VH 100/22: а) проекция XY; б) общий вид

Fig. 5. APPA 4VH 100/22: a) XY Projection; b) General View

ТАБЛИЦА 2. Результаты расчета АФАР при $d = 25/30/35/40$ TABLE 2. Results of APPA Calculation for $d = 25/30/35/40$

f , МГц	КУ _{max} , дБи	$2\Delta\varphi^{\circ}_{\Delta} = \max$, град	УБЛ1 _ф , дБи	УБЛ2 _ф , дБи
5	7,2/7,4/7,4/7,4	31/28/24/22	-9,4/-12/-10,3/-8,4	-/-/-/-
6	8,9/9/9,2/9,2	24/22/19/17	-11/-8,6/-7,8/-5,8	-/-/-/-9,2
8	11,2/11,3/11,3/11,2	17/15/14/12	-6,5/-4,6/-6,9/-3,7	-13/-7,8/-7,1
12	13,3/13,3/13,3/13,3	11/10/8/8	-3/-2/-2,8/-1,2	-6/0,3/5,1/-4,9
18	13,2/13,7/13,6	8/6/6/6	1,1/0,6/1,43	6,6/7,9/9/9
20	13,1/13,2/13,6/12,9	8/6/6/4	2,6/2,9/3/2,2	8,3/8,2/9,8/9,9
24	11,9/11,9/11,8/11,8	11,9/11,9/11,8/11,8	3,2/4/4/11,9	9,9/10/11,8/7,5
26	11,1/11,1/11,4/11,4	8/6/4/4	8/6/4/4	9,8/10,7/7,1/9
30	11,6/12/11,4/11,4	6/5/4/4	3,4/12,7/14,2/13	11,9/7,3/9,5/9,1

Дальнейшие расчеты с увеличением шага решетки d нецелесообразны из-за появления дополнительных дифракционных лепестков, сравнимых по амплитуде с главным максимумом, расщепления главного лепестка в горизонтальной плоскости, начиная с частоты 18 МГц, увеличения апертурного размера решетки в проекции на горизонтальную плоскость. Варианты с $d \leq 30$ также нецелесообразны вследствие значительного уменьшения абсолютного КУ, а также появлению пересечений вибраторов, что с учетом возникающих провисов, накладывает определенные сложности на конструктивные решения, усложняя методику развертывания АФАР на местности.

Критерием выбора оптимального d среди рассчитанных комбинаций было положено достижение максимального значения КУ в диапазоне частот, соответствующим трассам заданной протяженности и периоду проведения трассовых испытаний. Исходя из этих соображений, для реализации АФАР был выбран шаг решетки $d = 40$ м. Выбранное расстояние $d = 40$ м также является оптимальным, исходя из конструктивных соображений, обеспечивая лишь одно пересечение вибраторов

соседних антенн, что не требует дополнительных конструктивных решений.

Далее были определены варианты фазового распределения на входах элементов АФАР, обеспечивающие поворот главного лепестка ДН на разные углы в заданном секторе обслуживания. Электрическая схема соединений и подключений передающей части радиотехнической системы приведена на рисунке 6, где приняты следующие обозначения:

- АРМ – автоматизированное рабочее место;
- ВУ – 4-канальное возбуждательное устройство;
- УМ 5 кВт – 5-киловаттный усилитель мощности;
- НО – направленный ответвитель из состава УМ;
- УСС 75/300 – устройство симметрирующее согласующее 75/300 Ом.

В тракте ВУ – УМ 5 кВт указаны значения разности фаз возбуждающих напряжений ($\Delta\varphi$) между смежными ВЧ-трактами, т. е. фаза второго тракта относительно первого составляет $\Delta\varphi$, третьего относительно первого $2\Delta\varphi$, четвертого относительно первого $3\Delta\varphi$. Положительное значение $\Delta\varphi$ при данной нумерации излучателей в соответствии с рисунком 6 означает опережение по фазе.

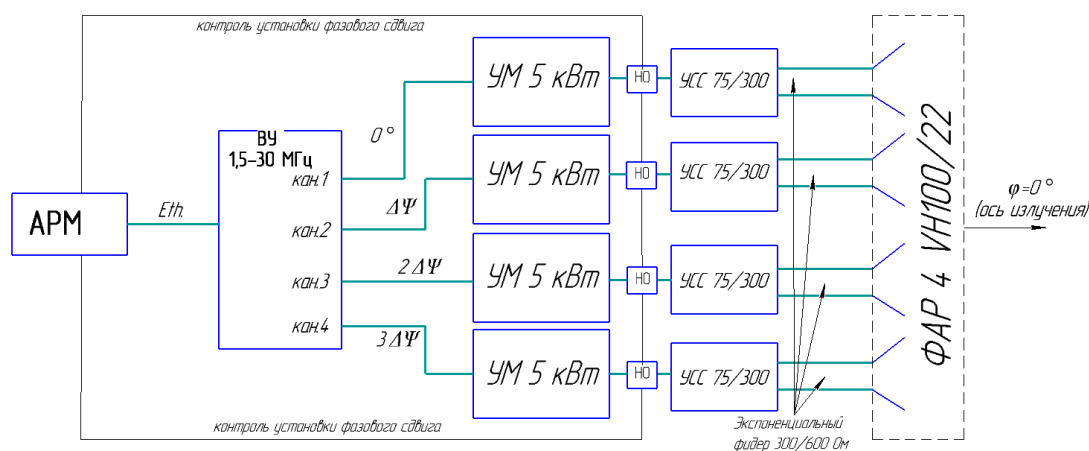


Рис. 6. Схема соединений и подключений передающей части радиотехнической системы

Fig. 6. Connection Scheme of the Transmitting Part of the Radio Engineering System

Для определения значения разности фаз возбуждающих напряжений ($\Delta\Psi$) с целью реализации поворота главного лепестка от нормали к оси решетки (режим наклонного излучения) воспользуемся формулой:

$$\Delta\Psi = \frac{2\pi}{\lambda} \times d \times \cos \varphi, \quad (1)$$

На рисунках 7 и 8 представлены результаты расчета реализации сканирования главного лепестка в горизонтальной плоскости на частотах 6 и 12 МГц. Расчетным способом были определены основные характеристики АФАР на базе V-образных антенн для всех полезных режимов фазирования. Результаты приведены в таблице 3. Расчеты проводились на частотах 6–18 МГц и под углом места $\Delta = 15^\circ$, на которых запланировано проведение испытаний по проверке приращения мощности и сканирования главного лепестка на радиолинии протяженностью 1800 км.

В таблице 3 приняты следующие обозначения: $\pm\varphi_{\max} \Delta = 15^\circ$ – значение угла в горизонтальной плоскости при $\Delta = 15^\circ$, при котором наблюдается максимум ДН; $\pm\Delta\Psi$ – значение разности фаз возбуждающих напряжений на входах смежных излучателей АФАР; $2\Delta\varphi \Delta = 15^\circ$ – ширина ДН в горизонтальной плоскости при $\Delta = 15^\circ$.

ТАБЛИЦА 3. Результаты расчета проверки управляемости диаграммы направленности АФАР

TABLE 3. Results of Calculating the Controlling Radiation Pattern of the APPA

f, МГц	$\pm\varphi_{\max}$, град	$\pm\Delta\Psi$, град	КУ, дБи	$2\Delta\varphi$, град
6	0	0	6,8	17
	8	40	7	16
	21	110	6	16
8	0	0	10,3	12
	6	40	10,2	12
	13	90	9,5	12
10	0	0	12,5	9
	5	40	12,2	9
	10	90	11	9
12	0	0	13,6	8
	4	40	13,1	7
	6	70	12,4	7
14	0	0	14	6
	3	40	13,6	7
	8	85	12,6	6
16	0	0	13,3	6
	3	40	13,1	6
	5	75	12,5	5
18	0	0	11,6	5
	3	45	11,5	5

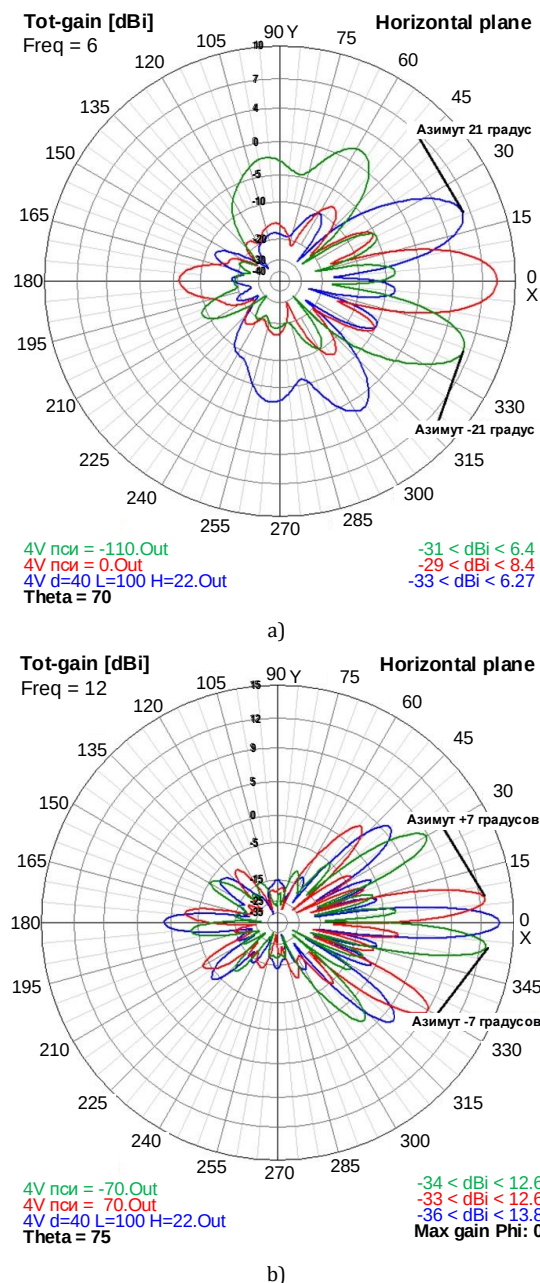


Рис. 7. Сканирование главного лепестка ДН АФАР 4 VН 100/22 на частотах: а) 6 МГц, $\Delta\Psi = 110^\circ$; б) 12 МГц, $\Delta\Psi = 70^\circ$

Fig. 7. Results of Scanning Main Beam of the APPA at the Frequencies: а) 6 MHz, $\Delta\Psi = 110^\circ$; б) 12 MHz, $\Delta\Psi = 70^\circ$

Трассовые испытания

Для оценки приращения мощности в зависимости от количества работающих элементов (антенн) в АФАР было организовано проведение трассовых испытаний [10] на трассе Москва – Тюмень протяженностью 1730 км. Передающая часть радиотехнической системы (рисунок 9) была развернута в Московской области, приемная часть (ИП1), в составе которой был спектроанализатор с возможностью записи сеансов и измерительная рамочная антенна, в Тюменской области. Для проверки реализации управляемости ДН, в г. Самара был развернут дополнительный измерительный пункт (ИП2) по составу оборудования аналогичный ИП1.

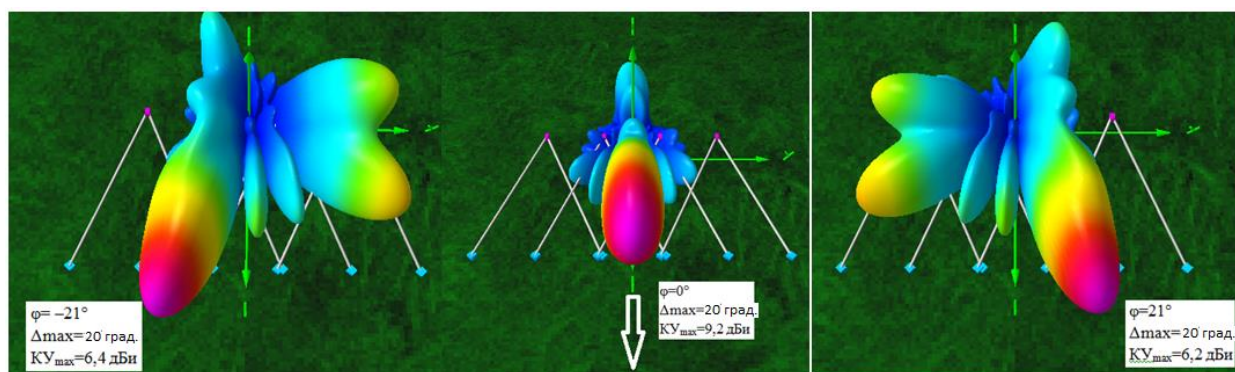
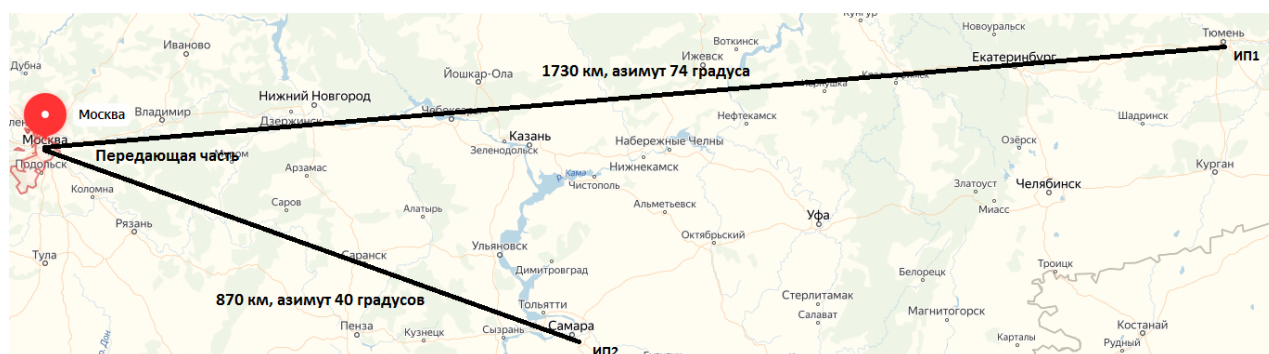
Рис. 8. Расчетные 3D ДН АФАР 4 Vn 100/22 на частоте 6 МГц при $\Delta\Psi = 0^\circ, 110^\circ, -110^\circ$ Fig. 8. Results of Calculating 3D Radiation Pattern APFA at Frequency 6 MHz at $\Delta\Psi = 0^\circ, 110^\circ, -110^\circ$ 

Рис. 9. Расположение передающей и приемных частей радиотехнической системы

Fig. 9. Location of Transmitting and Receiving parts of the Radio Engineering System

Испытания по оценке приращения мощности в зависимости от количества излучающих элементов АФАР проводились на частотах 9202, 11477, 14634, 16124 кГц. На каждой частоте проводился сеанс излучения и записи уровня принимаемого сигнала в течение 60 с. Пример результата записи уровней принимаемого сигнала на одной из частот представлен на рисунке 10.

Измерения уровней сигналов, формируемых ВЧ-трактами, на каждой частоте проводились за период времени, не превышающий 10 минут с целью минимизации влияния изменений отражающих слоев ионосферы на распространение радиоволн. От каждого сеанса записи вычислялось медианное значение (рисунок 11).

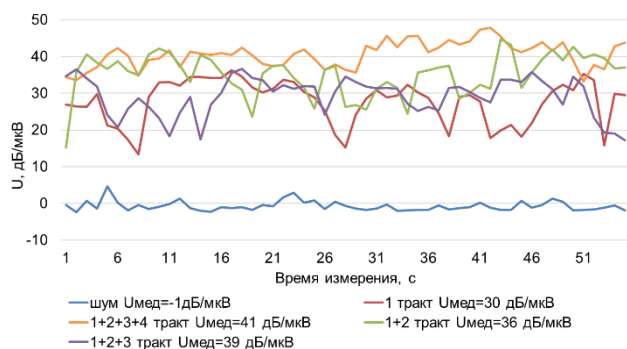
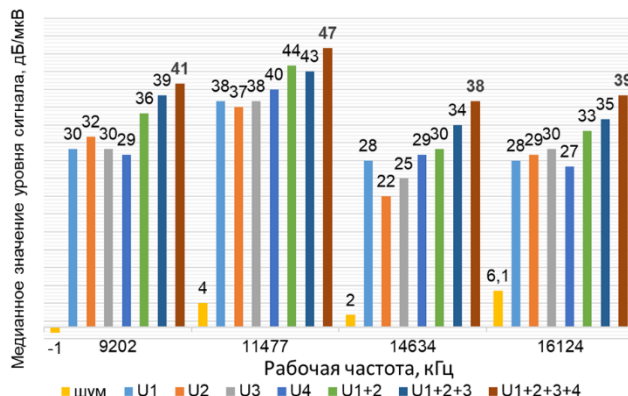
Рис. 10. Пример результатов измерений уровней сигналов на $f = 9202$ кГцFig. 10. Example of Measurement Results for Signal Levels at $f = 9202$ kHz

Рис. 11. Результаты измерений и обработки сеансов записи

Fig. 11. Results of Measurement and Processing of Recording Sessions

В таблице 4, представлены уровни сигналов, измеренные на ИП1.

$$U_{с, (мкВ)} = 10^{\frac{U_n, \text{ дБ/мкВ}}{20}} \quad (2)$$

ТАБЛИЦА 4. Результаты измерений уровней сигналов на ИП1, мкВ

TABLE 4. Results of Measurement of Signal Levels on Measuring Point № 1, μV

№	f , кГц	U_1	U_2	U_3	U_4	U_{1+2}	U_{1+2+3}	$U_{1+2+3+4}$
1	9202	31,6	39,8	31,6	28,1	63,1	89,1	112,2
2	11477	79,4	70,8	79,4	100	158,5	141,2	223,9
3	14634	25,1	12,6	17,8	28,1	31,6	50,1	79
4	16124	25,1	28,1	31,6	22,4	44,6	56,2	89,1

Физическая интерпретация проводимого эксперимента по проверке управляемости главного лепестка ДН в горизонтальной плоскости АФАР 4VH 100/22 представлена на рисунке 12. Расположенные в Тюмени и Самаре измерительные пункты осуществляли одновременную запись уровней сигналов при работе АФАР 4VH 100/22 при сеансах связи на частотах 7447, 10120, 13881 кГц в двух режимах работы АФАР:

- максимум главного лепестка сориентирован по азимуту $\varphi = 0^\circ$ (направление на ИП1);
- главный лепесток поворачивался на предельно возможные углы для каждой из выбранных частот связи – это $\varphi = -17^\circ$ (7447 кГц), $\varphi = -11^\circ$ (10120 кГц), $\varphi = -8^\circ$ (13881 кГц).

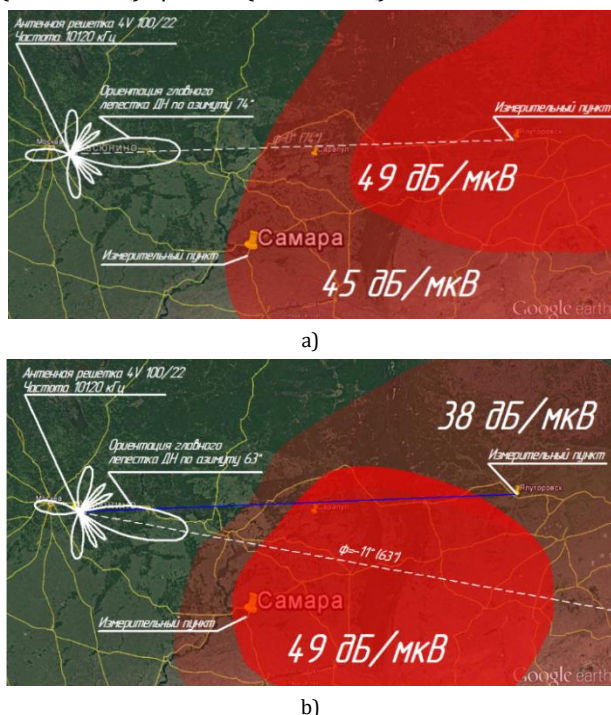


Рис. 12. Ориентация максимума ДН по азимуту на ИП1 (а) и ИП2 (б)

Fig. 12. Orientation of the Main Beam in Azimuth on Measuring Point № 1 (a) and Point № 2 (b)

Как и в случае с оценкой приращения мощности, у каждого записанного сеанса вычислялось медианное значение уровня сигнала. Результаты измерений уровня сигнала на ИП1 и ИП2 приведены в таблице 5.

ТАБЛИЦА 5. Результаты расчета проверки управляемости диаграммы направленности АФАР

TABLE 5. Results of Experiments of Scanning Main Beam of the APPA

Превышение уровня сигнала (медианные значения минутных сеансов записи) над шумами, дБ/мкВ. Сеансы 14.06.16						
Частота, кГц	7447	10120	13881			
Изм. пункт/угол поворота ДН, φ	0°	-17°	0°	11°	0°	-8°
ИП1 (Тюмень)	46	38	49	38	51	43
ИП2 (Самара)	47	48	45	49	40	40

Полученные экспериментальные данные в ходе численного и натурного экспериментов подтверждают возможность исследований АФАР по эффективному управлению положением максимума ДН в горизонтальной плоскости, а также корректность электродинамической модели АФАР и модели расчета ДКМВ радиолиний.

Заключение

В данной статье показаны результаты, представляющие, на наш взгляд, определенный научный и практический интерес.

1) С помощью математического моделирования определен состав радиопередающего комплекса, тип антенного устройства для АФАР, геометрия антенного устройства и АФАР, оптимизированные с точки зрения наиболее эффективного обслуживания радиотрасс средней протяженности (800–1800 км) с наименьшими затратами.

2) Построена электродинамическая модель V-образной антенны в двух вариантах исполнения – с учетом провиса вибраторов антенны и без. Показано, что наличие величины провиса вибратора в 8–10 % от длины проводника приводит к уменьшению абсолютного коэффициента усиления в среднем на 0,5–1 дБи. Данную особенность необходимо учитывать при расчетах проволочных антенн КВ-диапазона.

3) Определен набор количественных показателей антенной системы, анализ которых в совокупности позволяет делать вывод о наиболее эффективном применении антенны в проектируемой радиотехнической системе. Однако многообразие параметров радиолинии, например, многолучевость, протяженность, географическое расположение корреспондентов, прогнозируемая точка отражения радиоволн от ионосферы и т. д. не позволяет с достаточной точностью задать ограничительные критерии к показателям.

4) Представлен алгоритм расчета четырехэлементной АФАР на базе V-образных антенн, подобрано оптимальное расстояние между соседними излучателями для наиболее эффективной работы на радиолинии протяженностью 1800 км. Данный алгоритм также может быть использован при проектировании и расчете АФАР с базовыми излучателями сложных конструкций, например, сверхширокополосных логопериодических антенн [11, 12].

5) Полученные в ходе математического моделирования характеристики АФАР нашли свое экспериментальное подтверждение, что говорит о высокой эффективности и надежности разработанной электродинамической модели, в частности:

– проведены трассовые испытания по оценке приращения уровня сигнала в точке приема (ИП1) в зависимости от количества излучающих элементов АФАР; полученные результаты измерений по проверке режимов приращения мощности позволяют

сделать вывод о наращивании эффективной изотропной излучаемой мощности с увеличением числа элементов в антенной решетке 4 VH 100/22: на исследованных частотах 9202, 11477, 14634 и 16124 кГц на приемном пункте наблюдается стабильное увеличение напряженности поля от 20 до 40 мкВ/м с добавлением очередного элемента из состава АФАР. Данное свойство позволяет получить выигрыш в качестве приема, а также повышает помехозащищенность радиолинии;

– принцип фазирования излучателей АФАР по падающим волнам напряжения показал свою работоспособность – изменение фазового соотношения падающих на входы элементов АФАР волн позволяет вращать главный лепесток ДН в горизонтальной плоскости в некоторых частотно-зависимых преде-

лах, определяемых шириной ДН в горизонтальной плоскости базового элемента АФАР; управление ДН в горизонтальной плоскости позволяет осуществлять маневрирование зоной обслуживания, сокращает количество АФУ, необходимых для обслуживания заданных секторов.

6) Представленный принцип фазирования элементов АФАР позволил создать автоматизированную систему управления радиопередающим комплексом, когда оператору необходимо ввести в систему только значение азимута на корреспондента и выбор частоты наиболее близкой к значению ОРЧ для данного времени. При этом установка необходимого фазового распределения в излучателях АФАР осуществляется автоматически в режиме реального времени.

Список используемых источников

1. Мешалкин В.А., Савицкий О.К. Перспективы развития средств и комплексов радиосвязи вооруженных сил Российской Федерации // Техника радиосвязи. 2010. №15. С. 65–76.
2. Зачатыйский Д.Е., Шадрин Б.Г. Пути модернизации многоканальных узлов коротковолновой радиосвязи // Международная научно-техническая конференция (РЭИС-2011, Омск, 05–08 июня 2011). Радиотехника, электроника и связь: сборник докладов. Омск: Омский научно-исследовательский институт приборостроения, 2011. С. 66–75.
3. Гвоздев И.Н., Муравьев Ю.К., Серков В.П., Чернолес В.П. Характеристики антенн радиосистем связи. Ленинград.: Военная ордена Ленина краснознаменная академия связи имени С.М. Буденного, 1978. 231 с.
4. Муравьев Ю.К. Справочник по расчету проволочных антенн. Ленинград.: Военная ордена Ленина краснознаменная академия связи имени С.М. Буденного, 1978. 392 с.
5. Айзенберг Г.З., Белоусов С.П., Журбенко Э.М. Коротковолновые антенны. М.: Радио и связь, 1985. 535 с.
6. Барабашов Б.Г., Анишин М.М. Программный комплекс прогнозирования траекторных и энергетических характеристик радиоканалов диапазона 2–30 МГц «Трасса» (часть 1) // Техника радиосвязи. 2013. № 1(19). С. 25–34.
7. Барабашов Б.Г., Анишин М.М. Программный комплекс прогнозирования траекторных и энергетических характеристик радиоканалов диапазона 2–30 МГц «Трасса» (часть 2) // Техника радиосвязи. 2013. № 2(20). С. 13–21.
8. Бузова М.А., Юдин В.В. Проектирование проволочных антенн на основе интегральных уравнений: учебное пособие для студентов вузов, обучающихся по специальностям 201100 – Радиосвязь, радиовещание и телевидение, 201200 – Средства связи с подвижными объектами. М.; Радио и связь, 2005. 172 с.
9. Кочержевский Г.Н., Ерохин Г.А., Козырев Н.Д. Антенно-фидерные устройства. М.: Радио и связь, 1989. 352 с.
10. Попов О.В., Сосунов Б.В., Фитенко Н.Г. Методы измерения характеристик антенно-фидерных устройств. Ленинград.: Военная ордена Ленина краснознаменная академия связи имени С.М. Буденного, 1990. 182 с.
11. Голубев В.М., Пашкевич В.Д. Антенная решетка турникетного типа КВ диапазона. Патент на полезную модель RU 188638 от 15.10.2018. Оpubл. 18.04.2019. Бюл. 11.
12. Голубев В.М., Пашкевич В.Д. Применение унифицированных широкополосных логопериодических излучателей для построения антенных полей передающих радиоцентров КВ диапазона // VII Международная научно-техническая и научно-методическая конференция. Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО 2018, Санкт-Петербург, Россия, 28 февраля–01 марта 2018 г.): сборник статей. Санкт-Петербург: СПбГУТ, 2018. Т. 3. С. 112–117. URL: <http://www.sut.ru/doci/nauka/7apino/APINO%202018-T.%203.pdf> (дата обращения 20.10.2019).

* * *

Development and Experimental Study of APAA HF-Band with Controlled Radiation Pattern

V. Golubev¹, V. Pashkevich¹, M. Protsenko²

¹JSC "Scientific and Technical Institute Radio Communication", St. Petersburg, 198097, Russian Federation

²The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications, St. Petersburg, 193232, Russian Federation

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-50-59

Received 20th November 2019

Accepted 6th March 2020

For citation: Golubev V., Pashkevich V., Protsenko M. Development and Experimental Study of APAA HF-Band with Controlled Radiation Pattern. *Proc. of Telecom. Universities*. 2020;6(1):50–59. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-50-59

Abstract: *There is a promising direction in the antenna field design of a stationary transmitting radio center short-wavelength range is the use of active phased array antennas with spatial power addition and a controlled directional pattern. The article considers the algorithm for calculating the V shaped antenna as a basic element of antenna array, apart from that it considers calculation of the four-element antenna array based on the V shaped antenna. This paper presents the track tests results to estimate the power increment depending on the operating elements in the antenna array, as well as horizontal controllability results.*

Keywords: *active phased array antenna, trace signals tests, effective isotropically radiated power, radiation pattern.*

References

1. Meshalkin V.A., Savitskiy O.K. Perspectives for Developing Radiocommunication Equipment and Centers for Armed Forces of the Russian Federation. *Radio Communication Technology*. 2010;15: 65–76. (in Russ.)
2. Zachateisky D.E., Shadrin B.G. Ways of Modernization of Multi-Channel Nodes of Short-Wave Radio Communication // International Scientific and Technical Conference, Omsk, 05–08 June 2011. Radio Engineering, Electronics and Communications: a Collection of Reports. Omsk: Omsk Scientific-Research Institute of Instrument Engineering Publ, 2011. (in Russ.)
3. Gvozdev I.N., Muravev Yu.K., Serkov V.P., Chernoles V.P. *Characteristics of Antennas of Radio Communication Systems*. Leningrad: Military Order of Lenin Red Banner Communications Academy named after S.M. Budyonny Publ.; 1978. 231 p. (in Russ.)
4. Muravev Yu.K. Handbook for Calculating Wire Antennas. Leningrad: Military Order of Lenin Red Banner Communications Academy named after S.M. Budyonny Publ.; 1978. 392 p. (in Russ.)
5. Aizenberg G.Z., Belousov S.P., Zhurbenko E.M. *Shortwave Antennas*. Moscow: Radio i sviaz Publ.; 1985. 535 p. (in Russ.)
6. Barabashov B.G., Anishin M.M. Software Package «Trassa» for Predicting Trajectory and Power Characteristics of Radio Channels in 2-30 Mhz Band (part 1). *Radio Communication Technology*. 2013; 1(19): 25–34. (in Russ.)
7. Barabashov B.G., Anishin M.M. Software Package «Trassa» for Predicting Trajectory and Power Characteristics of Radio Channels in 2-30 Mhz Band (part 2). *Radio Communication Technology*. 2013; 2(20): 13–21. (in Russ.)
8. Buzova M.A., Yudin V.V. Design of wire antennas based on integral equations Moscow: Radio i sviaz Publ.; 2005. 172 p. (in Russ.)
9. Kocherzhevsky G.N., Erokhin G.A., Kozyrev N.D. *Antenna Feeder Devices*. Moscow: Radio i sviaz Publ.; 1989. 352 p. (in Russ.)
10. Popov O.V., Sosunov B.V., Fitenko N.G. *Methods for measuring the characteristics of antenna-feeder devices*. Leningrad: Military Order of Lenin Red Banner Communications Academy named after S.M. Budyonny Publ.; 1990. 182 p. (in Russ.)
11. Golubev V.M., Pashkevich V.D. *HF Turnstile Antenna Array*. Patent RF, no. 188638, 18.04.2019. (in Russ.)
12. Golubev V.M., Pashkevich V.D. Use of the Unified Broadband Log-Periodic Antennas for Creation the Antenna Fields of the Transmitting Short-Wave Radio Centers. *Proceedings of the VIIth International Conference on Infotelecommunications in Science and Education, 28 February–1 March 2018, St. Petersburg, Russian Federation*. St. Petersburg: Saint-Petersburg State University of Telecommunications Publ.; 2018. vol.3. p.112–117. (in Russ.) URL: <http://www.sut.ru/doci/nauka/7apino/APINO%202018-T.%203.pdf> [Access 20th October 2019]

Сведения об авторах:

ГОЛУБЕВ
Валерий Михайлович

кандидат технических наук, главный научный сотрудник отдела перспективных исследований и разработок АО «НТИ «Радиосвязь»,
aleks-gol1311@yandex.ru

ПАШКЕВИЧ
Василий Дмитриевич

заместитель начальника отдела перспективных исследований и разработок АО «НТИ «Радиосвязь», pashkevich_vd@ntiradio.ru
 <https://orcid.org/0000-0001-9306-1934>

ПРОЦЕНКО
Михаил Сергеевич

кандидат технических наук, профессор цикла многоканальных телекоммуникационных систем, средств и комплексов СПБГУТ им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, protsenkoms@gmail.com

Модель функционирования двухдиапазонного мультизадачного радиолокационного комплекса

М.Ю. Кузнецов¹, В.В. Макаренков^{1*}

¹Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского,
Санкт-Петербург, 197198, Российская Федерация
*Адрес для переписки: makar8722@mail.ru

Информация о статье

Поступила в редакцию 05.10.2019

Принята к публикации 10.02.2020

Ссылка для цитирования: Кузнецов М.Ю., Макаренков В.В. Модель функционирования двухдиапазонного мультизадачного радиолокационного комплекса // Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6. № 1. С. 60–68. DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-60-68

Аннотация: Предлагаются математические модели сигналов, помех и шумов, одновременно излучаемых и принимаемых двухдиапазонным радиолокационным комплексом. Рассматривается модель функционирования комплекса, осуществляющего одновременную оценку и обнаружение сигналов, принимаемых от медленно и быстро флуктуирующей цели на фоне помех и шумов. Исследуются особенности обработки информации в рассмотренной модели, возникающие при перекрытии спектров двух диапазонов.

Ключевые слова: двухдиапазонный радиолокационный комплекс, медленно и быстро флуктуирующая цель, трехэтапная процедура обработки информации, компенсация ошибок измерений.

Введение

Основной задачей многоканальных радиолокационных станций (РЛС) является оценка и анализ радиолокационной обстановки. Эта единая задача включает в себя обзор заданной области пространства, поиск и обнаружение целей, определение их числа с одновременной оценкой координат, классификацией и уточнением траекторий движения.

Развитие техники приводит к существенному увеличению количества летательных аппаратов и их скоростей, что предъявляет возрастающие требования к тактико-техническим характеристикам современных РЛС. Наиболее важной из них является количество информации, полученное за время обзора заданной области пространства.

Количество информации I прямо пропорционально ширине полосы пропускания Δf и времени наблюдения, поэтому можно избрать два направления увеличения величины I :

- переход к параллельному обзору пространства;
- увеличение Δf за счет перехода от узкополосных систем к широкополосным и сверхширокополосным системам.

Первое направление связано с созданием однопозиционных и многопозиционных систем параллельного обзора пространства. Так как дальность действия однопозиционных РЛС зависит от мощности излучения в заданном направлении, излучение параллельным лучом резко сокращает дальность действия. Поэтому можно считать, что однопозиционные многолучевые системы будут использоваться только на прием. Использование дополнительных приемных и передающих позиций в многопозиционных РЛС не сокращает дальности действия. Тем не менее, применение данных систем осложнено из-за более высокой стоимости по сравнению с однопозиционными РЛС.

В сверхширокополосных системах повышение информативности связано с применением сверхширокополосных сигналов. Однако использование таких систем затруднено из-за сложности создания необходимой теоретической и практической базы, позволяющей учесть особенности, которые возникают при генерации, излучении и обработке сверхширокополосных сигналов. Поэтому в настоящее время наилучшим подходом является использование многочастотных систем, в которых происходит одновременное излучение сигналов на нескольких частотах.

Появление более совершенных многочастотных РЛС, обладающих существенно большими функциональными возможностями в области обработки сигналов, долгое время тормозилось отсутствием недорогой элементной базы и стало возможным только в последние годы, благодаря успехам радиоэлектроники [1].

Одним из примеров многочастотных РЛС является двухдиапазонный радиолокационный комплекс (ДРЛК) в г. Воркута, представляющий собой результат объединения двух бистатических систем, одна из которых работает в дециметровом, а другая в метровом диапазоне электромагнитных волн. В ДРЛК имеется возможность применения всех методов обработки информации, которые используются в теории многочастотной радиолокации при сравнительно недорогой стоимости изготовления таких комплексов. При этом все результаты, полученные в ДРЛК при создании необходимой теоретической базы, могут быть обобщены и на многодиапазонный случай.

Постановка и решение задачи одновременной оценки и обнаружения сигналов от цели с неизвестными координатами на фоне помех и шумов в многоканальных однодиапазонных РЛС подробно рассмотрена в [2].

Цель работы заключается в создании модели функционирования радиолокационной системы, осуществляющей одновременную оценку и обнаружение сигналов, принимаемых от цели с неизвестными координатами на фоне помех и шумов применительно к ДРЛК с фазированной антенной решеткой (ФАР) и анализе ее работы в случае перекрытия спектров двух диапазонов длин волн.

Математические модели сигналов, помех и шумов, одновременно излучаемых и принимаемых ДРЛК с ФАР

В ДРЛК с ФАР используются сигналы в виде медленно и быстро флуктуирующих пачек импульсов, которые применяются для решения задач обнаружения, оценивания параметров, а также классификации целей на фоне помех и шумов.

Считается, что прием сигналов осуществляется на фоне активных шумовых помех. На входы ФАР сигналы и помехи поступают вместе с белым гауссовским шумом (БГШ). Иногда рассматривается более реалистичная картина, когда шум действует в конечной полосе и является вырожденным [3].

Будем считать, что ФАР состоит из подрешеток, каждая из которых предназначена для излучения и приема сигналов на частоте f_l , $l = \overline{1, 2}$. Число элементов на каждой из частот f_l определяется величиной N_l . Для прямоугольной решетки $N_l = N_{l\alpha} \times N_{l\beta}$. Общее число элементов решетки будет составлять $N = \sum_{l=1}^2 N_l$ элементов.

Случайный процесс, принимаемый ДРЛК с ФАР, можно записать в виде блочного $1 \times N$ вектора

$\xi^T = (\xi_1^T, \xi_2^T)$, состоящего из суммы векторов сигнала $\vec{s}^T = (\vec{s}_1^T, \vec{s}_2^T)$, помех $\vec{n}^T = (\vec{n}_1^T, \vec{n}_2^T)$ и БГШ $\vec{w}^T = (\vec{w}_1^T, \vec{w}_2^T)$, где T – операция транспонирования. Таким образом, $\xi = \vec{s} + \vec{n} + \vec{w} = \vec{s} + \vec{\eta}$.

В случае выполнения указанных условий ДРЛК с ФАР могут приниматься сигналы, помехи и шум, описываемые следующими математическими моделями.

1) Модель сигнала в виде пачек, содержащего по r импульсов на каждой из частот f_l , отраженных от медленно флуктуирующей цели:

$$\begin{aligned} \vec{s}_l(t) = & \sqrt{E_{lt}} [\vec{g}_l(\alpha(t)) \otimes \vec{g}_l(\beta(t))] z_l \times \\ & \times \sum_{i=1}^r u_{sli}(t - T_{ni} - \tau_3) \exp\{j\omega_{dl}(t - \tau_3)\}, \end{aligned} \quad (1)$$

где E_{lt} – энергия импульса на частоте l ; z_l – комплексная гауссовская случайная величина на частоте l , характеризующая закон флуктуаций принимаемого сигнала; $\vec{g}_l(\alpha(t))$ – вектор волнового фронта электромагнитной волны, принимаемой от цели в азимутальной плоскости размера $N_{l\alpha} \times 1$; $\vec{g}_l(\beta(t))$ – вектор волнового фронта электромагнитной волны, принимаемой от цели в угломестной плоскости размера $N_{l\beta} \times 1$; $\otimes$ – означает прямое произведение векторов; $u_{sli}(t - T_{ni} - \tau_3)$ и $i = \overline{1, r}$ – законы амплитудной и фазовой модуляции i -го импульса в пачке, состоящей из r импульсов; τ_3 – время задержки отраженного импульса относительно зондирующего, которое в случае приемной части, образованной за счет комплексирования приемных позиций РЛС, работающих в различных диапазонах электромагнитных волн, можно считать одинаковым; T_{ni} – период повторения импульсов в пачке; ω_{dl} – доплеровский сдвиг частоты на частоте l . Предполагается, что $M[z_l] = 0$, $M[|z_l|^2] = \sigma_l^2$, $M[\cdot]$ – операция вычисления математического ожидания от выражения, стоящего в квадратных скобках.

В ДРЛК с ФАР, использующим одновременное излучение сигналов в двух диапазонах электромагнитных волн, выполняется условие ортогональности: $M[z_1 z_2^*] = 0$, где $*$ – эрмитова сопряженность вектора или матрицы (транспонирование и комплексная сопряженность элементов).

Модель (1) справедлива в случае, когда небольшие перемещения цели не оказывают заметного влияния на отраженные сигналы с высокой частотой повторения импульсов.

Запишем формулу (1) в матричном виде:

$$\begin{aligned} \vec{s}_l(t) = & \sqrt{E_{lt}} [\vec{g}_l(\alpha(t)) \otimes \vec{g}_l(\beta(t))] \times \\ & \times z_l \vec{u}_{sl}^T(t - \tau_3) \cdot \vec{1} \cdot \exp\{j\omega_{dl}(t - \tau_3)\}, \end{aligned} \quad (2)$$

где $\vec{u}_{sl}^T(t - \tau_3) = (u_{sl1}(t - T_n - \tau_3), u_{sl2}(t - T_{n2} - \tau_3), \dots, u_{slr}(t - T_{nr} - \tau_3))$; $\vec{1}^T = (1, 1, \dots, 1)$ – единичный вектор размера $1 \times 2r$.

Удобно представить выражение (2) одним матричным уравнением:

$$\vec{s}(t) = G(\alpha(t), \beta(t)) \cdot \Xi \cdot E(\omega_d, \tau_3) \cdot Z \cdot U(t) \cdot \vec{1}, \quad (3)$$

где $G(\alpha(t), \beta(t))$ и $U(t)$ – матрицы размерами, соответственно, $N \times 2$ и $2 \times 2r$, которые имеют вид:

$$G(\alpha(t), \beta(t)) = \begin{bmatrix} \vec{g}_1(\alpha(t)) \otimes \vec{g}_1(\beta(t)) & \vec{0} \\ \vec{0} & \vec{g}_2(\alpha(t)) \otimes \vec{g}_2(\beta(t)) \end{bmatrix},$$

$$U(t) = \begin{bmatrix} \vec{u}_{s1}^T(t - \tau_3) & \vec{0}^T \\ \vec{0}^T & \vec{u}_{s2}^T(t - \tau_3) \end{bmatrix},$$

$\Xi = \text{diag}(\sqrt{E_{it}})_{i=1}^2$ – диагональная матрица размера 2×2 ; $Z = \text{diag}(z_i)_{i=1}^2$ – диагональная матрица размера 2×2 ; $E(\omega_d, \tau_3) = \text{diag}(\exp\{j\omega_{dl}(t - \tau_3)\})_{l=1}^2$ – диагональная матрица размера 2×2 ; $\vec{1}^T = (1, 1, \dots, 1)$ – единичный вектор размера $1 \times 2r$.

Заметим, что матрицы Ξ , Z и $E(\omega_d, \tau_3)$ – коммутативны, т. е. для них справедливы выражения $\Xi \cdot Z \times E(\omega_d, \tau_3) = E(\omega_d, \tau_3) \cdot \Xi \cdot Z = Z \cdot E(\omega_d, \tau_3) \cdot \Xi$. Поэтому (3) можно представить в любой удобной последовательности.

Поскольку предполагается, что $\forall M[Z_l] = 0$, в случае гауссовского распределения СВ основной числовой характеристикой сигнала $\vec{s}(t)$ является его ковариационная матрица $K_s(t_1, t_2)$ двух скалярных переменных $t_1, t_2 \in t$:

$$K_s(t_1, t_2) = M[\vec{s}(t_1)\vec{s}^*(t_2)] =$$

$$= (G(\alpha(t_1), \beta(t_1)) \cdot \Xi \cdot E(\omega_d, \tau_3)) \times$$

$$\times M[Z \cdot U(t_1) \cdot \vec{1} \cdot \vec{1}^T \cdot U^*(t_2) \cdot Z] \times$$

$$\times (E^*(\omega_d, \tau_3) \cdot \Xi \cdot G^*(\alpha(t_2), \beta(t_2))). \quad (4)$$

Следует помнить, что в данном случае матрица $K_s(t_1, t_2)$ является вырожденной, так как ее ранг будет равен 2, т. е.

$$\text{rank } K_s(t_1, t_2) = 2 \ll N. \quad (5)$$

2) Модель сигнала в виде пачек, содержащего по r импульсов на каждой из частот f_l , отраженных от быстро флуктуирующей цели:

$$\vec{s}_l(t) = \sqrt{E_{lt}} [\vec{g}_l(\alpha(t)) \otimes \vec{g}_l(\beta(t))] \times$$

$$\times \sum_{i=1}^r z_{li} u_{sli}(t - T_{ni} - \tau_3) \times$$

$$\times \exp\{j\omega_{dl}(t - \tau_3)\}, \quad (6)$$

где z_{li} – независимые комплексные гауссовские СВ, для которых выполняются условия $M[z_{li}] = 0$, $M[|z_{li}|^2] = \sigma_{li}^2$.

Такая модель справедлива в случае, когда небольшие изменения ориентации цели вызывают значительные изменения отраженного сигнала. В

данном случае цель флуктуирует настолько быстро, что отраженные от нее сигналы, обусловленные соседними импульсами, независимы.

Формулу (6) для узкополосного сигнала, принимаемого на частоте f_l , представим в матричном виде:

$$\vec{s}_l(t) = \sqrt{E_{lt}} [\vec{g}_l(\alpha(t)) \otimes \vec{g}_l(\beta(t))] \times$$

$$\times \vec{u}_{sl}^T(t - \tau_3) \cdot Z_l \cdot \vec{1} \times \exp\{j\omega_{dl}(t - \tau_3)\}, \quad (7)$$

где $Z_l = \text{diag}(z_i)_{i=1}^r$ – диагональная матрица размера $r \times r$, а остальные векторы и матрицы аналогичны описанным в выражении (3).

Выражение (7) также можно представить в виде матричного уравнения:

$$\vec{s}(t) = G(\alpha(t), \beta(t)) \cdot \Xi \cdot E(\omega_d, \tau_3) \cdot U(t) \cdot Z \cdot \vec{1}, \quad (8)$$

где $Z = \text{diag}(Z_l)_{l=1}^r$ – блочная диагональная матрица размера $2r \times 2r$. Вид остальных матриц и векторов был определен ранее.

Ковариационная матрица вектора $\vec{s}(t)$ определяется выражением:

$$K_s(t_1, t_2) = M[\vec{s}(t_1)\vec{s}^*(t_2)] = G(\alpha(t_1), \beta(t_1)) \cdot \Xi \times$$

$$\times E(\omega_d, \tau_3) \cdot U(t_1) \cdot M[Z \cdot \vec{1} \cdot \vec{1}^T \cdot Z^*] \cdot U^*(t_2) \times$$

$$\times E^*(\omega_d, \tau_3) \cdot \Xi \cdot G^*(\alpha(t_2), \beta(t_2)) =$$

$$= G(\alpha(t_1), \beta(t_1)) \cdot \Xi \cdot E(\omega_d, \tau_3) \cdot U(t_1) \cdot K_Z \times$$

$$\times U^*(t_2) E^*(\omega_d, \tau_3) \cdot \Xi \cdot G^*(\alpha(t_2), \beta(t_2)). \quad (9)$$

Следует помнить, что $K_Z = M[Z \cdot \vec{1} \cdot \vec{1}^T \cdot Z]$ в общем случае представляет собой блочную матрицу $K_Z = \text{diag}(K_{Zl})_{l=1}^r$, где $K_{Zl} = M[Z_l \cdot \vec{1} \cdot \vec{1}^T \cdot Z_l]$, так как $M[Z_1 Z_2^*] = 0$.

3) Модель сигнала $\vec{\eta}(t)$, создаваемого активными шумовыми помехами и шумами на каждой из частот f_l :

$$\vec{\eta}_l(t) = \sum_{i=1}^d f_{lci}(\theta_i, \varphi_i) e_{li}(t) + \vec{w}_l(t), \quad (10)$$

где d_l – число источников помех; $f_{lci}^T = f_{lc}(\theta_i, \varphi_i)$ – вектор коэффициентов направленного действия (КНД) антенны по сигналам i -го источника; $e_{li}(t)$ – напряженность поля i -го источника.

Представим формулу (10) в удобной матричной форме:

$$\vec{\eta}_l(t) = G_l(\theta, \varphi) e_l(t) + \vec{w}_l(t), \quad (11)$$

где $G_l(\theta, \varphi) = (f_{lc1}, f_{lc2}, \dots, f_{lcd_l})$ – матрица, столбцами которой являются векторы КНД антенны по сигналам помех; $e_l^T(t) = (e_{l1}(t), e_{l2}(t), \dots, e_{ld_l}(t))$ – вектор, составленный из значений напряженности поля источников помех.

Запишем выражение (11) одним матричным уравнением:

$$\vec{\eta}(t) = G(\theta, \varphi) \vec{e}(t) + \vec{w}(t), \quad (12)$$

где $G(\theta, \varphi) = \text{diag}(G_1(\theta, \varphi))_{l=1}^2$ – блочная диагональная матрица размером $N \times (d_1 + d_2)$; $\vec{e}^T = (\vec{e}_1^T, \vec{e}_2^T)$ – блочный вектор размером $(d_1 + d_2) \times 1$; $\vec{w}^T = (\vec{w}_1^T, \vec{w}_2^T)$ – блочный вектор размером $N \times 1$.

В качестве модели шума $\vec{w}_l(t)$ используется модель БГШ с ковариационной матрицей:

$$K_{w_l}(t_1, t_2) = N_{w_l} \delta(t_1, t_2), \quad (13)$$

где $\delta(t_1, t_2)$ – дельта-функция Дирака; $N_{w_l} = I \frac{N_{l0}}{2}$ – диагональная матрица размера $N_l \times N_l$; I – единичная матрица размера $N_l \times N_l$; $\frac{N_{l0}}{2}$ – спектральная плотность шума в пределах полосы пропускания на частоте f_l .

При этом $K_w(t_1, t_2) = \text{diag}(K_{w_l}(t_1, t_2))_{l=1}^2$ будет представлять собой блочную диагональную матрицу размера $N \times N$.

Учитывая (10–13), ковариационную матрицу помех и шумов $K_{\eta_l}(t_1, t_2)$ можно представить в следующем виде:

$$K_{\eta_l}(t_1, t_2) = G_l(\theta, \varphi) K_{cl}(t_1, t_2) G_l^T(\theta, \varphi) + K_{w_l}(t_1, t_2), \quad (14)$$

где $K_{cl}(t_1, t_2) = \text{diag}(\sigma_{eli}^2(t_1, t_2))_{i=1}^{d_l}$ – диагональная матрица размера $d_l \times d_l$; $M[e_{li}(t_1)e_{li}^*(t_2)] = \sigma_{eli}^2(t_1, t_2)$ – значение дисперсии напряжения $e_{li}(t)$, $i = \overline{1, d_l}$.

Выражение (14) также можно представить в виде матричного уравнения:

$$K_{\eta}(t_1, t_2) = G(\theta, \varphi) K_c(t_1, t_2) G^T(\theta, \varphi) + K_w(t_1, t_2), \quad (15)$$

где $K_c(t_1, t_2) = \text{diag}(K_{cl}(t_1, t_2))_{l=1}^2$ – блочная диагональная матрица размером $(d_1 + d_2) \times (d_1 + d_2)$; $K_w(t_1, t_2) = \text{diag}(K_{w_l}(t_1, t_2))_{l=1}^2$ – блочная диагональная матрица размером $N \times N$.

Обратная ковариационная матрица помех и шумов $Q_{\eta}(t_1, t_2)$ записывается в виде соотношения:

$$\int_{T_1}^{T_2} Q_{\eta}(t_1, t_2) K_{\eta}(t_2, t_3) dt_2 = I \delta(t_1 - t_3), t_1, t_3, t_2, \quad (16)$$

$$\in [T_1, T_2],$$

где I – диагональная единичная матрица размера $N \times N$, t_1, t_2, t_3 – скалярные переменные; $[T_1, T_2]$ – интервал времени, на котором производится оценка и обнаружение сигнала.

Несмотря на то, что подрешетки в составе ФАР ДРЛК работают в различных диапазонах длин волн (дециметровом и метровом), на практике спектры случайных процессов $S_{\xi_1}(\omega) \in [\omega_{11}, \omega_{12}] = \Delta\omega_1$ и $S_{\xi_2}(\omega) \in [\omega_{21}, \omega_{12}] = \Delta\omega_2$ перекрываются на небольшом интервале частот $S_{\varepsilon_p} \in [\omega_{21}, \omega_{12}] = \Delta\omega_p$, где S_{ε_p} – спектр взаимного перекрытия частот двух подрешеток. Данный эффект приводит к

нарушению условий ортогональности $M[z_1 z_2^*] \neq 0$, а также к корреляции помех разных диапазонов длин волн на данном интервале частот $[\omega_{21}, \omega_{12}]$.

В этом случае комплексные гауссовские случайные величины z_{li} будут коррелированы между двумя частотными диапазонами $M[z_{1i} z_{2i}^*] \neq 0$. Исходя из этого, каждую z_{li} , $l = \overline{1, 2}$ в выражениях (2) и (6) представляют в виде совокупности $z_{li} = z_{li\perp} + z_{li\parallel}$, где $z_{li\perp}$ соответствует ортогональной составляющей, т. е. $M[z_{li\perp} z_{\chi i\perp}^*] = 0, \forall l \neq \chi$, а $z_{li\parallel}$ – коррелированной составляющей, такой что $M[z_{li\parallel} z_{\chi i\parallel}^*] = M[z_{li\parallel} z_{\chi i\parallel}^*] = \rho_{l\chi}$.

При перекрытии спектров процессов ξ_1 и ξ_2 вместо матрицы $K_{cl}(t_1, t_2)$, в выражении (14) используется блочная матрица дисперсий коррелированных помех $K_{cl,\chi}(t_1, t_2)$, $l, \chi = \overline{1, 2}; \forall l \neq \chi$ размера $(d_1 + d_2) \times (d_1 + d_2)$. На главной диагонали блочной матрицы $K_{cl,\chi}(t_1, t_2)$ находятся матрицы:

$$K_{cl}(t_1, t_2) = \text{diag}(\sigma_{eli}^2(t_1, t_2))_{i=1}^{d_l},$$

где $M[e_{li}(t_1)e_{li}^*(t_2)] = \sigma_{eli}^2(t_1, t_2)$ – значение дисперсии напряжения i -го источника помехи в l -м диапазоне длин волн $e_{li}(t)$, $i = \overline{1, d_l}$. На побочной диагонали находятся матрицы дисперсий коррелированных помех $\zeta_{l\chi}(t, \vartheta)$, $l, \chi = \overline{1, 2}$, с элементами, равными $M[e_{li}(t_1)e_{\chi j}^*(t_2)] = \sigma_{l\chi ij}^2(t_1, t_2)$, $l, \chi = \overline{1, 2}$ при $i = \overline{1, d_1}, j = \overline{1, d_2}$.

Блочная матрица $K_{cl,\chi}(t_1, t_2)$ имеет вид:

$$K_{cl,\chi}(t_1, t_2) = \begin{bmatrix} K_{c1}(t_1, t_2) & \zeta_{21}(t_1, t_2) \\ \zeta_{12}(t_1, t_2) & K_{c2}(t_1, t_2) \end{bmatrix}, \quad (17)$$

В этом случае вектор $e_l(t)$ будет иметь размерность $1 \times (d_1 + d_2)$, размерность матрицы $K_c(t_1, t_2) = \text{diag}(K_{cl,\chi}(t_1, t_2))_{l=1}^2$ будет соответствовать выражению $2 \cdot (d_1 + d_2) \times 2 \cdot (d_1 + d_2)$, а размерность матриц $G_l(\theta(t_1), \varphi(t_2))$ и $G(\theta(t_1), \varphi(t_2))$ – $N \times (d_1 + d_2)$ и $N \times 2 \cdot (d_1 + d_2)$, соответственно.

Модель функционирования ДРЛК, осуществляющего одновременную оценку и обнаружение сигналов, принимаемых от медленно и быстро флуктуирующей цели на фоне помех и шумов и анализ ее работы в случае перекрытия спектров двух диапазонов длин волн

С помощью многолучевого многоканального по дальности и радиальной скорости ДРЛК может быть решена задача одновременной оценки и обнаружения сигнала от цели с неизвестными координатами на фоне помех и шумов. Задача состоит в том, чтобы по принятой реализации входного случайного процесса отдельно в дециметровом и метровом диапазоне длин волн установить, есть сигнал от цели в заданной зоне пространства или сигнала нет, и если сигнал присутствует, то вы-

явить, в какой из элементарных областей расположена обнаруживаемая цель. При этом считается, что зона обзора для двух диапазонов длин волн будет общей. Объединение оценок координат цели от двух диапазонов длин волн позволяет повысить точность определения траекторных параметров целей, увеличить вероятность правильного обнаружения цели в ДРЛК.

Для решения указанной задачи необходимо разбить зону обзора в каждом диапазоне длин волн на $h = (h_1, h_2)$ областей. Предполагается, что дальность R_{ld} , радиальная скорость v_l , азимут a_l и угол места β_l цели могут принимать только дискретные значения из области их определения. При этих условиях может быть решена задача многоальтернативного обнаружения и установлен не только факт наличия или отсутствия цели в зоне обзора, но и определена та элементарная область значений для двух диапазонов длин волн, в которой находится цель.

Исходя из этого, задача одновременной оценки и обнаружения сигнала от цели с неизвестными координатами на фоне помех и шумов в ДРЛК может быть представлена как трехэтапная процедура обработки радиолокационной информации.

На первом этапе необходимо сформировать $h = (h_1, h_2)$ усредненных функционалов отношения правдоподобия $\Lambda[\tilde{\xi}(t)] = (\Lambda_1[\tilde{\xi}_1(t)], \Lambda_2[\tilde{\xi}_2(t)])$, соответствующих совокупности элементарных областей разбиения зоны обзора в соответствующем диапазоне длин волн для проверки гипотезы о наличии в принятой реализации сигнала от цели. Альтернативой служит отсутствие сигнала в заданной зоне обзора. При превышении усредненным функционалом отношения правдоподобия $\Lambda_{lk}[\tilde{\xi}_l(t)] \geq q_l, k = \overline{1, h_l}$ порогового значения, принимается решение о наличии сигнала в зоне обзора для соответствующего диапазона длин волн. Второй этап состоит в сравнении между собой всех полученных на первом этапе значений функционалов отношения правдоподобия и выборе наибольшего из них в каждом диапазоне длин волн [2].

Третий этап представляет собой объединение информации, полученной от двух диапазонов длин волн. Повышение точности оценки координат цели в ДРЛК достигают за счет компенсации погрешностей ошибок измерений, полученных измерителями в соответствующих диапазонах.

При практическом решении задачи одновременной оценки и обнаружения сигнала от цели с

неизвестными координатами на фоне помех и шумов вместо функционалов отношения правдоподобия $\Lambda[\tilde{\xi}(t)] = (\Lambda_1[\tilde{\xi}_1(t)], \Lambda_2[\tilde{\xi}_2(t)])$ целесообразно использовать соответствующие им достаточные статистики $d_k = (d_{1k}, d_{2k})$.

Определим выражения для $d_{lk}, k = \overline{1, h_l}$, определяющей оптимальную обработку при одновременной оценке и обнаружении цели на фоне помех и шумов в k -ом канале l -го диапазона длин волн в ДРЛК. Считаем, что канал настроен на прием сигналов от цели с координатами $R_{ldk}, v_{lk}, \alpha_{lk}, \beta_{lk}$.

Используя формулы (10–16), а также результаты, полученные в [2], найдем общее выражение для d_{lk} , определяющее оптимальную обработку:

$$d_{lk} = \int_{T_1}^{T_2} \int_{T_1}^{T_2} \tilde{\xi}_l^*(t_1) Q_{\eta_l}(t_1, t_2) \hat{s}_{lk}(t_2) dt_1 dt_2, \quad k = \overline{1, h_l}, \quad (18)$$

где $\hat{s}_{lk}(t_2)$ – оценка сигнала $\tilde{s}_{lk}(t_2)$ по методу наименьшего среднего квадрата ошибки, полученная в k -ом канале l -го диапазона длин волн.

Реализацию оптимальной обработки представленной формулой (18) осуществим по схеме фильтр-квадратор-интегратор для различных моделей сигналов.

1) В случае быстро флуктуирующих пачек импульсов

В этом случае процесс $\tilde{\xi}_l(t)$, принимаемый ДРЛК с ФАР в l -ом диапазоне длин волн, может быть представлен в виде произведения скалярного гауссовского случайного вектора $z_l = (z_{l1}, z_{l2}, \dots, z_{lr})$, на неслучайный вектор $\vec{L}(t)_{lk}$. Неслучайный вектор $\vec{L}(t)_{lk}$ определяется следующим соотношением:

$$\vec{L}(t)_{lk} = \sqrt{E_{lt}} [\vec{g}_l(\alpha_k) \otimes \vec{g}_l(\beta_k)] \times \sum_{i=1}^r u_{sli}(t - T_{ni} - \tau_{3k}) \exp\{j\omega_{dlk}(t - \tau_{3k})\}, \quad (19)$$

где величины $\alpha_k(t), \beta_k(t), \tau_{3k}, \omega_{dlk}$ имеют то же значение, что и в выражении (1), а индексом $k = \overline{1, h_l}$ обозначен номер канала в l -ом диапазоне длин волн.

Значит выражение для d_{lk} будет иметь вид:

$$d_{lk} = \int_{T_1}^{T_2} \int_{T_1}^{T_2} \int_{T_1}^{T_2} \int_{T_1}^{T_2} \int_{T_1}^{T_2} \tilde{\xi}_l^*(t_1) Q_{\eta_l}(t_1, t_3) \vec{L}(t_3)_{lk} K_{Z_l}(t_3, t_5) K_{Z_l}^*(t_4, t_5) \times \\ \times \vec{L}^*(t_4)_{lk} Q_{\eta_l}^*(t_2, t_4) \tilde{\xi}_l(t_2) dt_1 dt_2 dt_3 dt_4 dt_5, \quad (20)$$

где $t_1, t_2, t_3, t_4, t_5 \in [T_1, T_2]$ – скалярные переменные.

В фильтре с импульсной характеристикой $Q_{l\eta}(t_1, t_3)$ последовательно производится оценка помех и шумов и их вычитание из входной реализации $\tilde{\xi}_l^*(t_1)$. Далее производится переход от N_l пространственных каналов к одному с помощью умножения выходных напряжений фильтра $Q_{l\eta}(t_1, t_3)$ на вектор $\vec{L}(t_3)_{lk}$.

Последний этап заключается в пропуске полученного напряжения через фильтр с импульсной характеристикой $K_{Z_l}(t_3, t_5)$, учитывающий

влияние случайного вектора $z_l = (z_{l1}, z_{l2}, \dots, z_{lr})$, и его детектирования.

Используя результаты, полученные в выражениях (1–9), представим выражение (19) в следующем виде:

$$\vec{L}(t)_k = G(\alpha_k, \beta_k) \cdot \Xi \cdot E(\omega_{dk}, \tau_{3k}) \cdot U(t) \vec{1}. \quad (21)$$

Матричное уравнение для $d_k = (d_{1k}, d_{2k})$ в этом случае будет иметь вид:

$$d_k = \int_{T_1}^{T_2} \int_{T_1}^{T_2} \int_{T_1}^{T_2} \int_{T_1}^{T_2} \int_{T_1}^{T_2} \tilde{\xi}_l^*(t_1) Q_{l\eta}(t_1, t_3) \vec{L}(t_3)_k K_Z(t_3, t_5) \times \\ \times K_Z^*(t_4, t_5) \vec{L}^*(t_4)_k Q_{l\eta}^*(t_2, t_4) \tilde{\xi}_l(t_2) dt_1 dt_2 dt_3 dt_4 dt_5. \quad (22)$$

При перекрытии спектров векторов $\tilde{\xi}_1$ и $\tilde{\xi}_2$ алгоритм оптимальной обработки существенно усложняется. Трудности связаны с увеличением размерности матрицы $K_{cl,x}(t_1, t_2)$, а также влиянием находящихся в ней дисперсий коррелированных помех $\sigma_{l\chi ij}^2(t_1, t_2)$, необходимость учета которых значительно усложняет алгоритм обработки. Основная сложность заключается в нахождении импульсной характеристики фильтра $Q_{l\eta}(t_1, t_3)$, учитывающей влияние корреляции помех различных диапазонов длин волн, которая связана с матрицами $K_{cl,x}(t_1, t_2)$ и $K_{l\eta}(t_1, t_2)$ формулами (14–16).

Для учета коррелированной составляющей $z_{li\parallel}$, комплексные гауссовские СВ z_{li} , входящие в вектор z_l , представляются в виде $z_{li} = z_{li\perp} + z_{li\parallel}$, а неслучайный вектор $\vec{L}(t)_k$ предварительно преобразовывается в вектор $\vec{L}_{\perp}(t)_k$, обладающий свойством би-ортогональности. Процедура формирования векторов $\vec{L}_{\perp}(t)_k$ описана в [4]. В результате фильтр с импульсной характеристикой $K_Z(t_1, t_2)$ будет выдавать оценку ортогональной составляющей комплексной гауссовской СВ $\hat{z}_{li\perp}$.

2) В случае медленно флуктуирующих пачек импульсов

В этом случае процесс $\tilde{\xi}_l(t)$ представляет собой произведение скалярной комплексной гауссовской величины z_l на неслучайный вектор $\vec{L}(t)_{lk}$.

Выражение для d_{lk} имеет вид:

$$d_{lk} = \hat{z}_l \int_{T_1}^{T_2} \int_{T_1}^{T_2} \tilde{\xi}_l^*(t_1) Q_{l\eta}(t_1, t_2) \vec{L}(t_2)_{lk} dt_1 dt_2. \quad (23)$$

Оценка $\hat{z}$ по максимуму правдоподобия равна:

$$\hat{z}_l = \frac{\int_{T_1}^{T_2} \int_{T_1}^{T_2} \tilde{\xi}_l^*(t_1) Q_{l\eta}(t_1, t_2) \vec{L}(t_2)_{lk} dt_1 dt_2}{\int_{T_1}^{T_2} \int_{T_1}^{T_2} \vec{L}_{\perp}^*(t_1) Q_{l\eta}(t_1, t_2) \vec{L}(t_2)_{lk} dt_1 dt_2}. \quad (24)$$

Подстановка оценки $\hat{z}$ в (23) с учетом того, что при полностью известных статистических характеристиках знаменатель является известной величиной и может быть включен в порог, дает следующий результат:

$$d_{lk} = \left| \int_{T_1}^{T_2} \int_{T_1}^{T_2} \tilde{\xi}_l^*(t_1) Q_{l\eta}(t_1, t_2) \vec{L}(t_2)_{lk} dt_1 dt_2 \right|^2. \quad (25)$$

Из (25) следует, что обработка существенно упрощается по сравнению со случаем быстро флуктуирующих пачек импульсов. Отпадает необходимость в фильтре с импульсной характеристикой $K_{Z_l}(t_3, t_5)$; напряжение с выхода пространственного канала поступает на квадратичный детектор [2].

Представим выражение (25) в следующем виде:

$$d_k = \left| \int_{T_1}^{T_2} \int_{T_1}^{T_2} \tilde{\xi}_l^*(t_1) Q_{l\eta}(t_1, t_2) \vec{L}(t_2)_k dt_1 dt_2 \right|^2. \quad (26)$$

Особенности работы алгоритма обработки радиолокационной информации при перекрытии спектров процессов $\tilde{\xi}_1$ и $\tilde{\xi}_2$, вызванных коррелированностью помех и сложностью проектирования фильтра с импульсной характеристикой $Q_{l\eta}(t, \theta)$, распространяются и на случай сигнала в виде медленно флуктуирующих пачек импульсов. Отличия состоят в получении оценки ортогональной составляющей величины $\hat{z}_{l\perp}$ по максимуму правдоподобия согласно формуле (26), где вместо $\vec{L}(t)_{lk}$, будет использоваться вектор $\vec{L}_{\perp}(t)_{lk}$, что приведет к изменению величины порога в алгоритме обработки.

Основной задачей третьего этапа является объединение информации, полученной от измерителей в двух диапазонах длин волн, которые осуществляют оценку координат цели. Повышение точности оценки достигается за счет компенсации ошибок измерений, получаемых в двух диапазонах длин волн.

Рассмотрим схему, осуществляющую компенсацию погрешностей измерений в ДРЛК за счет их взаимной компенсации и фильтрации (рисунок 1).

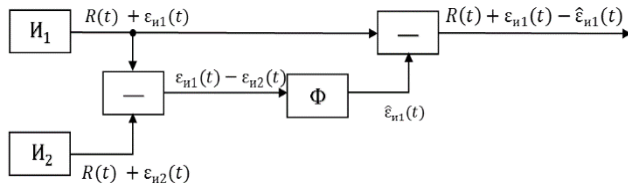


Рис.1. Схема компенсации ошибок измерений в ДРЛК за счет их взаимной компенсации и фильтрации

Fig. 1. The Scheme of Compensation of Measurement Errors in TBRC Due to their Mutual Compensation and Filtering

При выполнении задачи одновременной оценки и обнаружения сигнала от цели с неизвестными координатами на фоне помех и шумов в ДРЛК, измеритель I_1 в метровом, а измеритель I_2 в дециметровом диапазоне длин волн осуществляют оценку одного и того же изменяющегося во времени параметра $R(t)$ с ошибками $\varepsilon_{n1}(t)$ и $\varepsilon_{n2}(t)$, соответственно. Точность оценки координаты измерителя I_2 выше точности оценки измерителя I_1 . На выходе измерителей сигналы представляются в виде:

$$Y_1(t) = R(t) + \varepsilon_{n1}(t), \quad Y_2(t) = R(t) + \varepsilon_{n2}(t). \quad (27)$$

После первого вычитающего устройства стоит фильтр Φ , который, используя априорную информацию о статистических характеристиках ошибок $\varepsilon_{n1}(t)$ и $\varepsilon_{n2}(t)$, формирует оценку первой из них $\hat{\varepsilon}_{n1}(t)$. Во втором вычитающем устройстве происходит компенсация ошибок, в результате чего окончательная погрешность $\varepsilon_{n1}(t) - \hat{\varepsilon}_{n1}(t)$ оказывается меньше исходной погрешности $\varepsilon_{n1}(t)$ измерителя I_1 .

Пусть $S_R(\omega)$ – спектр процесса $g(t)$, а $S_i(t)$ – спектр случайной реализации ε_{ni} , $i = 1, 2$. Вследствие линейности преобразования Фурье спектр процесса $\Delta(t) = \varepsilon_{n1}(t) - \varepsilon_{n2}(t)$ на выходе первого вычитающего устройства:

$$S_{\Delta}(\omega) = S_1(\omega) - S_2(\omega). \quad (28)$$

Спектр $\hat{S}_1(\omega)$ сигнала $\hat{\varepsilon}_{n1}(t)$ на выходе фильтра с частотным коэффициентом передачи $K(j\omega)$ представляется в виде:

$$\hat{S}_1(t) = S_{\Delta}(\omega)K(j\omega) = [S_1(\omega) - S_2(\omega)]K(j\omega). \quad (29)$$

Спектр $S_Y(\omega)$ сигнала $Y(t) = R(t) + \varepsilon_{n1}(t) - \hat{\varepsilon}_{n1}(t)$ на выходе второго вычитающего устройства, вследствие линейности преобразования Фурье определяется формулой:

$$S_Y(\omega) = S_R(\omega) + S_1(\omega) - \hat{S}_1(t). \quad (30)$$

С учетом основного соотношения спектрально-го метода выходной сигнал комплексной системы будет равен:

$$\begin{aligned} Y(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_Y(\omega) \exp(j\omega t) d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} [S_R(\omega) + S_1(\omega) - \hat{S}_1(t)] \exp(j\omega t) d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_R(\omega) \exp(j\omega t) d\omega + \\ &+ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} [S_1(\omega) - \hat{S}_1(\omega)] \times \\ &\times \exp(j\omega t) d\omega = R(t) + \varepsilon_Y(t), \end{aligned} \quad (31)$$

где первое слагаемое представляет собой обратное преобразование Фурье измеряемого параметра $R(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_R(\omega) \exp(j\omega t) d\omega$, а второе слагаемое – результирующую ошибку измерения параметра $\varepsilon_Y(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} [S_1(\omega) - \hat{S}_1(\omega)] \times \exp(j\omega t) d\omega$.

Дисперсия этой ошибки равна:

$$\begin{aligned} \sigma_{\varepsilon_Y}^2 &= \overline{\varepsilon_Y(t)\varepsilon_Y^*(t)} = \\ &= \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} [S_1(\omega) - \hat{S}_1(\omega)] \exp(j\omega t) d\omega \right] \times \\ &\times \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} [S_1(\omega') - \hat{S}_1(\omega')] \exp(j\omega' t) d\omega' \right]^*, \end{aligned} \quad (32)$$

где знак верхней черты означает операцию усреднения по времени.

Используя результаты, полученные в [5], найдем выражение для дисперсии ошибки:

$$\begin{aligned} \sigma_{\varepsilon_Y}^2 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \{W_1(\omega)|1 - K(j\omega)|^2 + \\ &+ W_{21}(\omega)K(j\omega)[1 - K(j\omega)]^* + \\ &+ W_{12}(\omega)[1 - K(j\omega)] + \\ &+ K^*(j\omega) + W_2(\omega)|K(j\omega)|^2\} d\omega. \end{aligned} \quad (33)$$

где $W_i(\omega)$ – энергетический спектр процесса ε_{ni} при $i = 1, 2$; $W_{ik}(\omega)$ – взаимный энергетический спектр процессов $\varepsilon_{ni}(t)$ и $\varepsilon_{nk}(t)$, которые определяются исходя из следующих соотношений:

$$\overline{S_i(\omega)S_i^*(\omega')} = 2\pi W_i(\omega)\delta(\omega - \omega'),$$

$$\overline{S_i(\omega)S_k^*(\omega')} = 2\pi W_{ik}(\omega)\delta(\omega - \omega').$$

Частотная характеристика фильтра $K(j\omega)$ выбирается по критерию минимума среднеквадратической ошибки, то есть из условия минимума дисперсии ошибки (33). При перекрытии спектров случайных процессов ξ_1 и ξ_2 , энергетические спектры ошибок измерений $W_1(\omega) \in [\omega_{11}, \omega_{12}]$ и $W_2(\omega) \in [\omega_{21}, \omega_{22}]$ будут также перекрываться на интервале частот $[\omega_{21}, \omega_{12}]$, что препятствует полному устранению ошибки $\varepsilon_Y(t) = \varepsilon_{n1}(t) - \hat{\varepsilon}_{n1}(t)$ (рисунок 2).

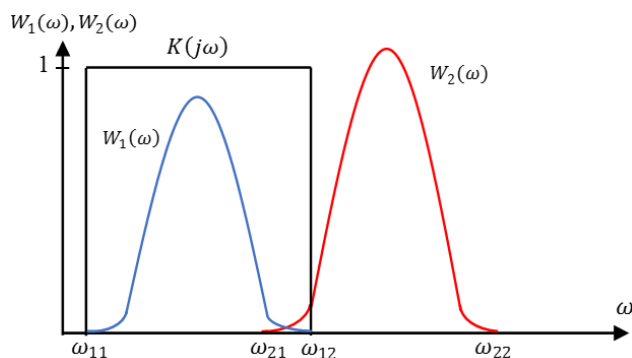


Рис. 2. Энергетические спектры ошибок измерений $\varepsilon_{n1}(t)$ и $\varepsilon_{n2}(t)$

Fig. 1. The Energy Spectra of Measurement Errors $\varepsilon_{n1}(t)$ and $\varepsilon_{n2}(t)$

Частотная характеристика фильтра $K(j\omega)$ выбирается такой, чтобы в наибольшей степени подавлять процесс $\varepsilon_{n2}(t)$ и в минимальной степени искажать процесс $\varepsilon_{n1}(t)$. Выбрав интервал частот для $K(j\omega)$ равным $[\omega_{11}, \omega_{12}]$, а также учитывая ошибки измерений, обусловленные влиянием перекрытия энергетических спектров процессов $\varepsilon_{n1}(t)$ и $\varepsilon_{n2}(t)$, запишем выражение (33) в следующем виде:

$$\begin{aligned} \sigma_{\varepsilon_Y}^2 = & \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_{11}}^{\omega_{12}} W_1(\omega) |1 - K(j\omega)|^2 d\omega + \\ & + \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_{21}}^{\omega_{12}} W_{21}(\omega) K(j\omega) \times [1 - K(j\omega)]^* d\omega + \\ & + \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_{21}}^{\omega_{12}} W_{12}(\omega) [1 - K(j\omega)] K^*(j\omega) d\omega + \\ & + \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_{21}}^{\omega_{12}} W_2(\omega) |K(j\omega)|^2 d\omega. \end{aligned} \quad (34)$$

Если выбрать $|K(j\omega)| = 1$, $\omega \in [\omega_{11}, \omega_{12}]$, а также устремить предел четвертого слагаемого к нулю: $\lim_{\Delta\omega \rightarrow 0} \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_{21}}^{\omega_{12}} W_2(\omega) |K(j\omega)|^2 d\omega \rightarrow 0$, где $\Delta\omega = \omega_{12} - \omega_{21}$, за счет подходящего выбора спектральных характеристик процессов $\tilde{\xi}_1$ и $\tilde{\xi}_2$ можно обеспечить в выражении (34) $\sigma_{\varepsilon_Y}^2 \rightarrow 0$, то

есть практически безошибочно воспроизводить процесс $R(t)$.

При использовании компенсации погрешностей измерений в ДРЛК за счет их взаимной компенсации и фильтрации динамические ошибки не возникают, так как спектр ошибки системы $\sigma_{\varepsilon_Y}^2$ (33) не зависит от спектра $S_R(\omega)$, а значит, сама ошибка $\varepsilon_Y(t) = \varepsilon_{n1}(t) - \hat{\varepsilon}_{n1}(t)$ не зависит от $R(t)$. Поэтому на выбор параметров системы не влияет модель процесса $R(t)$, что является большим достоинством этого способа при отсутствии априорной информации относительно $R(t)$.

Заключение

Одновременная оценка и обнаружение сигналов в двух диапазонах длин волн повышает точность определения параметров целей в ДРЛК. При этом появляется возможность получить информацию о степени корреляции помех разных диапазонов длин волн путем анализа матрицы $K_{cl,x}(t, \theta)$.

Учет особенностей, возникающих в случае перекрытия спектров процессов $\tilde{\xi}_1$ и $\tilde{\xi}_2$, позволяет уменьшить ошибки оценивания координат цели, возникающих при несовпадении импульсных характеристик $Q_\eta(t, \theta)$ и $K_Z(t, \theta)$ с оптимальными (по минимуму среднего квадрата ошибки). При этом влияние эффекта перекрытия спектров необходимо также учитывать на третьем этапе обработки информации. В этом случае дисперсия ошибки измерений $\sigma_{\varepsilon_Y}^2$, как показано в (33–34), будет зависеть от степени перекрытия спектров $W_1(\omega)$ и $W_2(\omega)$.

Рассмотренную модель можно также применять для решения задач одновременной оценки и обнаружения сигналов, принимаемых от сложных целей, состоящей из m точечных отражателей или сигналов от m точечных целей, на фоне негауссовских помех. При этом возрастает число проверяемых гипотез, но ход решения остается тем же самым. В случае неизвестных статистических характеристик сигналов, помех и шумов для обработки должны применяться методы обучения и адаптации.

Список используемых источников

1. Вишин Г.М. Многочастотная радиолокация. М.: Военное издательство министерства обороны СССР, 1973. 89 с.
2. Лукошкин А.П., Каринский С.С., Шаталов А.А. Обработка сигналов в многоканальных РЛС. М.: Радио и связь, 1983. 328 с.
3. Лабев В.В., Шаталов А.А., Шаталова В.А. Модели сигналов, одновременно излучаемых и принимаемых многочастотными РЛС с ФАР // Вестник воздушно-космической обороны. 2019. № 2 (22). С. 44–51.
4. Давыдов В.С., Лукошкин А.П., Шаталов А.А., Ястребков А.Б. Радиолокация сложных целей. Разрешение и распознавание. СПб.: Янис, 1993. 280 с.
5. Ярлыков М.С. Статистическая теория радионавигации. М.: Радио и связь, 1985. 344 с.

* * *

A Two-Band Multitasks Radar Complex Functioning Model

M. Kuznetsov¹, V. Makarenkov¹

¹Military space Academy named after A. F. Mozhaisky,
St. Petersburg, 197198, Russian Federation

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-60-68

Received 5th October 2019

Accepted 20th February 2020

For citation: Kuznetsov M., Makarenkov V. A Two-Band Multitasks Radar Complex Functioning Model. *Proc. of Telecom. Universities*. 2020;6(1):60–68. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-60-68

Abstract: *The author propose us a mathematical models of signals, interference, and noise that are simultaneously emitted and received by a two-band radar complex. The author considers the model of the complex functioning, which carries out simultaneous signals evaluation and detection received from slowly and rapidly fluctuating target on the background of interference and noise. This article investigates the features of information processing in the considered model which arise when the spectra of two ranges overlap.*

Keywords: *two-band radar complex, slowly and rapidly fluctuating target, three-step information processing procedure, compensation of measurement errors.*

References

1. Vishin G.M. *Multi-Frequency Radar*. Moscow: USSR Ministry of Defense Publ.; 1973. 89 p. (in Russ.)
2. Lukoshkin A.P., Karinsky S.S., Shatalov A.A. *Signal Processing In Multi-Channel Radar*. Moscow: Radio i sviaz Publ.; 1983. 328 p. (in Russ.)
3. Labets V.V., Shatalov A.A., Shatalova V.A. Models of signals, simultaneously emitted and received by multi-frequency radar with a phased antenna array. *Aerospace Defense Herald*. 2019;2(22):44–49. (in Russ.)
4. Davydov V.S., Lukoshkin A.P., Shatalov A.A., Yastrebnikov A.B. *Radar Complex Targets. Resolution and Recognition*. St.Petersburg: Ianis Publ.; 1993. 280 p. (in Russ.)
5. Yarlykov M.S. *Statistical Theory of Radio Navigation*. Moscow: Radio i sviaz Publ.; 1985. 344 p. (in Russ.)

Сведения об авторах:

КУЗНЕЦОВ
Максим Юрьевич

кандидат технических наук, старший преподаватель кафедры средств противоракетной обороны Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского, repytwjd1082@yandex.ru
 <https://orcid.org/0000-0003-4131-2599>

МАКАРЕНКОВ
Владислав Викторович

адъюнкт кафедры средств противоракетной обороны Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского, makar8722@mail.ru
 <https://orcid.org/0000-0002-0221-1915>

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**

Обнаружение видео стегосистем универсальным методом, основанным на использовании NIST-тестов

К.А. Ахrameева¹, В.И. Коржик^{1*}, З.К. Нгуен¹

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

*Адрес для переписки: val-korzhik@yandex.ru

Информация о статье

Поступила в редакцию 01.11.2019

Принята к публикации 27.01.2020

Ссылка для цитирования: Ахrameева К.А., Коржик В.И., Нгуен З.К. Обнаружение видео стегосистем с использованием универсального метода, основанного на использовании NIST-тестов // Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6. № 1. С. 70–76. DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-70-76

Аннотация: В статье предлагается универсальный метод обнаружения видео стегосистем, предложенный недавно авторами и основанный на использовании NIST-тестов. Описывается алгоритм обнаружения и оценивается его эффективность в терминах вероятностей пропуска и ложного обнаружения. Рассматривается возможность улучшения стойкости к обнаружению таких стегосистем за счет уменьшения скорости вложения в них скрытой информации.

Ключевые слова: видео стегосистема, алгоритмы вложения и извлечения, NIST-тесты, скорость вложения информации, вероятности пропуска и ложного обнаружения.

1. Введение

Стеганография – это технология скрытного погружения информации, которая, в отличие от криптографии, скрывает не только содержание конфиденциальной информации, но и сам факт ее присутствия в некоторых «невинных», на первый взгляд, покрывающих объектах (ПО). В настоящее время она широко применяется как в государственных структурах, так и в бизнес-сообществе. В качестве ПО могут использоваться: неподвижные и подвижные (видео) изображения, аудиосигналы, текстовые документы и др.

В литературе описано множество алгоритмов погружения и извлечения конфиденциальной информации. Наиболее известные из них: погружение в наименьшие значащие биты (НЗБ) цифровых ПО, использование широкополосных сигналов, системы с адаптивным квантованием и т. д. Наиболее полное описание стегосистем (СГ) представлено в монографии [1]. При практической реализации СГ к ним предъявляются следующие требования: устойчивость к обнаружению; малые искажения ПО; максимизация скорости вложения; устойчивость к удалению вложенной информации (при условии, что процедура ее удаления незначительно искажает ПО).

К сожалению, полное выполнение всех требований для «реальных» ПО (таких, как изображение, звук и печатный текст) оказывается невозможным. Так, обеспечение идеальной секретности (т. е. необнаруживаемости вложений наилучшими методами) оказывается возможным только для лингвистической СГ или для СГ в каналах с шумом [2]. Однако в первом случае скорость вложения мала и легко допускается удаление вложений информации без искажения ПО, а для второго – необходимым условием является возможность обнаружения только по каналам с шумом, которые присутствуют далеко не всегда. Помимо интереса к разработке собственно СГ, возникает большой интерес и к алгоритмам их обнаружения. Это объясняется требованиями информационной безопасности к цифровым ПО. Так, например, в DLP-системе (от англ. Data Leak Prevention), насколько авторам известно, вообще не предусмотрены методы обнаружения вложений, а это значит, что утечка из внутреннего во внешний информационный контур компаний легко может быть реализована с использованием СГ. Поэтому построение эффективных алгоритмов их обнаружения является весьма актуальной задачей, как в теоретическом, так и в практическом плане (некоторые алгоритмы обнаружения СГ описаны в [1]).

Сложность решения данной задачи определяется следующими обстоятельствами:

- алгоритмы вложения и извлечения конфиденциальной информации не всегда известны и часто они определяются секретным стегоключом;
- статистика ПО является достаточно сложной и трудно поддающейся описанию простыми моделями;
- конфиденциальные сообщения перед вложением обычно подвергаются шифрованию стойкими шифрами (такими, как ГОСТ, 3-DES, AES и др.) [3].

Последнее условие объясняется следующими обстоятельствами. Во-первых, шифрование обеспечивает дополнительную защиту конфиденциальной информации от чтения содержания, если все же стегоанализу удастся обнаружить присутствие СГ и найти стегоключ. Во-вторых, если вложенное сообщение не было предварительно зашифровано, то стегоаналитик может опробовать возможные алгоритмы извлечения, и если хоть один из них приведет к смысловому тексту, то это будет доказывать факт присутствия СГ. Поэтому далее будем полагать, что вкладываемое в ПО конфиденциальное сообщение всегда предварительно зашифровывается стойким шифром. Заметим, что данный факт является положительным для рассматриваемого метода стегоанализа (СГА).

В настоящее время наиболее популярны такие ПО, как неподвижные изображения или текстовые документы на каком-либо языке. Однако выбор в качестве ПО цифровых видеопотоков также представляет интерес, поскольку это позволяет вложить значительно большие объемы «секретной» информации. Кроме того, такое направление менее исследовано, что и определило тематику настоящей статьи.

Данная работа структурирована следующим образом. В Разделе 2 описан в общем виде новый метод СГА, основанный на использовании NIST-тестов. Раздел 3 посвящен описанию метода вложения и извлечения информации в цифровой видеопоток формата MPEG-2, а также метод обнаружения такой СГ на основе NIST-тестов. Раздел 4 представляет результаты моделирования СГ, описанного в Разделе 3, а также его анализ методом, описанным в Разделе 2. Раздел 5 содержит описание эффективности обнаружения метода модификации СГ, обеспечивающего улучшение ее необнаруживаемости. В Заключение суммируются результаты работы, и предлагаются направления возможных дальнейших исследований.

2. Описание метода стегоанализа, основанного на использовании NIST-тестов

Данный метод СГА был впервые предложен и описан в работе [4]. Он базируется на следующем достаточно очевидном факте: информация, извлекаемая по известному алгоритму из предполагаемой СГ, представляет собой криптограмму и по-

этому, в случае шифрования сообщения перед вложением стойким шифром, последовательности извлекаемых бит должны удовлетворять известным NIST-тестам на псевдослучайность; если же вложение в ПО не выполнялось, то извлекаемые последовательности бит не будут (хотя бы частично) удовлетворять NIST-тестам.

Что касается знания алгоритма извлечения из предполагаемой СГ, то некоторые СГ (например, с НЗБ) имеют открытый и общеизвестный алгоритм извлечения; другие, основанные, например, на матричных методах погружения [2], имеют стегоключ, который и определяет алгоритм извлечения (однако этот ключ можно найти простым перебором возможного множества стегоключей [5]).

В таблице 1 представлен список 15-ти NIST-тестов в соответствии со стандартом [6]. Алгоритмы, выполняющие тестирование двоичных последовательностей в соответствии со стандартом, доступны в Интернете.

ТАБЛИЦА 1. Названия NIST-тестов на псевдослучайность

TABLE 1. Titles of NIST Tests on Pseudo Randomness

№ п/п	Название теста
1	The frequency test
2	Frequency test within a block
3	The runs test
4	Tests for the longest-run-of-ones in a block
5	The binary matrix rank test
6	The discrete Fourier transform (spectral) test
7	The non-overlapping template matching test
8	The overlapping template matching test
9	Maurer's "Universal Statistical" test
10	The linear complexity test
11	The serial test
12	The approximate entropy test
13	The cumulative sums (cusums) test
14	The random excursion test
15	The random excursions variant test

Алгоритм обнаружения на основе использованных NIST-тестов состоит из следующих трех шагов:

Шаг 1. Извлечь из предполагаемой СГ вложенную двоичную последовательность;

Шаг 2. Применить весь набор NIST-тестов к извлеченной последовательности;

Шаг 3. Принять решение о наличии СГ, если все тесты «проходят», и об ее отсутствии – в противном случае.

Возможны некоторые обобщения представленного выше алгоритма, когда задается порог на количество прошедших тестов для решения о присутствии СГ, а также использование метода опорных векторов (SVM, от англ. Support Vector Machine) с нелинейным ядром [1]. В последнем

случае производится предварительное обучение на достаточно большой выборке СГ с одинаковыми алгоритмами вложения.

Авторы назвали свой метод СГА *универсальным*, поскольку он годится для стегоанализа любых СГ, если известен (или допускает вычисление) алгоритм извлечения, и не требует знания алгоритма погружения и статистики ПО, в который погружается «секретная» информация. В отличие от заявленного метода, известные алгоритмы СГА требуют знания статистики ПО и статистики СГ после погружения по известному алгоритму, что представляет собой весьма сложную задачу. Метод СГА на основе использования NIST-тестов в некотором «метафорическом смысле» является *несимметричным* по сравнению с традиционными методами СГА: он обнаруживает не изменение статистики от ПО к СГ, а присутствие псевдослучайности для СГ по сравнению с «плохой» псевдослучайностью ПО.

3. Описание СГ для видеосигналов стандарта MPEG-2 и ее стегоанализа на основе использования NIST-тестов

Можно предложить достаточно алгоритмов погружения для ПО в виде MPEG-2 файла, однако наиболее типичным и часто используемым является метод на основе вложения в НЗБ DCT-коэффициентов. В этом случае алгоритм погружения выполняется следующими шагами:

Шаг 1. Зашифровать вкладываемое сообщение стойким шифром;

Шаг 2. Выделить из видеофайла I -кадры и выполнить для каждого I -кадра DCT-преобразования в областях размером 8×8 пикселей;

Шаг 3. Найти номер $\hat{j}$ DCT-коэффициента для каждой 8×8 области взятой из каждого I -кадра:

$$\hat{j} = \underset{j}{\operatorname{argmin}} \underset{k}{\min} \left[\left(q_k + \frac{\Delta}{2} \right) - S_j \right]^2; \quad (1)$$

$$j = 1, \dots, N, \quad k = 1, \dots, L,$$

где: q_k – k -ый уровень квантования DCT-коэффициентов; Δ – интервал квантования; S_j – j -ый DCT-коэффициент в каждой из 8×8 области; N – количество ненулевых DCT-коэффициентов S_j в каждой области; L – количество уровней квантования.

Шаг 4. Произвести вложение по одному информационному биту b в каждую из областей I -ых кадров видеофайла, изменяя (если необходимо) наименьший значащий бит $\hat{j}$ -го DCT-коэффициента в каждой 8×8 области так, чтобы выполнялось равенство:

$$b = \sum_j \text{НЗБ}(j) \bmod 2. \quad (2)$$

Наглядно процедура такого вложения означает следующее. В каждой из 8×8 областей всех I -кадров выбирается единственный DCT-коэффици-

ент, который находится на минимальном квадратичном расстоянии до середины между какими-либо уровнями квантования. (Это делается для того, чтобы минимизировать изменения статистики видеосигнала после вложения). Затем в данный DCT-коэффициент производится вложение бита по правилу СГ с НЗБ [1, 2]. Важным преимуществом такого метода вложения является тот факт, что для извлечения вложенного бита из каждого I -кадра нет необходимости находить $\hat{j}$ -ый DCT-коэффициент. Достаточно лишь выполнить сложение по модулю 2 НЗБ всех ненулевых DCT-коэффициентов в каждой из 8×8 областей и принять решение о вложении бита $b = 0$ в данную область, если эта сумма равна 0, и о вложении бита $b = 1$ в противном случае.

Хотя, на первый взгляд, объем вложения кажется небольшим (один бит в каждой из 8×8 областей всех I -кадров), но для видеофайла стандарта MPEG-2 продолжительностью 3 минуты он оказывается в среднем равным $3,2 \cdot 10^6$ бит для видеокадров размером 720×576 пикселей, что вполне достаточно для многих практически реальных ситуаций.

Для обнаружения СГ в каком-либо видеофайле на основе использования NIST-тестов, который был ранее представлен в Разделе 2, выполняются следующие шаги:

Шаг 1. Выделяются I -кадры в видеофайле;

Шаг 2. Производятся вычисления DCT-коэффициентов для каждой из 8×8 областей во всех I -кадрах;

Шаг 3. Извлекаются вложенные биты предполагаемой криптограммы (по одному для каждой из 8×8 областей I -кадров);

Шаг 4. Извлеченные биты проверяются на псевдослучайность при помощи NIST-тестов.

При прохождении всех (или заданного количества тестов выше определенного порога) принимается решение о наличии СГ. В противном случае принимается решение об отсутствии вложения.

4. Экспериментальное исследование метода обнаружения видео СГ на основе использования NIST-тестов

В таблице 2 представлены результаты прохождения 15-ти NIST-тестов для 15 различных двоичных криптограмм, полученных при шифровании по ГОСТ-28147-89. Серым цветом отмечено прохождение теста для выбранной криптографии, белым цветом – не прохождение. Заметим, что в данном случае нет необходимости извлекать для этого информацию из видеофайла, поскольку при наличии СГ и известного правила извлечения всегда будут получены криптограммы того шифра, которым были зашифрованы вложенные сообщения.

В таблице 3 представлены результаты прохождения различных тестов (в %) для 1000 различных криптограмм, каждая из которых имеет длину 10^6 бит.

ТАБЛИЦА 2. Результат NIST-тестирования для 15-ти криптограмм шифра ГОСТ-28147-89
TABLE 2. Results of NIST Testing for 15 Encrypted Sequences by Cipher GOST-28147-89

NIST тест	Криптограмма														
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
1															
2															
3															
4															
5															
6															
7															
8															
9															
10															
11															
12															
13															
14															
15															

ТАБЛИЦА 3. Частость (в %) прохождения NIST-тестов для 1000 криптограмм, зашифрованных шифром ГОСТ-28147-89

TABLE 3. Pass Rates (in Percent) of Passed NIST Tests Obtained for Statistic Constituting of 1000 Encrypted Sequences by Cipher GOST-28147-89

NIST-тест	1	2	3	4	5	6	7	8
Частость	98,9	99,5	99,1	98,4	99,4	99,2	99,8	98,8
NIST-тест	9	10	11	12	13	14	15	
Частость	98,8	99,2	98,4	99,0	98,6	69,7	70,0	

Результаты таблицы 3 показывают, что в 13-ти из 15-ти NIST-тестов частость их прохождения для криптограмм шифра ГОСТ оказывается более 98 %. Однако, для окончательного суждения об эффективности предлагаемого метода обнаружения, необходимо исследовать прохождение тестов при отсутствии вложения, т.е. для обычных видеофайлов стандарта MPEG-2.

В таблице 4 представлены результаты тестирования 15-ти двоичных последовательностей, извлеченных по правилу (2) из различных MPEG-2 файлов без вложения. В таблице 5 показана частость прохождения тестов (в %) при извлечении по правилу (2) из 1000 MPEG-2 файлов без вложения.

Сравнивая таблицы 2 и 4, а также таблицы 3 и 5, легко видеть, что они существенно отличаются. Это обстоятельство позволяет выбрать порог относительно количества NIST-тестов для принятия решения об обнаружении СГ. В таблице 6 представлены зависимости вероятностей пропуска СГ P_m и ложного обнаружения P_{fa} от величины выбранного порога.

ТАБЛИЦА 4. Результаты тестирования для последовательностей, извлеченных по правилу (2)
TABLE 4. Results of NIST Testing for Sequences Extracting from MPEG-2 files without Embedding Based on the Formula 2

NIST тест	Криптограмма														
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
1															
2															
3															
4															
5															
6															
7															
8															
9															
10															
11															
12															
13															
14															
15															

ТАБЛИЦА 5. Частость (в %) прохождения тестов для 1000 последовательностей, извлеченных по правилу (2) из MPEG-2 файлов без вложения

TABLE 5. Pass Rates (in percent) of Passed NIST Tests Obtained for Statistic Constituting of 1000 Sequences Extracting from MPEG-2 Files without Embedding Based on the Formula 2

NIST-тест	1	2	3	4	5	6	7	8
Частость	49,0	45,9	29,1	66,0	96,2	82,5	53,2	68,4
NIST-тест	9	10	11	12	13	14	15	
Частость	68,4	97,2	43,8	45,7	43,0	32,1	33,2	

Для минимизации полной вероятности ошибки обнаружения СГ $P_e = \frac{1}{2}(P_m + P_{fa})$ целесообразно выбрать порог, равный прохождению 13 NIST-тестов (см. таблицу 6). В этом случае $P_e = 11,15 \%$.

Лучшего результата можно добиться, используя технику SVM. Для эксперимента была выбрана SVM с нелинейным взвешиванием и выбором гауссовского ядра [1]. Параметр SVM C, который называется «box constraint», был оптимизирован для получения минимальной вероятности ошибки. В таблице 7 показаны вероятности ошибок при оптимальном выборе параметров SVM, когда для «тренировки» SVM и тестирования было использовано по 1000 различных видеофайлов.

Видно, что в случае использования техники SVM вероятность ошибки обнаружения СГ оказывается значительно меньше, чем при использовании порогового метода. Однако этот результат достигается за счет использования значительно больших ресурсов на стадии тренировки SVM.

ТАБЛИЦА 6. Зависимость вероятностей ошибок P_m , P_{fa} и P_e (в %) от величины порога прохождения NIST-тестовTABLE 6. The Probabilities P_m , P_{fa} and P_e Against Chosen Threshold Values of Passed NIST Tests

Порог	P_m (%)	P_{fa} (%)	P_e (%)
0	0	100	50
1	0	99,9	49,95
2	0	98,7	49,35
3	0	93,5	46,75
4	0	85,7	42,85
5	0	82,4	41,2
6	0	75,9	37,95
7	0	69,7	34,85
8	0	59,8	29,9
9	0	53,9	26,95
10	0	47	23,5
11	0,2	37,2	18,7
12	1,4	26,3	13,85
13	3,5	18,8	11,15
14	27,7	3	15,35
15	40,4	1,9	21,15

ТАБЛИЦА 7. Вероятности ошибочного обнаружения СГ при использовании техники SVM с оптимальным выбором параметров и при тренировке и тестировании на 1000 различных видеофайлах

TABLE 7. The Best Probabilities of Error for Detecting Stegosystem Obtained Due to SVM Technique with Optimal Parameters γ and C for Each 1000 Different Video-Files on Training Stage and Testing Stage

SVM-параметры	$\gamma = 32; C = 1$
P_{fa} (%)	8,6
P_m (%)	1,8
P_e (%)	5,2

5. Результаты эксперимента по обнаружению модифицированной схемы видео СГ

Как было отмечено ранее, вложение по одному биту в каждую из 8×8 областей I -кадров обеспечивает достаточно большой объем вложения даже для 3-минутного файла. Если не требуется такого большого объема вложения, то можно повысить стойкость к обнаружению данной СГ, вкладывая информацию не во все, а лишь в некоторые I -кадры, выбираемые при вложении и извлечении по секретному (и согласованному ранее) стегоключу. В качестве основного примера были выбраны две скорости частичного вложения: 25 % и 50 % в среднем (когда I -кадры выбираются по стегоключу).

Поскольку секретный стегоключ предполагает неизвестным стегоаналитику, то процедура СГА производится для случайного погружения в I -кадры абсолютно так же, как она выполнялась (см. Раздел 3) и для 100-процентного погружения.

Конечно, в случае погружения по стегоключу, часть I -кадров не будет содержать биты криптограммы, а лишь биты, извлеченные из обычного видеофайла, и это обстоятельство должно ухудшить эффективность обнаружения. В таблице 8 представлены величины частоты прохождения NIST-тестов (в %) для случая 25 % и 50 % скорости погружения.

ТАБЛИЦА 8. Частота прохождения NIST-тестов для скорости погружения 25 % и 50 % при статистике 1000 файлов для каждого случая

TABLE 8. Pass Rates (in Percent) of Passed NIST Tests Obtained for Statistic Constituting of 1000 Sequences for Each Test within Embedding Rates = 25 % and 50 %

Скорость погружения в I -кадр	NIST-тест / Частота							
	1	2	3	4	5	6	7	8
25 %	59,3	54,3	40,6	72,5	97,4	83,4	61,9	74,1
50 %	74,3	64,0	56,3	79,7	97,9	84,5	71,9	79,1
Скорость погружения в I -кадр	9	10	11	12	13	14	15	
25 %	74,1	98,8	49,3	54,0	54,8	40,1	42,1	
50 %	79,1	98,8	56,1	62,6	70,4	53,3	53,4	

Сравнивая результаты таблицы 8 и таблицы 3, можно увидеть их существенную разницу, особенно для скорости 25 %. Для того, чтобы оценить количественное улучшение стойкости обнаружения СГ при уменьшении скорости вложения, в таблицах 9 и 10 показаны достижимые вероятности ошибок обнаружения при выборе порогового метода.

ТАБЛИЦА 9. Вероятности ошибочного обнаружения СГ при выборе различных порогов при средней скорости вложения 25 %

TABLE 9. The Probabilities of Error for Detecting Stegosystem within Embedding Rate = 25 %, Against Chosen Threshold Values of Passed NIST Tests

Порог	P_m (%)	P_{fa} (%)	P_e (%)
0	0	100	50
1	0	99,9	49,95
2	0,6	98,7	49,65
3	5,3	93,5	49,4
4	10,6	85,7	48,15
5	13,4	82,4	47,9
6	19,1	75,9	47,5
7	24,6	69,7	47,15
8	31,2	59,8	45,5
9	37,5	53,9	45,7
10	43,4	47	45,2
11	50,3	37,2	43,75
12	60,9	26,3	43,6
13	70,1	18,8	44,45
14	84,6	3	43,8
15	91,7	1,9	46,8

Из данных таблиц видно, что при уменьшении скорости вложения вероятность ошибки существенно возрастает.

Некоторого улучшения результатов обнаружения можно, конечно, добиться, применяя технику SVM. В таблице 11 показаны результаты такого эксперимента. Видно, что P_e несколько уменьшилась, но, все же, она оказывается достаточно большой, особенно при скорости 25 %, когда в среднем каждая из четырех СГ или ПО будет классифицирована с ошибкой.

ТАБЛИЦА 10. Вероятности ошибок обнаружения СГ в зависимости от выбора порога при средней скорости вложения 50 %

TABLE 10. The Probabilities of Error for Detecting Stegosystem within Embedding rate = 50 %, Against Chosen Threshold Values of Passed NIST Tests

Порог	P_m (%)	P_{fa} (%)	P_e (%)
0	0	100	50
1	0	99,9	49,95
2	0,6	98,7	49,65
3	4,2	93,5	48,85
4	7,5	85,7	46,6
5	8,9	82,4	45,65
6	11,9	75,9	43,9
7	16,6	69,7	43,15
8	20,4	59,8	40,1
9	26	53,9	39,95
10	30,9	47	38,95
11	37	37,2	37,1
12	45,2	26,3	35,75
13	54,9	18,8	36,85
14	72	3	37,5
15	82,5	1,9	42,2

ТАБЛИЦА 11. Вероятности ошибок обнаружения СГ при использовании техники SVM для скорости 25 % и 50 %

TABLE 11. The Probabilities of Error for Detecting Stegosystem within Embedding rates = 25 % and 50 % Obtained Due to SVM Technique

Скорость погружения в I-кадр	25 %	50 %
SVM параметры	$\gamma = 64; C = 4$	$\gamma = 128; C = 4$
P_{fa} (%)	22,4	23,8
P_m (%)	19,4	9,0
P_e (%)	20,9	16,4

Заключение

В работе рассмотрено применение авторского метода обнаружения видео СГ формата MPEG-2 на основе использования NIST-тестов. Метод вполне пригоден для обнаружения, особенно, при использовании техники SVM. Установлено, что стойкость видео СГ к обнаружению может быть существенно улучшена при снижении скорости вложения в I-кадры по стегоключу. Дополнительные результаты исследования показали, что при скорости вложения не более 5 % вероятность обнаружения СГ близка к «случайному угадыванию» СГ и ПО.

В качестве перспективных, на взгляд авторов, направлений исследований обнаружения СГ данным методом, можно указать модифицированную схему СГ с вложением по стегоключу не только в I-кадры, но и в каждую из 8×8 областей различных I-кадров. Еще одним перспективным направлением дальнейших исследований является использование методов модификации шифров для защиты от обнаружения на основе NIST-тестов [7].

Авторы не утверждают, что использование метода обнаружения СГ на основе NIST-тестов является оптимальным среди всех возможных методов обнаружения СГ, однако данный метод является наиболее простым и быстродействующим по сравнению с другими методами обнаружения.

Список используемых источников

1. Fridrich J. Steganography in Digital Media: Principles, Algorithms and Applications. Cambridge: Cambridge University Press, 2009.
2. Коржик В.И., Небаева К.А., Герлинг Е.Ю., Догиль П.С., Федянин И.А. Цифровая стеганография и цифровые водяные знаки. Часть 1. Цифровая стеганография. СПб: СПбГУТ, 2016. 226 с.
3. Коржик В.И., Яковлев В.А. Основы криптографии: учебное пособие. СПб: ИЦ Интермедия, 2016. 296 с.
4. Korzhik V., Fedyanin I., Godlewski A., Morales-Luna G. Steganalysis Based on Statistical Properties of the Encrypted Messages // Proceedings of the 7th International Conference on Mathematical Methods, Models, and Architectures for Computer Network Security (MMM-ACNS, Warsaw, Poland, 28–30 August 2017). Lecture Notes in Computer Science. Vol. 10446. Cham: Springer, 2017. PP. 288–298. DOI:10.1007/978-3-319-65127-9_23
5. Korzhik V., Nguyen C., Fedyanin I., Morales-Luna G. Side Attacks on Stegosystems Executing Message Encryption Previous to Embedding // Preprints. 2018. DOI:10.20944/preprints201802.0143.v1
6. Bassham III L.E., Rukhin A.L., Soto J., Nechvatal J.R., Smid M., Barker E., et al. NIST Special Publication 800–22 Revision 1a. A Statistical Test Suite for Random and Pseudorandom Number Generators for Cryptographic Applications. Technical report, Gaithersburg, 2010.
7. Korzhik V., Nguyen D.C., Morales-Luna G. Cipher Modification Against Steganalysis Based on NIST Tests // Proceedings of the 24th Conference of Open Innovations Association (FRUCT, Moscow, Russia, 8–12 April 2019). IEEE, 2019. PP. 179–186. DOI:10.23919/FRUCT.2019.8711958

* * *

Detection of Video Steganography with the Use of Universal Method Based on NIST-Tests

K. Akhrameeva¹, V. Korzhik¹, C. Nguyen¹

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

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-70-76

Received 1st November 2019

Accepted 27th January 2020

For citation: Akhrameeva K., Korzhik V., Nguyen C. Detection of Video Steganography with the Use of Universal Method Based on NIST-Tests. *Proc. of Telecom. Universities*. 2020;6(1):72–78. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-70-76

Abstract: We propose a universal method of video stegosystem detection, which was recently suggested by the authors. They describe the detecting algorithm and its efficiency is presented in terms of the missing and false detection probabilities. The article considers the possibility of the detection resistance of such stegosystems by the means of reducing the speed of embedding secret information in them.

Keywords: video stegosystem, algorithms embedding and extraction, NIST-tested embedding rate, the probability of missing and false alarm.

References

1. Fridrich J. *Steganography in Digital Media: Principles, Algorithms and Applications*. Cambridge: Cambridge University Press; 2009.
2. Korzhik V.I., Nebaeva K.A., Gerling E.Y., Dogil P.S., Fedyanin I.A. *Digital Steganography and Digital Watermarks. Part 1. Digital Steganography*. St. Petersburg: The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications Publ.; 2016. 226 p. (in Russ.)
3. Korzhik V.I., Yakovlev V.A. *The Basics of Cryptography*. St. Petersburg: Intermedia Publ.; 2016. 296 p. (in Russ.)
4. Korzhik V., Fedyanin I., Godlewski A., Morales-Luna G. Steganalysis Based on Statistical Properties of the Encrypted Messages. *Proceedings of the 7th International Conference on Mathematical Methods, Models, and Architectures for Computer Network Security (MMM-ACNS), 28–30 August 2017, Warsaw, Poland. Lecture Notes in Computer Science*. vol.10446. Cham: Springer; 2017. p.288–298. DOI:10.1007/978-3-319-65127-9_23
5. Korzhik V., Nguyen C., Fedyanin I., Morales-Luna G. Side Attacks on Stegosystems Executing Message Encryption Previous to Embedding. *Preprints*. 2018. DOI:10.20944/preprints201802.0143.v1
6. Bassham III L.E., Rukhin A.L., Soto J., Nechvatal J.R., Smid M., Barker E., et al. NIST Special Publication 800–22 Revision 1a. *A Statistical Test Suite for Random and Pseudorandom Number Generators for Cryptographic Applications*. Technical report, Gaithersburg; 2010.
7. Korzhik V., Nguyen D.C., Morales-Luna G. Cipher Modification Against Steganalysis Based on NIST Tests. *Proceedings of the 24th Conference of Open Innovations Association (FRUCT), 8–12 April 2019, Moscow, Russia*. IEEE; 2019. p.179–186. DOI:10.23919/FRUCT.2019.8711958

Сведения об авторах:

АХРАМЕЕВА
Ксения Андреевна

кандидат технических наук, доцент кафедры защищенных систем связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, cbor.mail@gmail.com
 <https://orcid.org/0000-0002-9165-0265>

КОРЖИК
Валерий Иванович

доктор технических наук, профессор, почетный профессор Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, val-korzhik@yandex.ru
 <https://orcid.org/0000-0002-8347-6527>

НГУЕН
Зуи Кыонг

аспирант кафедры защищенных систем связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Cuong0111@gmail.com
 <https://orcid.org/0000-0002-0272-3443>

Идентификация архитектуры процессора выполняемого кода на базе машинного обучения. Часть 1. Частотно-байтовая модель

М.В. Буйневич^{1, 2} , К.Е. Израйлов^{1*} 

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

²Санкт-Петербургский университет государственной противопожарной службы МЧС России,
Санкт-Петербург, 196105, Российская Федерация

*Адрес для переписки: konstantin.izrailov@mail.ru

Информация о статье

Поступила в редакцию 05.03.2020

Принята к публикации 20.03.2020

Ссылка для цитирования: Буйневич М.В., Израйлов К.Е. Идентификация архитектуры процессора выполняемого кода на базе машинного обучения. Часть 1. Частотно-байтовая модель // Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6. № 1. С. 77–85. DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-77-85

Аннотация: Изложены результаты исследования способа идентификации архитектуры процессора выполняемого кода на базе машинного обучения. В первой части статьи производится обзор существующих решений по идентификации машинного кода и делается предположение относительно нового способа. Рассматриваются особенности инструкций машинного кода и строится его частотно-байтовая модель. На базе последней предлагается схема идентификации архитектуры процессора. Также приводятся частотные сигнатуры для следующих Топ-10 процессорных архитектур: amd64, arm64, armel, armhf, i386, mips, mips64el, mipsel, ppc64el, s390x.

Ключевые слова: информационная безопасность, машинный код, архитектура процессора, машинное обучение, частотно-байтовая модель, сигнатура кода

Введение

Информационная безопасность, актуальность которой в современном мире безусловна, затрагивает множество областей, которые относятся не только к противодействию соответствующим угрозам, но и к исследованию их последствий. Так, после свершившегося факта атаки на информационные ресурсы требуется изучение того, как эта атака была проведена, кем проведена и с использованием каких программно-аппаратных средств. При этом необходимо учитывать тот факт, что следы киберпреступления могут скрываться злоумышленником, затрудняя тем самым его поиск.

Подобными вопросами занимается соответствующая наука по расследованию киберпреступлений – *форензика*, основными задачами которой является построение сценария атаки и хронологии событий, сбор следов нарушителя, составление его образа и непосредственная идентификация, предложение превентивных мер защиты и т. п.

Один из ее начальных этапов, очевидно, заключается в сборе информации о системе (далее – Система), как той, на которую была направлена угро-

за (жертвы), так и той, с которых была проведена атака (нарушителя). Большинство атак на информационные ресурсы производится с помощью выполняемых файлов (типичным примером которых являются вирусы, эксплойты и логические бомбы) [1]. Исследование же машинного кода (далее – МК) выполняемых файлов позволит понять логику их работы, что гипотетически даст возможность обнаружить вредоносный код [2].

Существует достаточное количество методологических подходов и способов анализа МК. Однако первостепенной задачей остается определение архитектуры процессора – ЦП (именно не концепции системы команд – RISC, CISC и др., а набора инструкций – x86, PowerPC, MIPS и др.), для выполнения на котором данный код предназначен. Это необходимо для выбора соответствующих средств, предназначенных для анализа только определенного набора машинных команд. Кроме того, знания о процессорной архитектуре позволят дополнить информацию об аппаратной составляющей Системы (так, некоторые из них имеют в своем составе процессоры различных архитектур, часть

из которых как раз могут быть использованы нарушителем для злонамеренных действий).

1. Постановка задачи и схема исследования

Проведенный авторами анализ выявил полное отсутствие высокоэффективных специализированных способов добывания информации о программно-аппаратных средствах атакующей/атакуемой Системы – налицо противоречие с острой потребностью в такой информации в интересах предотвращения и/или раскрытия киберпреступлений. С учетом вышеизложенного, определим **целью** настоящего исследования получение дополнительной информации об «орудиях преступления», а именно – установление архитектуры процессора нарушителя/жертвы, имея в распоряжении только МК вредоносной программы, который закономерно является **объектом** исследования.

Логика, заложенная в МК (содержание), выполняется на различных типах процессоров в разной байтовой кодировке (форме) для каждого типа. Тогда **предметом** исследования могут выступать информационные характеристики МК, ассоциированные с характерными особенностями (признаками) той или иной процессорной архитектуры.

Для достижения цели в рамках выбранных объекта и предмета исследования потребуются решить следующую **научно-техническую задачу** – разработать способ однозначной (в практическом приложении) идентификации архитектуры процессора машинного кода.

Исследование будет проведено по канонической схеме «анализ → синтез → оценка» и предполагает следующую ее детализацию:

- обоснование практических значимых условий и допущений на процессорные архитектуры и корректность МК;
- обзор и сравнение существующих решений по идентификации МК для формирования научно-обоснованных требований к «идеальному» решению;
- анализ предметной области и создание ее модели, в терминах которой можно выдвинуть гипотезу, лежащую в основе нового способа идентификации;
- выбор и обоснование механизма создания способа идентификации на базе методов искусственного интеллекта, как главного тренда современной ИТ-науки;
- синтез нового способа идентификации МК и проектирование архитектуры средства его реализации;
- программная реализация и оценка эффективности разработанного средства;
- исследование границ применимости нового способа для различных вариантов использования.

Исходя из значительного (свыше 50) количества архитектур процессоров [3], их модификаций

и поколений, введем разумное **ограничение на задачу исследования**, выбрав только наиболее часто применяемые. Для этого воспользуемся набором сборок популярной операционной системы Debian (дистрибутива GNU/Linux) версии 10.3.0 [4], которые содержат установочный бинарный код для следующих архитектур (и соответствующих процессоров):

- 1) amd64 – для 64-битного Intel/AMD;
- 2) arm64 – для 64-битного ARM;
- 3) armel – для 32-битного ARM EABI;
- 4) armhf – для 32-битного ARM с аппаратной поддержкой плавающей запятой;
- 5) i386 – для 32-битного Intel;
- 6) mips – для 32-битного MIPS с порядком байтов от старшего к младшему;
- 7) mips64el – для 64-битного MIPS с порядком байтов от младшего к старшему;
- 8) mipsel – для 32-битного MIPS с порядком байтов от младшего к старшему;
- 9) ppc64el – для 64-битного PowerPC с порядком байтов от младшего к старшему;
- 10) s390x – для 32-битного IBM System Z.

Таким образом, сформирован Топ-10 архитектур процессоров, идентификацию МК которых необходимо производить. Будем далее называть множество МК, относящегося к одной из указанных архитектур – *Классом МК*.

Введем **дополнительное условие к задаче исследования**, основанное на практическом опыте специалистов по компьютерной криминалистике и отражающее реальную ситуацию в области в части подготовленности нарушителей к проводимым атакам. Так, последние для недопущения как раскрытия деталей атаки, так и собственного обнаружения, будут стремиться «замести следы» преступной деятельности путем уничтожения примененных программных средств. И если ситуация их полного уничтожения выходит за рамки **предметной области** – то есть *определения архитектуры процессора машинного кода*, то в случае частичного повреждения файлов решение задачи должно давать удовлетворительный результат. Очевидно, что будет некоторая зависимость вероятности корректной идентификации МК от количества стертых (или замененных на случайные значения) его областей. Хотя стоит отметить, что чисто теоретически идентификация МК возможна даже по одному установленному биту – например, если этот бит используется для кодирования команд единственной архитектурой из списка «подозреваемых».

2. Обзор существующих решений

Проведем обзор существующих решений, применимых в интересах задачи исследования.

Базовым способом определения Класса МК можно считать использование информации в заголовке выполняемого файла. Существует 2 наиболее

распространенных формата заголовков: ELF (*от англ.* Executable and Linkable Format – исполняемый и компоуемый формат), используемый, как правило, в операционных системах FreeBSD, Linux, Solaris и др. [5]; и PE (*от англ.* Portable Executable – переносимый исполняемый), применяемый в операционной системе Microsoft Windows [6, 7]. В формате первого заголовка присутствует поле, как раз определяющее архитектуру аппаратной платформы, для которой создан файл (со значениями 3 для Intel 80386, 8 для MIPS R3000, 20/21 для PowerPC 32/64-битности, 40 для ARM и т.д.). В формате второго заголовка также есть поле, ответственное за процессор выполнения (со значениями 0x014C для Intel 80386, 0x0160 для MIPS R3000, 0x01C0 для ARM, 0x01F0 для PowerPC и т.п.). Однако полностью полагаться на данные поля нельзя, поскольку некоторые производители сознательно изменяют их значения на некорректные как раз в интересах защиты своего ПО от анализа.

Еще одним способом решения задачи идентификации МК может считаться использование «brute-force» подхода, пришедшего из непосредственной практики исследования программно-аппаратных комплексов (как правило, с позиции их информационной безопасности) и направленного на определение состава и принципов работы таких систем путем анализа кода служебных утилит, механизмов их выполнения, взаимодействия с окружением и др. Так, последовательные попытки дизассемблирования МК под разные архитектуры будут иметь различный успех по причине того, что некоторые комбинации бит в коде не будут соответствовать ни одной из инструкций – это может стать критерием отсекающей использованной архитектуры из списка допустимых для выполнения МК [8–10].

Тем не менее, у такого способа будет достаточное количество ограничений. Например, при отсутствии информации о точке входа в код не ясно, с какого момента (а точнее адреса байта) необходимо начать дизассемблирование (напомним, что инструкция большинства архитектур процессоров кодируется не одним, а несколькими байтами). Кроме того, МК небольшого размера теоретически может быть дизассемблирован под различные архитектуры, особенно если множества кодирований из наборов инструкций значительно пересекаются.

«Классикой» идентификации файлов является сравнение значений их хэш-кодов с записями в эталонной базе данных для заранее собранных файлов [11]. Развитием такого подхода можно считать применение Fuzzy Hash (*пер. с англ.* – нечеткий хэш) [12] и хэш индекса подобия [13], позволяющих определять сходство между файлами, а не их тождественность. Однако идентификация архитектуры процессора возможна лишь в ограниченном числе случаев, при которых отличия исследуемого МК от заложенного в базе, даже при

условии соответствия их архитектур, не являются значительными. Также, остается открытым вопрос полноты собранной эталонной базы.

Существует ряд работ, решающих задачу идентификации файлов путем сравнения частотной характеристики появления определенных значений байт МК – *сигнатуры программы* – с базой заранее подготовленных сигнатур. При этом способе для сравнения применяется как критерий Фишера и превышение частоты появления байта некоторого предела, заданного экспертным путем [14, 15], так и использование наивного классификатора Байеса (*от англ.* – Naïve Bayes) [16]. Способ обладает схожими с предыдущим ограничениями, хотя отличия исследуемых файлов от эталонных на его успешность влияют и менее сильно.

Произведем сравнение рассмотренных решений по следующим критериям:

- *К_1. Полнота*, определяемая охватом файлов, поддающихся идентификации (потребность решения больших эталонных баз влияет негативно по причине крайней сложности их сбора в необходимом объеме, в особенности без какой-либо автоматизации);

- *К_2. Трудоемкость*, соответствующая степени ручного труда экспертов (ручной анализ отдельных файлов и их сбор в базу данных влияет негативно по причине невозможности избежать человеческого фактора, повышающего количество ошибок, часть из которых будет значительно ухудшать качество идентификации);

- *К_3. Обход защиты*, обозначающий применимость решения для файлов, защищаемых от идентификации МК (неработоспособность решения при незначительном изменении заголовка файла влияет негативно, т.к. применение простейшей защиты МК от анализа полностью нейтрализует попытку идентификации);

- *К_4. Стойкость к повреждению*, оценивающая, насколько решение может показывать высокий результат для поврежденных файлов (снижение вероятности корректной идентификации при пропаже некоторых байт МК влияет негативно, поскольку в этом случае код, разработанный под одну архитектуру, может быть отнесен к иному Классу МК);

- *К_5. Интеллектуальность*, обозначающая возможность решения самостоятельно синтезировать и использовать новые знания, не заданные экспертом (применение лишь ограниченного количества строгих правил идентификации влияет негативно вследствие практической невозможности описать вручную такими правилами все многообразие комбинаций байт МК).

Согласно результатам проведенного критериального сравнения (таблица 1), у каждого из решений есть свои достоинства и недостатки.

ТАБЛИЦА 1. Результаты критериального сравнения решений, применимых для идентификации МК

TABLE 1. The Results of Criteria-Based Comparison of Solutions Used to Identify Machine Code

Решение	K_1	K_2	K_3	K_4	K_5
Заголовки файлов [5–7]	+	+	–	+/-	–
Успешность дизассемблирования МК [8–10]	+	+/-	+/-	–	+/-
Хэши файлов [11–13]	–	+/-	+	+/-	–
Частотные сигнатуры файлов [14–16]	+/-	+/-	+	+/-	+

Так, анализ заголовков файлов достаточно результативен в идеальных ситуациях – для файлов без повреждений. Попытка дизассемблирования под разные процессоры будет иметь высокий уровень ошибок (как I-го, так и II-го рода) и потребует ручной валидации результатов. Сравнение хэшей исследуемых файлов с эталонной базой работоспособно только при наличии последней в полном объеме. Наиболее результативным может считаться решение с применением частотных сигнатур, хотя и оно соответствует большинству критериев не полностью – в части размера и заполнения эталонной базы, а также стойкости к повреждению МК. Таким образом, интересным с научной и важной с практической точки зрения является разработка решения по идентификации МК в виде способа, обладающего следующими характеристиками: использование эталонной базы минимально возможного размера; полная автоматизация работы; применение для МК, который может быть защищен от анализа и/или быть частично разрушен; построение на принципах работы интеллектуальных систем (например, с применением методов машинного обучения), позволяющих самостоятельно строить новые связи и алгоритмы работы [17–19].

3. Анализ машинного кода

Проанализируем структуру МК и метаданные, применимые для его идентификации. Структура МК определяется его заголовком, наиболее популярными примерами которого являются ELF и PE; оба задают способ отображения программы в памяти. Наиболее интересной в рамках исследования является секция выполняемого кода (именуемая как «.text»). Инструкции процессора, архитектуру которого необходимо определить, распола-

гаются именно в данной секции, и поэтому другие секции не рассматриваются.

Все процессорные архитектуры могут быть разбиты на некоторый набор типов, имеющих существенные различия. Так, важная особенность типа CISC (*от англ.* Complex Instruction Set Computer – сложный набор команд компьютера) состоит в нефиксированной длине команды, что требует при дизассемблировании каждой последующей команды распознать предыдущую (а точнее, ее длину); типичными представителями являются процессоры Intel, AMD и IBM System Z. Альтернативой данному типу можно считать RISC (*от англ.* Reduced Instruction Set Computer – сокращенный набор команд компьютера), которая отличается использованием инструкций одной длины и структуры; типичными представителями являются процессоры Arm, MIPS и PowerPC.

Исходя из вышеотмеченных особенностей, моделью МК, применимой для идентификации всех Классов МК, может быть частотно-байтовое распределение его инструкций – частота «встречания» байт инструкций во всем выполняемом коде, содержащемся в файле. Такое распределение, по аналогии с известными работами, назовем – *частотной сигнатурой МК*. Отталкиваясь от упомянутых различий CISC и RISC, необходимо оценивать частоту именно каждого байта, который может быть как началом целой инструкции, так и ее серединой или концом. В формальном виде сигнатура МК в файле может быть записана, как массив частот значений его байт из $2^8 = 256$ элементов:

$$Signature_{File} = Freq[256](File),$$

где *File* – файл с МК, а частота $Freq[i]$ отнормирована по максимальному значению, т. е. определяется как количество байт со значением i ($Count[i]$) по отношению к максимальному количеству байт:

$$Freq[i] = \frac{Count[i]}{\max(Count[0], \dots, Count[255])}.$$

В интересах решения задачи исследования выдвинем следующую гипотезу: «Множество файлов с машинным кодом, выполняемым на одной из выбранных процессорных архитектур, обладает собственной уникальной частотной сигнатурой, отличной от остальных». Данная гипотеза может быть записана в формальном виде следующим образом:

$$\left\{ \begin{array}{l} Signature^{Class_i} = Signature_{\{File1_{Class_i}, \dots, FileN_{Class_i}\}} \\ Signature^{Class_i} \neq Signature^{Class_j} \text{ при } i \neq j \\ Class_i \in \{amd64, arm64, armel, armhf, i386, mips, mips64el, mipsel, ppc64el, s390x\} \end{array} \right.,$$

где $Signature^{Class_i}$ – сигнатура множества файлов МК $\{File1_{Class_i}, \dots, FileN_{Class_i}\}$ одного класса *Class*, при этом сигнатура одного класса ($Class_i$) существенно отлична ($\neq$) от сигнатуры другого ($Class_j$). В соответствии с ограничением на задачу исследования, количество классов равно количеству архитектур.

Для верификации гипотезы получим усредненные частотно-байтовые распределения МК всех классов – т. е. *сигнатуры классов МК*, воспользовавшись модулем построения частотно-байтовой модели, описание которого будет приведено далее – при рассмотрении архитектуры разработанного средства идентификации. Таким образом, данный модуль был разработан изначально в интересах анализа предметной области, а затем вошел в состав средства, разработанного для решения поставленной задачи (далее – Средство).

В качестве наборов файлов с МК использовались сборки Debian 10.3.0 для каждой процессорной архитектуры, имеющими вид ISO-образов и размер в распакованном виде от 360 Мб (для armel) до 880 Мб (для i386).

ТАБЛИЦА 2. Размеры файлов

TABLE 2. File Sizes

ЦП	amd64	arm64	armel	armhf	i386	mips	mips64el	mipsel	ppc64el	s390x
Файл	201 167 165	157 478 312	99 131 132	161 106 696	255 544 343	173 863 012	110 959 016	177 905 464	209 457 484	100 392 820

В среднем на одно значение байта приходится примерно $\frac{(100+250)/2}{256}$ Мб = ~700 000 байт данных (от ~100 Мб для s390x до ~250 Мб для i386), что можно считать достаточным для выявления общей закономерности в частотно-байтовом распределении Класса МК.

Полученные частотные сигнатуры классов МК (т. е. для каждого типа архитектуры ЦП) приведены на рисунке 1.

Графический анализ частотных сигнатур классов (см. рисунок 1) позволяет сделать следующие выводы. Во-первых, сигнатура каждого класса обладает четко выделенным пиком максимальной частоты при значении байта, равного 0, что объясняется использованием данного значения в качестве стандартного во множестве случаев – например, при первоначальной инициализации памяти. Во-вторых, для каждого класса характерна высокая частота появления байта со значением 255 – видимо, также вследствие его частого использования для служебных нужд – например, в качестве значения -1, соответствующего в беззнаковой форме записи числу 255. В-третьих, частота для значения 0 примерно в 4 раза превосходит частоту для значения 255, что можно объяснить общим соотношением использований этих чисел в коде программ. В-четвертых, достаточно близкие архитектуры mips и mipsel, отличающиеся лишь порядком байт, имеют и схожие сигнатуры классов (пики при значениях 2, 16, 32, 36, 37, 143 и 255), что также предсказуемо. Исходя из этого, можно предположить, что возможно ошибочное отношение МК одной архитектурой к классу другой архитектуры. В-пятых, также близкая к этим

Помимо существенного размера выборки (даже с учетом того, что не все файлы в сборках содержат машинный код), ее можно считать достаточно разнообразной с точки зрения всевозможных вариантов сигнатур, поскольку Debian представляет из себя операционную систему, а, следовательно, содержит реализацию достаточно широкого набора функционала. Извлечение файлов из сборки может быть осуществлено другим модулем, также вошедшим в состав Средства.

Размеры всех выполняемых файлов (в байтах) с машинным кодом (в форматах ELF и PE) для каждой из Top-10 архитектур составили значения, приведенные в таблице 2; данный *датасет* (от англ. dataset – набор данных) может быть получен из Интернет-ресурса по ссылке <http://demon.ru/projects/BinArhType/>.

архитектура mips64el, которая является 64-битной версией mipsel, обладает отличной от них сигнатурой – пик в точке 233 и большая частота в точке 255, хотя часть пиков и совпадает – в точках 16, 32, 36, 37. И, в-шестых, аналогично mips и mipsel, близкие архитектуры armel и armhf, вторая из которых поддерживает плавающую запятую на уровне инструкций, имеют схожие сигнатуры классов – пики в точках 16, 32, 48, 160, 224 – 227 и 229; тем не менее, их внешний «облик» более различим, чем для mips и mipsel.

Подводя предварительные итоги, можно сделать общий вывод, что частотная сигнатура МК для заданной архитектуры отличается от сигнатур МК других архитектур, и, следовательно, выдвинутая гипотеза может считаться подтвержденной. Схожесть частотных сигнатур архитектур mips VS mipsel, а также armel VS armhf не является критической, поскольку их можно объединить в одну архитектуру – mips и arm соответственно, т. к. они, по сути, представляют один и тот же набор инструкций процессора.

На основании поставленной задачи исследования, а также модели и подтвержденной гипотезы касательно частотных сигнатур классов, предложим *схему идентификации архитектуры процессора выполняемого кода*, состоящую из следующих последовательно выполняемых этапов.

Этап 1. Формирование большой выборки МК для всех архитектур, обладающей полнотой относительно разнообразия реализуемого функционала.

Этап 2. Построение частотных сигнатур классов МК для всех архитектур.

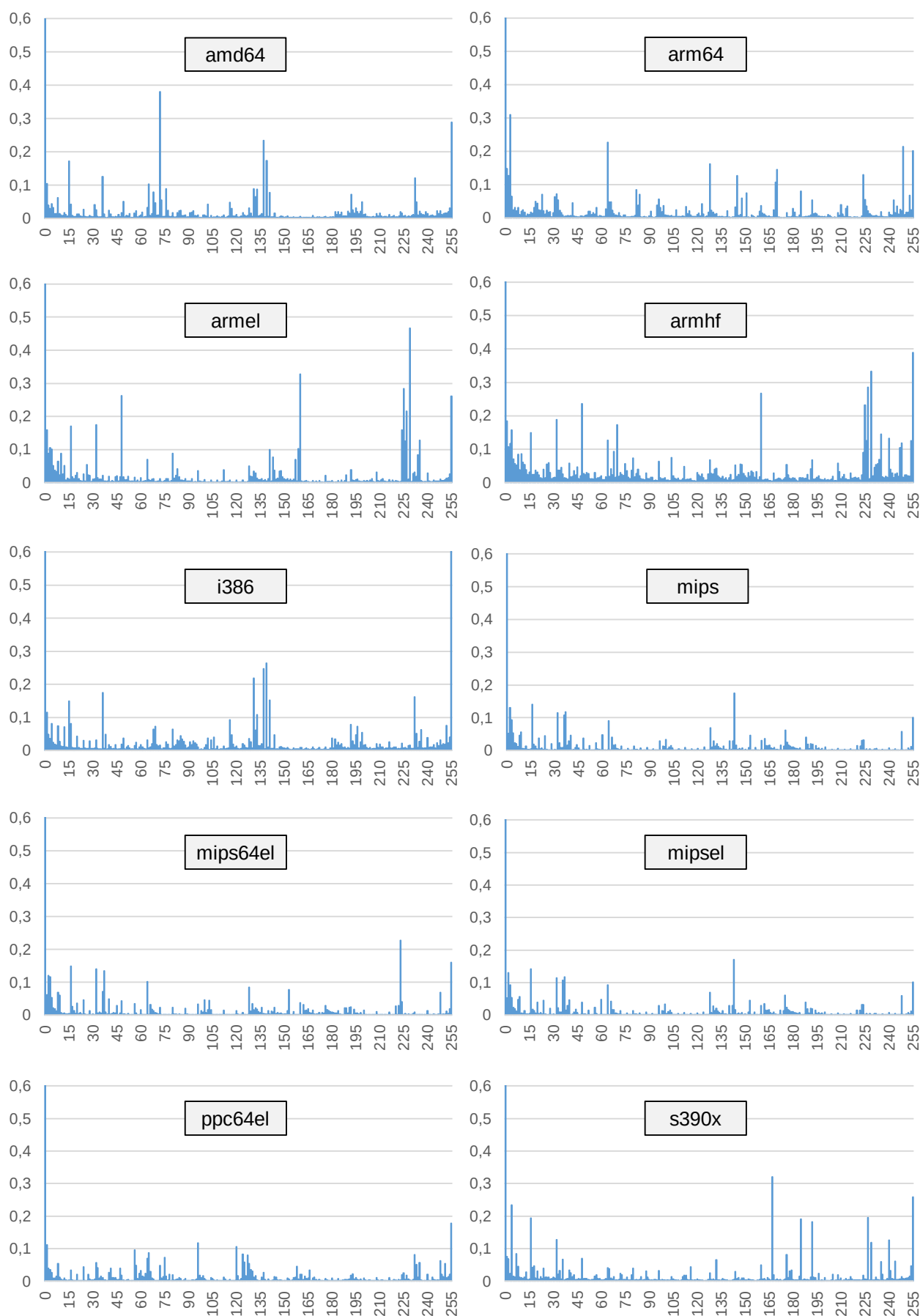


Рис. 1. Частотные сигнатуры классов МК для Топ-10 архитектур процессоров

Fig. 1. Machine Code Classes Frequency Signatures for Top-10 Processor Architectures

Этап 3. Реализация алгоритма сравнения тестовой выборки МК с сигнатурами классов, позволяющей делать выбор наиболее близкого. Целесообразным будет также вычисления степени принадлежности МК из тестовой выборки к каждому из классов – для определения степени достоверности результата.

Этап 4. Выбор тестовой выборки МК для оценки функционирования процесса идентификации.

Этап 5. Проведение эксперимента над тестовой выборкой и вычисление эффективности иденти-

фикации. Под последней здесь понимается совокупность Результативности – количества верно определенных классов, Оперативности – скорости определения классов, Ресурсоэкономности – количества затраченных человеческих и программно-аппаратных ресурсов (человеко-машинных часов).

Используя введенные выше формальные записи, схема идентификации архитектуры процессора выполняемого кода может быть представлена в следующем виде:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{ClassModel} = \text{BuildModel} \left(\sum_{i=1}^N \langle \text{Signature}^{\text{Class}_i} | \text{Class}_i \rangle \right) \\ \sum_{i=1}^N \langle \text{Class}_i | \text{Probability}_i \rangle = \text{IdentificationAlgorithm}(\text{File}, \text{Model}) \\ \text{Class}^{\text{File}} = \text{Class}_i, \text{ для } i: \text{Probability}_i = \max(\text{Probability}_1, \dots, \text{Probability}_N) \end{array} \right.,$$

где *ClassModel* – модель классов МК, описывающая взаимосвязь между частотно-байтовыми распределениями файлов и степенью их принадлежности к каждому классу из числа *N*; *BuildModel()* – функция для построения модели на основании пар $\langle \text{Signature}^{\text{Class}_i} | \text{Class}_i \rangle$, соответствующих сигнатуре класса и его названию; $\langle \text{Class}_i | \text{Probability}_i \rangle$ – пара названия класса и вероятности отнесения к нему идентифицируемого файла; *IdentificationAlgorithm()* – алгоритм определения вероятностей (*Probability_i*) отнесения файла (*File*) к каждому из классов (*Class_i*) на основании построенной модели (*Model*); *Class^{File}* – результат идентификации в виде класса (*Class_i*), вероятность (*Probability_i*) отнесения к которому файла с МК максимальна.

Таким образом, проанализировано множество вариаций МК для Топ-10 процессорных архитектур и получены соответствующие им сигнатуры на базе единой частотно-байтовой модели. Как следствие, подтверждена гипотеза, которая легла в основу схемы идентификации архитектуры процессора МК.

Следуя канонам исследования и опираясь на результаты, полученные в первой части статьи, следующие части будут посвящены непосредственному синтезу способа идентификации на базе машинного обучения, а также его программной реализации и оценке.

Продолжение следует ...

Список используемых источников

1. Buinevich M., Izrailov K., Vladiko A. The life cycle of vulnerabilities in the representations of software for telecommunication devices // 18th International Conference on Advanced Communications Technology (ICTACT-2016, Pyeongchang, South Korea, 31 January–3 February 2016). IEEE, 2016. PP. 430–435. DOI:10.1109/ICTACT.2016.7423420
2. Buinevich M., Izrailov K., Vladiko A. Method and prototype of utility for partial recovering source code for low-level and medium-level vulnerability search // Proceedings of the 18th International Conference on Advanced Communication Technology (ICTACT-2016, Pyeongchang, South Korea, 31 January–3 February 2016). IEEE, 2016. PP. 700–707. DOI:10.1109/ICTACT.2016.7423603
3. Dake L., Zhaoyun C., Wei W., Trends of communication processors // China Communications. 2016. Vol. 13. Iss. 1. PP. 1–16. DOI:10.1109/CC.2016.7405699
4. Файлы образов Debian версии 10.3.0 // Debian. URL: <https://www.debian.org/distrib/netinst.ru.html> (дата обращения: 20.03.2020)
5. Штеренберг С.И., Красов А.В. Варианты применения языка ассемблера для заражения вирусом исполнимого файла формата ELF // Информационные технологии и телекоммуникации. 2013. Т. 1. № 3. С. 61–71.
6. Штеренберг С.И., Андрианов В.И. Варианты модификации структуры исполнимых файлов формата PE // Перспективы развития информационных технологий. 2013. № 16. С. 134–143.
7. Юрин И.Ю. Способы установления первоначального имени PE-файла // Теория и практика судебной экспертизы. 2008. № 3(11). С. 200–205.
8. Касперски К., Рокко Е. Искусство дизассемблирования. СПб. БХВ-Петербург, 2009. 896 с.
9. Sulaiman A., Ramamoorthy K., Mukkamala S., Sung A.H. Disassembled code analyzer for malware (DCAM) // Proceedings of the International Conference on Information Reuse and Integration (IRI, Las Vegas, USA, 15–17 August 2005). IEEE, 2005. PP. 398–403. DOI:10.1109/IRI-05.2005.1506506
10. Krishnamoorthy N., Debray S., Fligg K. Static Detection of Disassembly Errors // Proceedings of the 16th Working Conference on Reverse Engineering (Lille, France, 13–16 October 2009). IEEE, 2009. PP. 259–268. DOI:10.1109/WCRE.2009.16

11. Антонов А.Е., Федулов А.С. Идентификация типа файла на основе структурного анализа // Прикладная информатика. 2013. № 2(44). С. 068–077.
12. Израйлов К.Е., Гололобов Н.В., Краскин Г.А. Метод анализа вредоносного программного обеспечения на базе Fuzzy Hash // Информатизация и связь. 2019. № 2. С. 36–44. DOI:10.34219/2078-8320-2019-10-2-36-44
13. Choi S., Kim Y., Kim J. Similarity Hash Index // Proceedings of the 9th International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC 2018, Jeju Island, Korea, 17–19 October 2018). IEEE, 2018. PP. 1298–1300. DOI:10.1109/ICTC.2018.8539650
14. Salakhutdinova K., Lebedev I., Krivtsova I., Bazhayev N., Sukhoparov M., Smimov P. et al. A Frequency Approach to Creation of Executable File Signatures for their Identification // Proceedings of the 11th International Conference on Application of Information and Communication Technologies (AICT, Moscow, Russia, 20–22 September 2017). IEEE, 2017. PP. 1–7. DOI:10.1109/ICAICT.2017.8687105
15. Кривцова И.Е., Салахутдинова К.И., Юрин И.В. Метод идентификации исполняемых файлов ПО их сигнатурам // Вестник государственного университета морского и речного флота им. адмирала С.О. Макарова. 2016. № 1(35). С. 215–224. DOI:10.21821/2309-5180-2016-8-1-215-224
16. Мищенко Н.К. Способ идентификации ELF-файлов на основе классификатора Байеса // XLVIII научная и учебно-методическая конференция Университета ИТМО. Альманах научных работ молодых ученых Университета ИТМО. 2019. Том 2. С. 38–42.
17. Dhinra M., Jain M., Jadon R.S. Role of artificial intelligence in enterprise information security: A review // Proceedings of the Fourth International Conference on Parallel, Distributed and Grid Computing (PDGC, Wanknaghat, India, 22–24 December 2016). IEEE, 2016. PP. 188–191. DOI:10.1109/PDGC.2016.7913142
18. Yousaf M.S., Durad M.H., Ismail M. Implementation of Portable Executable File Analysis Framework (PEFAF) // Proceedings of the 16th International Bhurban Conference on Applied Sciences and Technology (IBCAST, Islamabad, Pakistan, 8–12 January 2019). IEEE, 2019. PP. 671–675. DOI:10.1109/IBCAST.2019.8667202
19. Markel Z., Bilzor M. Building a machine learning classifier for malware detection // Proceedings of the Second Workshop on Anti-malware Testing Research (WATeR, Canterbury, UK, 23–23 October 2014). IEEE, 2014. PP. 1–4. DOI:10.1109/WATeR.2014.7015757

* * *

Identification of Processor's Architecture of Executable Code Based on Machine Learning.

Part 1. Frequency Byte Model

M. Buinevich^{1,2}, **K. Izrailov¹**

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

²Saint-Petersburg University of State Fire Service of Emercom of Russia,
St. Petersburg, 195105, Russian Federation

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-77-85

Received 5th March 2020

Accepted 20th March 2020

For citation: Buinevich M., Izrailov K. Identification of Processor's Architecture of Executable Code Based on Machine Learning. Part 1. Frequency Byte Model. *Proc. of Telecom. Universities*. 2020;6(1):77–85. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-77-85

Abstract: *This article shows us the study results of a method for identifying the processor architecture of an executable code based on machine learning. In the first part of the article we see an overview of existing solutions for machine code identifying and we see how the author makes a new method assumption. The author considers features of the machine code instructions and build its frequency-byte model. There is a processor architecture identification scheme, which is based on this model. Apart from that we see the frequency signatures which are provided for the following Top 10 processor architectures: amd64, arm64, armel, armhf, i386, mips, mips64el, mipsel, ppc64el, s390x.*

Keywords: *information security, machine code, processor architecture, machine learning, frequency-byte model, code signature*

References

1. Buinevich M., Izrailov K., Vladiko A. The life cycle of vulnerabilities in the representations of software for telecommunication devices. *Proceedings of the 18th International Conference on Advanced Communications Technology, ICACT-2016, 31 January–3 February 2016, Pyeongchang, South Korea*. IEEE; 2016. p.430–435. DOI:10.1109/ICACT.2016.7423420
2. Buinevich M., Izrailov K., Vladiko A. Method and prototype of utility for partial recovering source code for low-level and medium-level vulnerability search. *Proceedings of the 18th International Conference on Advanced Communication Technology, ICACT-2016, 31 January–3 February 2016, Pyeongchang, South Korea*. IEEE; 2016. p.700–707. DOI:10.1109/ICACT.2016.7423603
3. Dake L., Zhaoyun C., Wei W. Trends of communication processors. *China Communications*. 2016;13(1):1–16. DOI:10.1109/CC.2016.7405699
4. *Debian*. Debian Version 10.3.0 Image Files Available from: <https://www.debian.org/distrib/netinst.en.html> [Accessed 20th March 2020]
5. Shterenberg S.I., Krasov A.V. Methods of Using Assembly Language for Infection the Virus Executable File Format .ELF. *TelecomIT*. 2013;1(3): 61–71. (in Russ.)
6. Shterenberg S.I., Andrianov V.I. Options for Modifying the Structure of PE Executable Files. *Perspektivy razvitiia informatsionnykh tekhnologii*. 2013;16:134–143. (in Russ.)
7. Yurin I.Yu. Ways to Set the Initial PE File Name. *Theory and Practice of Forensic Science*. 2008;3(11):200–205. (in Russ.)
8. Kaspersky K., Rocco E. The Art of Disassembly. St. Petersburg. BHV Publ.; 2009. 896 p. (in Russ.)
9. Sulaiman A., Ramamoorthy K., Mukkamala S., Sung A.H. Disassembled code analyzer for malware (DCAM). *Proceedings of the International Conference on Information Reuse and Integration, IRI, 15–17 August 2005, Las Vegas, USA*. IEEE; 2005. p.398–403. DOI:10.1109/IRI-05.2005.1506506
10. Krishnamoorthy N., Debray S., Fligg K. Static Detection of Disassembly Errors. *Proceedings of the 16th Working Conference on Reverse Engineering, 13–16 October 2009, Lille, France*. IEEE; 2009. p.259–268. DOI:10.1109/WCRE.2009.16
11. Antonov A.E., Fedulov A.S. File Type Identification Based on Structural Analysis. *Applied informatics*. 2013;2(44):068–077. (in Russ.)
12. Izrailov K.E., Gololobov N.V., Kraskin G.A. Method of MALWARE Analysis Based on Fuzzy Hash. *Informatizatsiia i svyaz*. 2019;2:36–44. DOI:10.34219/2078-8320-2019-10-2-36-44
13. Choi S., Kim Y., Kim J. Similarity Hash Index. *Proceedings of the 9th International Conference on Information and Communication Technology Convergence, ICTC 2018, 17–19 October 2018, Jeju Island, Korea*. IEEE; 2018. p.1298–1300. DOI:10.1109/ICTC.2018.8539650
14. Salakhutdinova K., Lebedev I., Krivtsova I., Bazhayev N., Sukhoparov M., Smimov P. et al. A Frequency Approach to Creation of Executable File Signatures for their Identification. *Proceedings of the 11th International Conference on Application of Information and Communication Technologies, AICT, 20–22 September 2017, Moscow, Russia*. IEEE; 2017. p.1–7. DOI:10.1109/ICAICT.2017.8687105
15. Krivtsova I.E., Salakhutdinova K.I., Yurin I.V. Method of Executable Filts Identification by their Signatures. *Vestnik Gosudarstvennogo Universiteta Morskogo i Rechnogo Flota Imeni Admirala S.O. Makarova*. 2016;1(35):215–224. DOI:10.21821/2309-5180-2016-8-1-215-224
16. Mishchenko N.K. Method for Identifying ELF Files Based on Bayes Classifier. *Proceedings of the XLVIII Scientific and Educational Conference of ITMO University. Almanac of Scientific Works of Young Scientists of ITMO University*. 2019. vol.2. p.38–42 (in Russ.)
17. Dhingra M., Jain M., Jadon R.S. Role of artificial intelligence in enterprise information security: A review. *Proceedings of the Fourth International Conference on Parallel, Distributed and Grid Computing, PDGC, 22–24 December 2016, Wanknaghat, India*. IEEE; 2016. p.188–191. DOI:10.1109/PDGC.2016.7913142
18. Yousaf M.S., Durad M.H., Ismail M. Implementation of Portable Executable File Analysis Framework (PEFAF). *Proceedings of the 16th International Bhurban Conference on Applied Sciences and Technology, IBCAST, 8–12 January 2019, Islamabad, Pakistan*. IEEE; 2019. p.671–675. DOI:10.1109/IBCAST.2019.8667202
19. Markel Z., Bilzor M. Building a machine learning classifier for malware detection. *Proceedings of the Second Workshop on Anti-malware Testing Research, 23–23 October 2014, WATeR, Canterbury, UK*. IEEE; 2014. PP. 1–4. DOI:10.1109/WATeR.2014.7015757

Сведения об авторах:

БУЙНЕВИЧ
Михаил Викторович

доктор технических наук, профессор, профессор кафедры безопасности информационных систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, профессор кафедры прикладной математики и информационных технологий Санкт-Петербургского государственного университета государственной противопожарной службы МЧС России, bmv1958@yandex.ru
 <https://orcid.org/0000-0001-8146-0022>

ИЗРАИЛОВ
Константин Евгеньевич

кандидат технических наук, доцент кафедры защищенных систем связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, konstantin.izrailov@mail.ru
 <https://orcid.org/0000-0002-9412-5693>

Оптимизированный алгоритм статистической проверки гипотез ретроспективных исследований на основе геохронологического трекинга

Р.Я. Ивакин¹, Я.А. Ивакин^{2, 3}, С.Н. Потапычев^{2, 3}

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

²Санкт-Петербургский институт информатики и автоматизации Российской академии наук, Санкт-Петербург, 199178, Российская Федерация

³АО «Концерн «ОКЕАНПРИБОР»

Санкт-Петербург, 198226, Российская Федерация

*Адрес для переписки: yan_a_ivakin@mail.ru

Информация о статье

Поступила в редакцию 17.01.2020

Принята к публикации 02.03.2020

Ссылка для цитирования: Ивакин Р.Я., Ивакин Я.А., Потапычев С.Н. Оптимизированный алгоритм статистической проверки гипотез ретроспективных исследований на основе геохронологического трекинга // Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6. № 1. С. 86–93. DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-86-93

Аннотация: Геохронологический трекинг как эффективная информационная технология работы с цифровыми картографическими наборами пространственных данных широко применяется в ретроспективных исследованиях закономерностей в перемещении тех или иных артефактов за установленный период времени. В статье представлены основные положения по алгоритмизации процедуры геохронологического трекинга при статистической проверке гипотез ретроспективных исследований. Произведена постановка задачи оптимизации алгоритма указанной процедуры для различных вариантов контролируемых параметров. Описаны результаты решения этой оптимизационной задачи как в общем виде, так и в ряде наиболее типовых вариантов. Полученные результаты решения оптимизационной задачи интерпретированы в терминах предметной области ретроспективных исследований. Показаны пути дальнейшего практического применения оптимизированного алгоритма в задачах современной логистики, интеллектуального анализа данных и формализованных знаний.

Ключевые слова: географические информационные системы, ГИС-технологии для ретроспективных исследований, геохронологический трек и трекинг, изоморфизм графов, рациональный алгоритм, оптимизация алгоритма, междисциплинарные исследования на базе ГИС, постановка задачи оптимизации.

Введение

Ретроспективный анализ прикладных пространственно распределенных процессов есть основа для выработки решений по развитию и оптимизации соответствующих маршрутных сетей, количеству привлекаемых ресурсов, по объемам необходимого финансирования и пр. Одним из наиболее эффективных средств указанного анализа является информационная технология геохронологического трекинга или геохронотрекинга, описанная в работах [1–3]. Программные средства геохронотрекинга становятся одним из наиболее популярных пользовательских приложений, интегрируемых в состав геоинформационных систем (ГИС) пакетов прикладных программ.

На основе геохронотрекинга разработана процедура проверки исследовательских гипотез об устойчивых тенденциях в процессах миграции, перемещений объектов, контроля трафика и пр. Сегодня эта процедура используется для анализа логистики современных транспортно-поставочных сетей, оптимизации транспортных потоков, систем диспетчеризации транспорта. Ее математическая сущность сводится к поиску и оценке статистической значимости изоморфизма соответствующих графов: итоговый граф геохронотрекинга представляется как граф-базис, в структуре которого выявляется подграф изоморфный заданному, т. е. устанавливается наличие взаимно однозначного отображения одного графа на подграф другого, при

котором сохраняется отношение инцидентности [4, 5]. Граф, на изоморфность к которому в составе базового графа геохронологического трекинга определяется подграф, топологически описывает ту или иную определенную гипотезу исследования об устойчивой особенности в перемещениях исторических личностей, объектов или других сущностей в географическом пространстве. Далее определяется степень устойчивости в признании гипотезы исследования о выявляемой особенности в перемещениях с использованием статистического аппарата доверительной вероятности и доверительных интервалов [1].

Вместе с тем, особенности алгоритмизации указанной процедуры геохронотрекинга во многом определяют результативность и точность ее применения в процессе прикладных исследований на базе ГИС. Очевидно, что высокая вычислительная и временная сложность базового алгоритма определения изоморфного вложения в граф предъявляет высокие требования именно к корректной программной реализации указанной процедуры при ее практическом внедрении.

Этот факт определил необходимость задания соответствующей оптимизационной задачи, установления граничных условий ее решения и алгоритмизации поиска соответствующих экстремумов. Постановка такой оптимизационной задачи должна учитывать ограничения, налагаемые реальными условиями объекта исследования – предметной областью ретроспективного исследования, примером формализованного описания которых могут служить [6, 7].

Указанная оптимизация позволяет обеспечить возможность вариативности в применении наилучшим образом алгоритма проверки гипотез ретроспективных исследований на основе геохронологического трекинга для различных комбинаций входных данных и требований к точности, ресурсоемкости и скорости алгоритма получения выходных данных. Такая оптимизация способствует широкому внедрению и автоматизации геохронотрекинга, как прикладного метода научных исследований. Рассмотрение математических и системологических сторон представленной оптимизации описанного алгоритма статистической проверки гипотез ретроспективного исследования на основе геохронологического трекинга в ГИС и есть предмет данной статьи. В рамках такого представления определены основные параметры и условия оптимальности рассматриваемого алгоритма, а также учтены результаты последних разработок по тематике геохронологического трекинга, например, таких как [8, 9].

Методы и материалы

Методологической основой данного исследования является алгоритм проверки гипотез ретроспективных исследований использования водного

транспорта на базе геохронологического трекинга и соответствующая ему информационная технология. Они детально представлены и описаны в работах [1–3]. В ходе практической апробации программных средств, реализующих указанный алгоритм, был выявлен факт существования диапазона входных переменных, который приводит к трансвычислительному характеру процесса решения. Этот факт указал на необходимость постановки и решения соответствующей задачи оптимизации данного алгоритма для ряда учитываемых параметров. К таковым параметрам, на основании подходов, согласно [10], в ходе исследования были отнесены:

- практическая вычислимость результирующих значений согласно алгоритму, т. е. параметр логически противоположный трансвычислимости алгоритма (далее по тексту он для упрощения наименован как «расчетная вычислимость»);
- ресурсоэкономичность реализуемого согласно алгоритму вычислительного процесса, т. е. эффективность алгоритма при определенных, как правило, объективных ограничениях ресурсов вычислительной системы, которая этот алгоритм реализует в виде соответствующей программы (ресурсы оперативной памяти, быстродействия процессора, базовой системы ввода/вывода и пр.);
- обеспечиваемая точность результатов вычислительного процесса, реализуемого согласно алгоритму, т. е. достигаемый уровень значимой, с точки зрения предметной области, точности расчета и обеспечиваемый уровень статистической значимости получаемых результатов оценки значений соответствующих показателей достоверности исследовательских гипотез.

Указанная совокупность параметров в процессе формализации оптимизационной задачи для алгоритма проверки статистических гипотез ретроспективных исследований на базе геохронологического трекинга была обобщена в составе такого интегрального показателя качества вычислительного процесса, реализуемого согласно тому или иному алгоритму, как «результативность алгоритма». Именно этот комплексный показатель в ходе данной работы был принят за основной при многокритериальной оптимизации.

Таким образом, оптимизация алгоритма проверки статистических гипотез ретроспективных исследований на базе геохронологического трекинга является реализацией процедуры обеспечения вычислительной результативности (расчетной вычислимости) этого алгоритма, а значит, есть неотъемлемая часть и логическое продолжение обобщенной структуры указанных исследований. Именно этот факт вытекает из рассмотрения последовательности этапов указанных ретроспективных исследований на базе геохронотрекинга (рисунок 1).

Результаты

Из описаний рассматриваемого алгоритма [1–3] не трудно установить, что системологически ретроспективное исследование на основе геохронологического трекинга есть процесс обоснованного выдвигания, статистического ранжирования по уровню достоверности и принятия гипотезы о наличии/отсутствии закономерности в перемещениях объектов определенного класса из соответствующего множества гипотетических предположений. У данного процесса возможны различные алгоритмы его итеративно-расчетной реализации, один из которых (S^V) будет являться оптимальным, т. е. наилучшим с точки зрения многокритериальной оптимизации:

$$S^V \in \{S_{j_i}\}_{j \in J^*, i \in I^*}, \quad (1)$$

где: I^* – мощность множества рассматриваемых и оцениваемых к принятию гипотез ретроспективного исследования; J^* – общее количество итераций процесса исследований на основе геохронологического трекинга.

Таким образом, становится возможной следующая постановка связанной оптимизационной задачи: цель оптимизации – выработка такого алгоритма расчетной процедуры ретроспективного статистического исследования на основе геохронологического трекинга, который при своей реализации обеспечивает максимизацию результативности соответствующего вычислительного процесса при установленных требованиях к точности получаемых расчетно-логических результатов и при существующих (т. е. объективных) ресурсных ограничениях программно-аппаратной платформы. При обозначенной цели постановка задачи оптимизации алгоритма проверки гипотез ретроспективных исследований на базе геохронологического трекинга сводится к следующим базисным, нижеприведенным логико-математическим положениям.

В частности, если на семействе (здесь и далее под семейством, согласно [11], понимается проиндексированное множество) альтернативных вариантов алгоритмов итеративно-расчетных реализаций $\{S_j\}$ процедуры рассматриваемого процесса необходимо выявить и установить оптимальный алгоритм S^V , по некоторому интегральному показателю результативности R , то тогда постановка оптимизационной задачи будет formalizована так:

$$R_{S_{j_i}} = f(\bar{b}_{S_{j_i}}, \bar{d}_{S_{j_i}}, \bar{r}_{S_{j_i}}), \quad (2)$$

где: bS – практическая вычислимость результирующих значений согласно алгоритму S_j при значениях входных переменных в установленных областях определения (т. е. при корректном учете граничных условий, для которых определяется S_j); dS – оценка обеспечиваемой точности результатов вычислительного процесса согласно алгоритму S_j в

определенном диапазоне области значений; r_s – оценка ресурсоэкономичности реализуемого согласно алгоритму вычислительного процесса (временных затрат, затрат ресурсов процессора, оперативной и кэш-памяти и пр.) реализации алгоритма S_j . Тогда формализованная цель оптимизации есть выявление:

$$R^* = \max(R_{S_{0_{\text{м}}}}(\bar{b}_{S_{j_i}}, \bar{d}_{S_{j_i}}, \bar{r}_{S_{j_i}})). \quad (3)$$

Иными словами, R^* – максимальное значение $Rs(d, b, r)$, получаемое на семействе альтернативных вариантов алгоритмов итеративно-расчетных реализаций $\{S_j\}$ процедуры ретроспективного исследования на основе геохронологического трекинга. Математическая форма аналитического представления (2) и соответствующие ограничения на отдельные параметры вытекают из условий данного конкретного варианта проводимого ретроспективного исследования. Устойчиво выделяются три основных варианта (случая) оптимизации, уточняющих соотношение (3):

1) при ограниченных ресурсах вычислительного процесса (моральное устаревание вычислительной платформы, нехватка ресурсов процессора или памяти и пр.) инициированного реализовать алгоритм:

$$(\bar{b}_{S_{j_i}}, \bar{d}_{S_{j_i}})_{S \in \{S_j\}} \Rightarrow \max, \quad (4)$$

$$\bar{r}_{S_{ij}} \in r^{\Sigma}, \quad (5)$$

где r^{Σ} – предельное множество ресурсных характеристик текущей вычислительной платформы;

2) при ограничении требований к точности результатов вычислительного процесса, реализуемого согласно алгоритму (обеспечиваемой статистической значимости получаемых результатов оценки значений соответствующих показателей достоверности исследовательских гипотез) для достижения практических целей ретроспективного исследования:

$$(\bar{b}_{S_{j_i}}, \bar{r}_{S_{j_i}})_{S \in \{S_j\}} \Rightarrow \max, \quad (6)$$

$$\bar{d}_{S_{ij}} \in D, \quad (7)$$

где D – нижнее предельное значение достигаемого уровня значимой, с точки зрения предметной области, точности расчета;

3) при ограниченных ресурсах и ограниченной точности вычислительного процесса, реализующего алгоритм ретроспективного исследования на базе геохронотрекинга:

$$(\bar{b}_{S_{j_i}})_{S \in \{S_j\}} \Rightarrow \max, \quad (8)$$

$$\bar{r}_{S_{ij}} \in r^{\Sigma}, \quad (9)$$

$$\bar{d}_{S_{ij}} \in D. \quad (10)$$

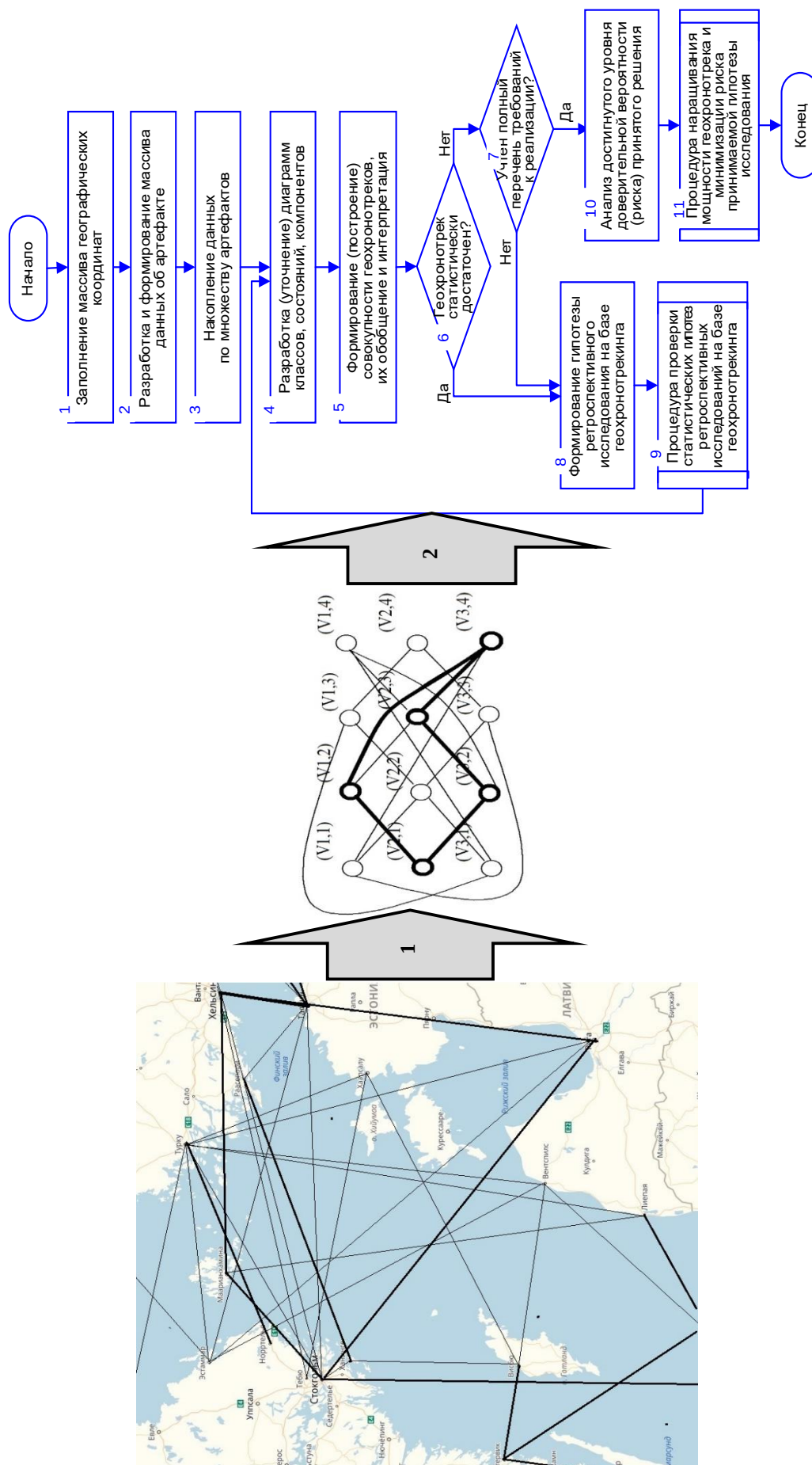


Рис. 1. Обобщенное представление этапов ретропективных исследований на базе геохронологического трекинга: а) геохронологическое трекинг предметной области исследования; б) формализация задачи и выдвижение гипотезы исследования; в) обеспечение оптимальной результативности (расчетной вычислимости) алгоритма

Fig. 1. A generalized Representation of the Stages of Retrospective Research Based on Geochronological Tracking of the Subject Field of Study; б) Formalization of the Problem and Research Hypothesizing; в) Ensuring Optimal Performance (Computability) of the Algorithm

Вариант 3 в наибольшей степени отражает реальность текущего состояния предметной области вычислительной оптимизации алгоритмов [12]: возможности ресурсоэффективности и обеспечения большой вычислительной точности почти всегда ограничены для высоко итеративных алгоритмов, но при этом необходимо добиться максимальной практической вычислимости результирующих значений. В силу того, что количество возможных вариантов алгоритма процедуры ретроспективного исследования S_j , формирующих семейство $\{S_j\}$, как правило, невелико, то при решении оптимизационной задачи значение $RS(d, b, r)$ на основании предварительных оценок выявляется для каждого из них.

На базе анализа указанных значений фиксируется оптимальный вариант алгоритма процедуры ретроспективного исследования на основе геохронологического трекинга, для которого $RS(d, b, r)$ достигает максимума вычислительной результативности R^* . Такая обобщенно описанная оптимизация есть элемент системного совершенствования алгоритмики процедур интеллектуальной поддержки процессов управления и логистики в различных предметных областях.

Обсуждение

Решение выше обозначенной оптимизационной задачи заключается в определении наилучшей, с точки зрения результативности, логико-математической формы вычислительной реализации алгоритма ретроспективного исследования на основе геохронологического трекинга. При решении указанной задачи для разных входных условий определяется функция временной сложности. Именно эта функция дает возможность получить сводный показатель результативности алгоритма, связанного с геохронологическим трекингом. Традиционно это экспоненциальный или полиномиальный алгоритм определения изоморфизма подграфа в составе результирующего геохронологического трека, как полно связного графа.

Разница между экспоненциальным или полиномиальным типом алгоритмов явно выражена именно при геохронотрекинге большой размерности. Полиномиальные алгоритмы более предпочтительны для поиска изоморфизма на геохронотреке по сравнению с экспоненциальными в силу того, что большинство экспоненциальных алгоритмов есть варианты последовательного перебора, в то время как полиномиальные алгоритмы возможно построить тогда, когда удастся строго формализовать суть исследуемой предметной области, т.е. ретроспективное исследование строго формализовано, если для ее реализации создан полиномиальный алгоритм [13–16]. Однозначно не оптимальные параметры у алгоритмов, использующих математический метод полного прямого перебора.

Граничные условия для полученного решения оптимизационной задачи определены как границы множества вещественных чисел с назначенной над ней совокупностью алгебраических и логико-функциональных действий.

Дальнейшие направления совершенствования алгоритма проверки гипотез исследования на базе геохронологического трекинга связаны с заданием и типизацией основных инвариантов, упрощающих процедуру поиска и упорядочения соответствующих изоморфных вложений-гипотез в граф-базис геохронологического трека. В соответствии с разнообразием выбора однотипных фрагментов графа различают три класса инвариантов: локальные, квазиглобальные и глобальные.

Примером локального инварианта является кортеж степеней вершин, квазиглобального – кортеж степеней пар вершин, а канонический вид матрицы смежности графа является примером глобального инварианта. В этом случае, оптимально найти такой инвариант, который бы алгоритмически вычислялся по заданному графу, и при этом определял граф однозначно с точностью до изоморфизма. Развитие указанных направлений согласуется с подходами современной алгоритмики и методов интеллектуальной обработки данных, согласно [17,18].

Таким образом, концептуально описанный вариант решения поставленной оптимизационной задачи в виде определения соответствующего инварианта позволяет считать ассоциированный с таким инвариантом алгоритм оптимальным в системе выбранных сводных показателей: практическая вычислимость результирующих значений, ресурсоэкономичность реализуемого вычислительного процесса и обеспечиваемая точность результатов (именно эти показатели интегрируются в интегральный показатель вычислительной результативности (расчетной вычислимости) алгоритма). Такая оптимизация, в конечном итоге, позволяет расширить применимость математического аппарата проверки гипотез ретроспективных исследований на основе геохронологического трекинга для самых различных предметных областей и новых объектов изучения, добиться более эффективной его интеграции в соответствующие программные приложения для геоинформационных систем.

Следует заметить, что наиболее результативным направлением дальнейшего совершенствования алгоритма статистической проверки гипотез ретроспективных исследований на основе геохронологического трекинга за счет экспликации на него расчетных методов, моделей и методик такого раздела современной математики как мягкие вычисления, включая использование нечетких множеств (нечетких чисел), функций лингвистической переменной, расчетных схем потоковой обработки и др.

Это значительно расширит предметную область применения рассматриваемого алгоритма в исследовании социологических, политологическо-статистических, исторических и других процессов с использованием специализированных пакетов прикладных программ и геоинформационных приложений. Указанная перспектива совершенствования уже сегодня активно прорабатывается и развивается специалистами и ведущими учеными статистической математики, современной информатики и теоретической логики, о чем свидетельствуют публикации [12, 13, 19].

Заключение

Основным практическим приложением разработанного аппарата проверки ретроспективных исследований на основе геохронологического трекинга является установление (выявление, прослеживание и пр.) неочевидных закономерностей в распределении перемещений изучаемых объектов, в приоритетности тех или иных маршрутов в пространственных сетях размещения артефактов, в обеспечении необходимых объемов трафика для поддержания устойчивых коммуникаций и пр. Эффективная алгоритмизация указанного аппарата значительно упрощает процесс его практиче-

ского внедрения в программное обеспечение соответствующих аналитико-управляющих систем.

Оптимизация алгоритма реализации проверки гипотез ретроспективных исследований на основе геохронологического трекинга позволяет добиться роста результативности и точности ее применения в процессе прикладного анализа на базе ГИС эффективности транспортно-поставочных сетей, планирования перевозок, систем логистико-пространственной организации инфраструктуры транспорта и пр. Также очевидна перспективность дальнейших усилий по развитию методологических средств и прикладной алгоритмики именно геохронологического трекинга, к которым можно отнести внедрение и интеграцию соответствующих информационных технологий искусственной интеллектуальности (технологии экспертных систем, систем нечеткой логики, технологий интеллектуального анализа данных и другие) в соответствующие ГИС-приложения. Указанная перспективность дает основание прогнозировать дальнейшее расширение области применения аппарата геохронологического трекинга в программных инструментах поддержки управленческих решений базирующихся на анализе накопленных фактов применения соответствующих объектов (артефактов).

БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при поддержке РФФИ (проект №19-07-00006).

Список используемых источников

1. Ивакин Я.А., Потапычев С.Н., Ивакин Р.Я. Рациональный алгоритм проверки гипотез ретроспективных исследований использования водного транспорта на базе геохронологического трекинга // Вестник Государственного университета морского и речного флота им. адмирала С.О. Макарова. 2019. Т. 11. № 3. С. 448–460. DOI:10.21821/2309-5180-2019-11-3-448-460
2. Ивакин Я.А., Потапычев С.Н. Геохронологический трекинг – специализированный ГИС-инструментарий исторического исследования // Историческая информатика. Информационные технологии и математические методы в исторических исследованиях и образовании. 2016. № 1–2. С. 3–11.
3. Ивакин Я.А., Потапычев С.Н. Информационная технология геохронологического трекинга для проверки гипотез ретроспективных исследований использования водного транспорта // Вестник Государственного университета морского и речного флота имени адмирала С.О. Макарова. 2018. Т. 10. № 2. С. 452–461. DOI:10.21821/2309-5180-2018-10-2-452-461.
4. Зыков А.А. Основы теории графов. М: Вузовская книга, 2004. 664 с.
5. Печенкин В.В., Королёв М.С., Дмитров Л.В. Прикладные аспекты использования алгоритмов ранжирования для ориентированных взвешенных графов // Труды СПИИРАН. 2018. № 6(61). С. 94–119. DOI:10.15622/sp61.4
6. Воротников В.И., Вохмянина А.В. Метод линеаризующей обратной связи в задаче управления по части переменных при неконтролируемых помехах // Труды СПИИРАН. 2018. № 6(61). С. 61–93. DOI:10.15622/sp61.3
7. Коваленко В.В. Состояние и мировые тенденции развития систем подводного наблюдения // Морские информационно-управляющие системы. 2016. № 2(10). С. 18–33.
8. Коваленко В.В. Океанологическое обеспечение распределенных систем подводного наблюдения // Морские информационно-управляющие системы. 2016. № 2(10). С. 68–79.
9. Deepak A., Tobias F. Average-case analysis of incremental topological ordering // Discrete Applied Mathematics. 2016. Vol. 158. Iss. 4. PP. 240–250.
10. Ammar A.B. Query Optimization Techniques in Graph Databases // International Journal of Database Management Systems (IJDBMS). 2016. Vol. 8. Iss. 4.
11. ISO/IEC 15504: Information Technology – Software Process Assessment. URL: <http://www.iese.fhg.de/SPICE> (дата обращения 3 марта 2019)
12. Steve McConnell. Software Estimation: Demystifying the Black Art (Developer Best Practices). New York: MicrosoftPress, 2006. 610 p.
13. Steve McConnell. Code Complete: A Practical Handbook of Software Construction. New York: MicrosoftPress, 2004. 889 p.

14. Попович В.В. Теория обнаружения и поиска подвижных объектов. СПб.: Наука, 2016. 424 с.
15. Лаверов Н.П., Попович В.В., Ведешин Л.А., Коновалов В.Е. Современные методы и возможности системы освещения обстановки в Арктике в интересах обеспечения безопасности Северного морского пути // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2017. Т. 14. № 3. С. 141–157. DOI:10.21046/2070-7401-2017-14-3-141-157
16. Потапычев С.Н., Ивакин Я.А. Использование геопространственных данных для интеллектуальной поддержки принятия диспетчерских решений // Вестник Санкт-Петербургского государственного университета технологии и дизайна. Серия 1: Естественные и технические науки. 2018. № 2. С. 24–32.
17. Codescu M., Horsinka G., Kutz O., Mossakowski T., Rau R. DO-ROAM: Activity-Oriented Search and Transport Navigation with OpenStreetMap / GeoSpatial Semantics // Proceedings of the 6th International Conference on GeoSpatial Semantics (GeoS 2011). Lecture Notes in Computer Science. Vol. 6631. Berlin, Heidelberg: Springer, 2011. PP. 88–107. DOI:10.1007/978-3-642-20630-6_6
18. Sigma Knowledge Engineering Environment. URL: <http://sigmakee.sourceforge.net> (дата обращения 03.03.2020)
19. Cooper R.G. Winning at new products. Accelerating the process from idea to launch. Cambridge (MA): Perseus Publishing, 2001. 227 p.

* * *

Refinement Algorithm of Hypotheses Testing Research Based on Geochronological Tracking

R.Y. Ivakin¹, Y.A. Ivakin^{2, 3} , S.N. Potapichev^{2, 3} 

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

²St. Petersburg Institute for Informatics and Automation of Russian Academy of Sciences
St. Petersburg, 199178, Russian Federation

³JSC "Concern "OCEANPRIBOR"
St. Petersburg, 198226, Russian Federation

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-86-93

Received 17th January 2020

Accepted 2nd March 2020

For citation: Ivakin R.Y., Ivakin Y.A., Potapichev S.N. Refinement Algorithm of Hypotheses Testing Research Based on Geochronological Tracking. *Proc. of Telecom. Universities*. 2020;6(1):86–93. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-86-93

Abstract: *Geochronological tracking is an effective information technology for digital cartographic spatial data sets processing. It is widely known in retrospective patterns research about geographic relocation of figures, or any other units for a given time interval. Software component of geochronological tracking is becoming one the most popular GIS-integrated applications. The article presents the basic provisions for the algorithmization of the geochronological tracking procedure for statistical testing of retrospective studies hypotheses. We can observe the results of solving this optimization problem in a general form and in a number of the most typical variants. The obtained results of solving the optimization problem are interpreted in terms of the retrospective studies subject area. There are shown the ways of further practical application of the optimized algorithm in the tasks of modern logistics, data mining and formalized knowledge.*

Keywords: *Geographic information systems, GIS-technologies for historic research, geochronological track and tracking, graphs isomorphism, optimal algorithm, refinement of algorithm, GIS-based interdisciplinary research, refinement tasking.*

References

1. Ivakin Ya.A., Potapychiev S.N., Ivakin R.Ya. Optimal Algorithm of Hypotheses Testing at the Ship Use Research Based on the Geochronological Tracking. *Vestnik gosudarstvennogo universiteta morskogo i rechnogo flota imeni admirala S.O. Makarova*. 2019;11(3):448–460. DOI:10.21821/2309-5180-2019-11-3-448-460 (in Russ.)
2. Ivakin Ya.A., Potapychiev S.N. Geochronology Tracking – Specialized Gis-Tool for History Researches. *Istor. inform.* 2016;1–2:3–11. (in Russ.)
3. Ivakin Ya.A., Potapychiev S.N. Information Technology of Geochronological Tracking for Hypotheses Testing in Research of Ship Use. *Vestnik gosudarstvennogo universiteta morskogo i rechnogo flota imeni admirala S.O. Makarova*. 2018;10(2):452–461. (in Russ.) DOI:10.21821/2309-5180-2018-10-2-452-461
4. Zykov A.A. *Graph Theory Basis*. Moscow: Vuzovskaya kniga; 2004. 664 p. (in Russ.)
5. Pechenkin V.V., Korolev M.S., Dimitrov L.V. Applied Aspects of Ranking Algorithms for Oriented Weighted Graphs (on the Example of Social Network Graphs). *SPIIRAS Proceedings*. 2018;6(61):94–119. (in Russ.) DOI:10.15622/sp61.4
6. Vorotnikov V.I., Vokhmyanina A.V. Feedback Liniarization Method for Problem of Control of a Part of Variables in Uncontrolled Disturbances. *SPIIRAS Proceedings*. 2018;6(61):61–93. (in Russ.) DOI:10.15622/sp61.3
7. Kovalenko V.V. Status and global trends in the development of underwater surveillance systems. *Morskiye informatsionno-upravlyayushchie sistemy*. 2016;2(10):18–33. (in Russ.)
8. Kovalenko V.V. Oceanological support of distributed underwater observation systems. *Morskiye informatsionno-upravlyayushchie sistemy*. 2016;2(10):68–79. (in Russ.)
9. Deepak A., Tobias F. Average-case analysis of incremental topological ordering. *Discrete Applied Mathematics*. 2016;158(4):240–250. DOI:10.1016/j.dam.2009.07.006
10. Ammar A.B. Query Optimization Techniques in Graph Databases. *International Journal of Database Management Systems (IJDBMS)*. 2016;8(4).
11. ISO/IEC 15504: Information Technology – Software Process Assessment. URL: <http://www.iese.fhg.de/SPICE> [Accessed 3rd March 2019]
12. Steve McConnell. *Software Estimation: Demystifying the Black Art (Developer Best Practices)*. New York: MicrosoftPress, 2006. 610p.
13. Steve McConnell. *Code Complete: A Practical Handbook of Software Construction*. New York: MicrosoftPress, 2004. 889 p.
14. Popovich V.V. *The Theory of Detection and Search for Moving Objects*. St. Petersburg: Nauka; 2016. 424 p.
15. Laverov N.P., Popovich V.V., Vedeshin L.A., Konovalov V.E. Modern approaches and capabilities of the Arctic monitoring system for maritime safety of the Northern Sea Route. *Sovremennyye problemy distantsionnogo zondirovaniya Zemli iz kosmosa*. 2017;14(3):141–157. (in Russ.) DOI:10.21046/2070-7401-2017-14-3-141-157
16. Potapychiev S.N., Ivakin Ya.A. Using Geophysical Data for Intelligent Support of Acceptance of Control Board Decisions. *Vestnik of St. Petersburg State University of Technology and Design*. 2018;2:24–32. (in Russ.)
17. Codescu M., Horsinka G., Kutz O., Mossakowski T., Rau R. DO-ROAM: Activity-Oriented Search and Transport Navigation with OpenStreetMap / GeoSpatial Semantics. *Proceedings of the 6th International Conference on GeoSpatial Semantics, GeoS 2011. Lecture Notes in Computer Science*. vol.6631. Berlin, Heidelberg: Springer; 2011. p.88–107. DOI:10.1007/978-3-642-20630-6_6
18. Sigma Knowledge Engineering Environment. URL: <http://sigmakee.sourceforge.net> [Accessed 3rd March 2019]
19. Cooper R.G. *Winning at new products. Accelerating the process from idea to launch*. Cambridge (MA): Perseus Publishing; 2001. 227 p.

Сведения об авторах:

ИВАКИН Роман Янович	инженер-исследователь НИИ «Технологии связи» Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, romanivakin2018@yandex.ru
ИВАКИН Ян Альбертович	доктор технических наук, профессор, заместитель генерального директора по инновациям и проектам гражданского назначения АО «Концерн «Океанприбор», ведущий научный сотрудник Санкт-Петербургского института информатики и автоматизации Российской академии наук, yan_a_ivakin@mail.ru  https://orcid.org/0000-0002-1297-7404
ПОТАПЫЧЕВ Сергей Николаевич	кандидат технических наук, начальник научно-исследовательской лаборатории АО «Концерн «Океанприбор», старший научный сотрудник Санкт-Петербургского института информатики и автоматизации Российской академии наук, potapychiev@mail.ru  https://orcid.org/0000-0002-2899-8154

Методика обнаружения аномального взаимодействия пользователей с информационными активами для выявления инсайдерской деятельности

М.А. Поляничко¹ 

¹Санкт-Петербургский государственный университет путей сообщения Императора Александра I, Санкт-Петербург, 190031, Российская Федерация

*Адрес для переписки: polyanichko@pgups.ru

Информация о статье

Поступила в редакцию 05.11.2019

Принята к публикации 03.03.2020

Ссылка для цитирования: Поляничко М.А. Методика обнаружения аномального взаимодействия пользователей с информационными активами для выявления инсайдерской деятельности // Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6. № 1. С. 94–98. DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-94-98

Аннотация: Выявление инсайдеров и инсайдерской деятельности в организации – актуальное направление обеспечения информационной безопасности, так как высокий уровень развития программных и аппаратных средств защиты информации выводит на первый план злоумышленные действия легитимных пользователей. В данной статье рассматривается методика, позволяющая выявлять аномалии во взаимодействии работников организации с информационными активами, и оценивается ее применимость в условиях проведения работ по обнаружению злонамеренной деятельности инсайдеров.

Ключевые слова: инсайдер, аномальное взаимодействие, инсайдерские угрозы, косинусное сходство, статистическая мера IDF, информационная безопасность.

Введение

Любая современная организация представляет собой взаимосвязанное информационное пространство, обеспечивающее возможности доступа к информации и ее совместной обработке. В этих условиях многие из наиболее опасных потенциально возможных инцидентов информационной безопасности связаны с злоумышленными действиями легитимных пользователей – инсайдеров [1]. Выявление инсайдеров – направление, которое с каждым годом становится все более актуальным [12]. Совершенствование программных и аппаратных средств защиты информации, развитие криптографических алгоритмов, популяризация портативных устройств и облачных хранилищ выводят инсайдерские угрозы на первый план [3, 4]. Существуют различные способы выявления инсайдерских угроз [5]. Большинство из них базируется на анализе различных технических и инструментальных показателей, таких как сетевая активность, использование периферийных устройств, загруженность системы, интенсивность взаимодействия с информационными системами и т. п. Это связано с тем, что многие методы противодействия

инсайдерам развиваются под влиянием подходов, которые используются для обнаружения внешних угроз [6], в частности, для мониторинга сети и обнаружения вторжений. Современные системы обнаружения вторжений (IDS, от англ. Intrusion Detection System) внедряются для выявления атак в реальном времени, используют базу данных шаблонов (сигнатур) атак, методы машинного обучения, могут регистрировать множество данных, характеризующих взаимодействие работников с информационными активами организации, и хорошо зарекомендовали себя при решении задачи обнаружения внешних угроз [7, 8]. В статье предлагается рассмотреть возможность использования информации о взаимодействии работников с информационными активами для определения инсайдерских угроз и выявления инсайдеров.

Выявление аномалий при взаимодействии работников с информационными активами организации

Существуют различные подходы к анализу действий пользователей и выявлению отклонений от нормального поведения [6, 9, 10]. В данной работе

рассматривается методика, которая базируется на использовании двудольного графа [11, 12] для отражения взаимодействия субъектов (пользователей/работников организации) с объектами (информационными системами и активами) на основании данных сети, собираемых IDS [13]. Множество субъектов обозначим $S = \{s_1, s_2, \dots, s_n\}$, объекты определим множеством $O = \{o_1, o_2, \dots, o_n\}$, а набор пользователей, которые обращались к объектам o_i за какой-то определенный период времени, множеством S_{o_i} . Обозначением Gr_{o_i} определим полный граф S_{o_i} , где значением веса между парами вершин выступает величина сходства.

Двудольный граф, отражающий факт обращения субъектов к объектам, обозначим двоичной матрицей OS . При этом $OS(i, j) = 1$, если пользователь s_i осуществляет доступ к объекту o_i , и $OS(i, j) = 0$, если – нет. Для оценки связности субъектов с объектами предлагается использовать статистическую меру IDF (от англ., Inverse Document Frequency). Мера IDF – обратная частота документа, представляет собой инверсию частоты, с которой некоторое слово встречается в документах коллекции и обозначается формулой:

$$IDF(S_i) = \log \frac{|O|}{1 + E \cdot S_i}, \quad (1)$$

где $E = \{1, 1, \dots, 1\}$ – единичный вектор n -ой размерности; $|O|$ – мощность множества O ; S_i – столбец субъекта матрицы OS (вектор доступа).

Полученную после трансформации матрицу обозначим IDF_OS . Сходство между парами субъектов может быть получено на основе их векторов доступа. Для измерения схожести двух векторных объектов предлагается использовать косинусное сходство [14]:

$$\begin{aligned} Sim(s_i, s_j) &= \frac{IDF_{S_i} \times IDF_{S_j}}{\|IDF_{S_i}\| \times \|IDF_{S_j}\|} = \\ &= \frac{\sum_{k=1}^m IDF_{S_{i,k}} \times IDF_{S_{j,k}}}{\sqrt{\sum_{k=1}^m (IDF_{S_{i,k}})^2} \times \sqrt{\sum_{k=1}^m (IDF_{S_{j,k}})^2}} \end{aligned} \quad (2)$$

Если даны два вектора признаков: A и B , то косинусное сходство может быть представлено, используя скалярное произведение и норму. В случае информационного поиска косинусное сходство двух документов изменяется в диапазоне от 0 до 1, поскольку частота термина не может быть отрицательной. Угол между двумя векторами частоты термина не может быть больше, чем 90° . Одна из причин популярности косинусного сходства состоит в том, что оно эффективно в качестве оценочной меры, особенно для разреженных векторов, так как необходимо учитывать только ненулевые измерения [15].

В результате вычислений будет получена матрица сходства взаимодействия пользователей с

информационными активами (субъектов с объектами). Предполагается, что в случае, если один из пользователей является инсайдером, то его действия отразятся на матрице сходства. Вокруг каждого объекта образуется индивидуальная группа субъектов, которые с ним работают и к нему обращаются. Для вычисления сходства между группами пользователей необходимо вычислить среднее сходство между всеми парами пользователей (общее сходство пользователей):

$$Sim(Gr_{o_k}) = \frac{\forall s_i \neq s_j \in S_{o_k} \sum Sim(s_i, s_j)}{\frac{|S_{o_k}| \times (|S_{o_k}| - 1)}{2}}, \quad (3)$$

где $|S_{o_k}|$ – количество субъектов в группе пользователей.

Если $Sim(Gr_{o_k})$ имеет высокое значение, то это означает, что субъекты имеют сильное взаимодействие относительно объекта o_k . Для выявления аномальных действий субъекта необходимо исключить его из группы и посчитать среднее сходство для получившейся подгруппы:

$$Rate(s_j, o_i) = Sim(Gr_{o_{ij}}) - Sim(Gr_{o_i}), \quad (4)$$

где $Gr_{o_{ij}}$ – подгруппа субъектов без пользователя o_j .

Чем выше значение $Rate(s_j, o_i)$, тем вероятнее, что доступ субъекта s_j к объекту o_i является аномальным.

Предлагаемая методика выявления аномальных действий пользователей на основе анализа сетевых данных может быть представлена в виде последовательности шагов.

Шаг 1. Построение множества субъектов и объектов.

Шаг 2. Построение двудольного графа взаимодействия.

Шаг 3. Вычисление статистической меры IDF.

Шаг 4. Вычисление матрицы сходства действий пользователей.

Шаг 5. Вычисление общего сходства действий пользователя.

Шаг 6. Выявление аномальных действий.

Рассмотрим действие методики на абстрактном примере. Предположим, что в организации имеется шесть субъектов $S = \{s_1, s_2, s_3, s_4, s_5, s_6\}$ и семь информационных активов $O = \{o_1, o_2, o_3, o_4, o_5, o_6, o_7\}$. Тогда двудольный граф взаимодействий пользователей с информационными активами можно описать бинарной матрицей OS размерностью 6×7 [6]:

$$OS = \begin{Bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{Bmatrix}.$$

На следующем шаге необходимо вычислить статистическую меру инверсии частоты IDF:

$$IDF(S_1) = \log \frac{|O|}{1 + E \cdot S_1} = \log \frac{7}{1 + 4} \approx 0,15$$

.....

$$IDF(S_6) = \log \frac{|O|}{1 + E \cdot S_1} = \log \frac{7}{1 + 2} \approx 0,37$$

Полученные значения IDF необходимо подставить в матрицу инверсий частот IDF_OS по правилу $IDF_OS_{i,j} = \begin{cases} IDF(S_i), & \text{если } OS_{i,j} = 1 \\ 0, & \text{если } OS_{i,j} = 0 \end{cases}$:

$$IDF_OS = \begin{pmatrix} 0,15 & 0 & 0,15 & 0 & 0 & 0 \\ 0,15 & 0,15 & 0,15 & 0,15 & 0,15 & 0 \\ 0,15 & 0,15 & 0 & 0,15 & 0,15 & 0,37 \\ 0,15 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,37 \\ 0 & 0,15 & 0 & 0,15 & 0,15 & 0 \\ 0 & 0 & 0,15 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,15 & 0,15 & 0,15 & 0,15 & 0 \end{pmatrix}.$$

Далее вычисляется матрица сходства действий пользователей [14]:

$$\begin{aligned} Sim(s_1, s_2) &= \frac{IDF_{S_1} \cdot IDF_{S_2}}{\|IDF_{S_1}\| \times \|IDF_{S_2}\|} = \\ &= \frac{\sum_{k=1}^m IDF_{S_{1,k}} \times IDF_{S_{2,k}}}{\sqrt{\sum_{k=1}^m (IDF_{S_{1,k}})^2} \times \sqrt{\sum_{k=1}^m (IDF_{S_{2,k}})^2}} = \\ &= \frac{2 * (0,15)^2}{\sqrt{4 * (0,15)^2} \times \sqrt{4 * (0,15)^2}} = 0,5 \end{aligned}$$

.....

$$\begin{aligned} Sim(s_1, s_6) &= \frac{IDF_{S_1} \cdot IDF_{S_6}}{\|IDF_{S_1}\| \times \|IDF_{S_6}\|} = \\ &= \frac{\sum_{k=1}^m IDF_{S_{1,k}} \times IDF_{S_{6,k}}}{\sqrt{\sum_{k=1}^m (IDF_{S_{1,k}})^2} \times \sqrt{\sum_{k=1}^m (IDF_{S_{6,k}})^2}} = \\ &= \frac{2 * 0,15 * 0,37}{\sqrt{4 * (0,15)^2} \times \sqrt{2 * (0,37)^2}} = 0,71 \end{aligned}$$

.....

$$\begin{aligned} im(s_5, s_6) &= \frac{IDF_{S_5} \cdot IDF_{S_6}}{\|IDF_{S_5}\| \times \|IDF_{S_6}\|} = \\ &= \frac{\sum_{k=1}^m IDF_{S_{5,k}} \times IDF_{S_{6,k}}}{\sqrt{\sum_{k=1}^m (IDF_{S_{5,k}})^2} \times \sqrt{\sum_{k=1}^m (IDF_{S_{6,k}})^2}} = \\ &= \frac{0,15 * 0,37}{\sqrt{4 * (0,15)^2} \times \sqrt{2 * (0,37)^2}} = 0,58, \end{aligned}$$

$$Sim(IDF_{OS}) = \begin{pmatrix} 1 & & & & \\ 0,50 & 1 & & & \\ 0,50 & 1 & 1 & & \\ 0,50 & 1 & 1 & 1 & \\ 0,71 & 0,58 & 0,58 & 0,58 & 1 \end{pmatrix}.$$

Вычисляется общее сходство действий пользователя:

$$\begin{aligned} Sim(s_1, s_2, s_4, s_5, s_6) &= \frac{\forall s_i \neq s_j \in S_{O_k} \forall s_j \sum Sim(s_i, s_j)}{\frac{|S_{O_k}| \times (|S_{O_k}| - 1)}{2}} = \\ &= 6,95/10 = 0,69, \end{aligned}$$

$$Sim(s_2, s_4, s_5, s_6) = 4,74/6 = 0,79,$$

$$Sim(s_1, s_4, s_5, s_6) = 4,37/6 = 0,73,$$

$$Sim(s_1, s_2, s_5, s_6) = 5,37/6 = 0,89,$$

$$Sim(s_1, s_2, s_4, s_6) = 5,37/6 = 0,89,$$

$$Sim(s_1, s_2, s_4, s_5) = 6,95/6 = 1,16.$$

Выявляются аномальные действия по отношению к объекту o_3 :

$$\begin{aligned} Rate(s_1, o_3) &= Sim(Gr_{o_{ij}}) - Sim(Gr_{o_i}) = \\ &= 0,79 - 0,69 = 0,10, \end{aligned}$$

$$Rate(s_2, o_3) = 0,73 - 0,69 = 0,04,$$

$$Rate(s_4, o_3) = 0,89 - 0,69 = 0,20,$$

$$Rate(s_5, o_3) = 0,89 - 0,69 = 0,20,$$

$$Rate(s_6, o_3) = 1,16 - 0,69 = 0,47.$$

По результатам моделирования выявлено, что s_6, o_3 является аномальным, так как имеет самое большое отклонение от нормального поведения. Аномальное поведение может быть вызвано множеством факторов, в том числе и инсайдерской деятельностью [16]. При этом надо отметить, что в качестве меры сходства действий пользователя также рассматривалось евклидово расстояние. Но его применение оказалось менее эффективным, так как евклидово расстояние более чувствительно к порядку следования значений в векторе и дает более низкие оценки сходства, например, сходства $d(s_1, s_2) = 0,25$.

Заключение

Таким образом, можно сделать вывод, что приведенная методика позволяет определить, что взаимодействие пользователя с каким-то информационным активом организации носит аномальный характер. Данные могут быть переданы администратору информационной безопасности для дальнейшего анализа.

Тем не менее, этот подход не позволяет достоверно определить, является ли данная активность инсайдерской деятельностью, так как такой анализ не учитывает контекст взаимодействия и причину его возникновения. Например, возможно, что подобное взаимодействие происходит в рамках выполнения поручения руководства, которое необходимо оперативно выполнить: например, deadline. Применение данной методики целесообразно в совокупности с анализом других показателей, позволяющих определить наличие у работника склонности к инсайдерской деятельности, например, с использованием метода оценивания актуальности инсайдерских угроз на основе нечеткого анализа иерархий [17].

Список используемых источников

1. Insider Threat Report: Out of sight should never be out of mind // Verizon Threat Research Advisory Center. URL: <https://enterprise.verizon.com/resources/reports/verizon-threat-research-advisory-center> (дата обращения: 12.01.2020)
2. Информационная безопасность на практике // Код Безопасности. URL: <https://www.securitycode.ru/documents/analytics/informatsionnaya-bezopasnost-na-praktike> (дата обращения: 12.08.2019)
3. Insider Threat Report: 2018 – CA Technologies // CA Technologies. URL: <https://www.ca.com/content/dam/ca/us/files/ebook/insider-threat-report.pdf> (дата обращения: 18.07.2018)
4. Буйневич М.В., Васильева И.Н., Воробьев Т.М., Гниденко И.Г., Егорова И.В., Еникеева Л.А. и др. Защита информации в компьютерных системах. СПб.: Изд-во Санкт-Петербургский государственный экономический университет, 2017. 163 с.
5. Homoliak I., Toffalini F., Guarnizo J., Elovici Y., Ochoa M. Insight into Insiders and IT: A Survey of Insider Threat Taxonomies, Analysis, Modeling, and Countermeasures // ACM Computing Surveys. 2019. Vol. 52. Iss. 2. DOI:10.1145/3303771
6. Chen Y., Steve Nyemba, Zhang W., Malin B. Specializing network analysis to detect anomalous insider actions // Security Informatics. 2012. Vol. 1. Iss. 5. DOI:10.1186/2190-8532-1-5
7. Kumar S. Classification and detection of computer intrusions. PhD Thesis. West Lafayette: Purdue University Publ., 1995.
8. Zeadally S., Yu B., Jeong D.H., Liang L. Detecting Insider Threats Solutions and Trends // Information Security Journal: A Global Perspective. 2012. Vol. 4. Iss. 21. PP. 183–192. DOI:10.1080/19393555.2011.654318
9. Eberle W., Holder L. Insider Threat Detection Using Graph-Based Approaches // Proceedings of Conference for Homeland Security. Cybersecurity Applications & Technology (CATCH' 09). 2009. PP. 237–241. DOI:10.1109/CATCH.2009.7
10. Красов А.В., Петров Р.Б., Сахаров Д.В., Сторожук Н.Л., Ушаков И.А. Масштабируемое Honeypot-решение для обеспечения безопасности в корпоративных сетях // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 3. С. 86–97. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-3-86-97
11. Chen Y., Malin B. Detection of anomalous insiders in collaborative environments via relational analysis of access logs // Proceedings of the 11th ACM Conference on Data and Application Security and Privacy (CODASPY'11, San Antonio, USA, February 2011). New York: Association for Computing Machinery Publ., 2011. PP. 63–74. DOI:10.1145/1943513.1943524
12. Белов В.В., Воробьев Е.М., Шаталов В.Е. Теория графов. М.: Высшая школа, 1976. С. 392.
13. Емеличев В.А., Мельников О.И., Сарванов В.И., Тышкевич Р.И. Лекции по теории графов. М.: Наука, 1990. 384 с.
14. Sarwar B., Karypis G., Konstan J., Riedl J. Item-based collaborative filtering recommendation algorithms // Proceedings of the 10th International Conference on World Wide Web (WWW' 2001, Hong Kong, Chinese, April 2001). New York: ACM Publ., 2001. PP. 285–295. DOI:10.1145/371920.372071
15. Daniel J., James H.M. Speech and Language Processing. An Introduction to Natural Language Processing, Computational Linguistics, and Speech Recognition. Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall, 2008. 1024 p.
16. Поляничко М.А. Формирование понятийного аппарата в области противодействия инсайдерской деятельности // Современная наука: Актуальные проблемы теории и практики. Серия: Естественные и технические науки. 2019. № 6-2. С. 94–97.
17. Поляничко М.А., Королев А.И. Подход к выявлению инсайдерских угроз в организации // Естественные и технические науки. 2018. №9(123). 2018. С. 152–154.
18. Поляничко М.А., Пуланова К.В. Оценивание актуальности инсайдерских угроз на основе нечеткого метода анализа иерархий // Вестник Воронежского института МВД России. 2019. № 3. С. 88–98.

* * *

Methodology for Detecting Anomalous Interaction of Users with Information Assets to Identify Insider Activity

M. Polyanichko¹ 

¹Emperor Alexander Ist. Petersburg State Transport University,
St. Petersburg, 190031, Russian Federation

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-94-98

Received 5th November 2019

Accepted 3rd March 2020

For citation: Polyanichko M. Methodology for Detecting Anomalous Interaction of Users with Information Assets to Identify Insider Activity. *Proc. of Telecom. Universities*. 2020;6(1):94–98. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-94-98

Abstract: The article describes us that the identification of insiders and insider activities in the organization is an actual direction of ensuring information security, since the high level of software development and hardware information protection brings the malicious actions of legitimate users to the fore. This article discusses the methodology which allows to identify anomalies in the organization's employees interaction with information assets and its applicability is assessed in the context of work to detect malicious activities of insiders.

Keywords: insider, anomaly detection, insider threats, cosine similarity, IDF statistical measure, intrusion detection system.

References

1. Verizon Threat Research Advisory Center. *Insider Threat Report: Out of sight should never be out of mind*. Available from: <https://enterprise.verizon.com/resources/reports/verizon-threat-research-advisory-center> [Accessed 12th January 2020]
2. Security code. *Information Security in Practice*. (in Russ) Available from: <https://www.securitycode.ru/documents/analytics/informatsionnaya-bezopasnost-na-praktike> [Accessed 12th August 2019]
3. Insider Threat Report: 2018 – CA Technologies // CA Technologies URL: <https://www.ca.com/content/dam/ca/us/files/ebook/insider-threat-report.pdf> (дата обращения: 18.07.2018).
4. Buynevich M.V., Vasilyeva I.N., Vorobev T.M., Gnidenko I.G., Egorova I.V., Enikeeva L.A. et al. *Information Security in Computer Systems*. St. Petersburg: Saint Petersburg State University of Economics Publ.; 2017. 163 p. (in Russ.)
5. Homoliak I., Toffalini F., Guarnizo J., Elovici Y., Ochoa M. Insight into Insiders and IT: A Survey of Insider Threat Taxonomies, Analysis, Modeling, and Countermeasures. *ACM Computing Surveys*. 2019;52(2). DOI:10.1145/3303771
6. Chen Y., Steve Nyemba, Zhang W., Malin B. Specializing network analysis to detect anomalous insider actions. *Security Informatics*. 2012;1(5). DOI:10.1186/2190-8532-1-5
7. Kumar S. *Classification and detection of computer intrusions*. PhD Thesis. West Lafayette, IN: Purdue University; 1995.
8. Zeadally S., Yu B., Jeong D.H., Liang L. Detecting Insider Threats Solutions and Trends. *Information Security Journal: A Global Perspective*. 2012;4(21):183–192. DOI:10.1080/19393555.2011.654318
9. Eberle W., Holder L. Insider Threat Detection Using Graph-Based Approaches. *Proceedings of Conference for Homeland Security. Cybersecurity Applications & Technology (CATCH' 09)*. 2009. p.237–241. DOI:10.1109/CATCH.2009.7
10. Krasov A., Petriv R., Sakharov D., Storozhuk N., Ushakov I. Scalable Honeypot Solution for Corporate Networks Security Provision. *Proc. of Telecom. Universities*. 2019;5(3):86–97. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-3-86-97
11. Chen Y, Malin B: Detection of anomalous insiders in collaborative environments via relational analysis of access logs. *Proceedings of the 1th ACM Conference on Data and Application Security and Privacy, CODASPY'11, February 2011, San Antonio, USA*. New York: Association for Computing Machinery Publ.; 2011. p.63–74. DOI:10.1145/1943513.1943524
12. Belov V.V., Vorobev E.M., Shatalov V.E. *Graph Theory*. Moscow: Vysshaya shkola Publ.; 1976. P. 392. (in Russ)
13. Emelichev V.A., Melnikov O.I., Sarvanov V.I., Tyshkevich R.I. *Lectures on Graph Theory*. Moscow: Nauka Publ.; 1990. 384 p. (in Russ)
14. Sarwar B., Karypis G., Konstan J., Riedl J. Item-based collaborative filtering recommendation algorithms. *Proceedings of the 10th International Conference on World Wide Web, WWW' 2001, April 2001, Hong Kong, Chinese*. New York: ACM Publ.; 2001. p.285–295. DOI:10.1145/371920.372071
15. Daniel J., James H.M. *Speech and Language Processing. An Introduction to Natural Language Processing, Computational Linguistics, and Speech Recognition*. Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall; 2008. 1024 p.
16. Polyanichko M.A. Formation of definition complex for insider counteraction scope. *Modern Science: actual problems of theory and practice. Series of Natural and Technical Sciences*. 2019;6-2:94–97. (in Russ)
17. Polyanichko M.A., Korolev A.I. Organization Insider Identification Approach. *Natural and technical sciences*. 2018;9(123): 152–154. (in Russ)
18. Polyanichko M.A., Punanova K.V. Insider Threats Evaluation Based on the Fuzzy Analytic Hierarchy Process. *The bulletin of Voronezh Institute of the Ministry of Internal Affairs of Russia*. 2019;3:88–98 (in Russ)

Сведения об авторах:

ПОЛЯНИЧКО
Марк Александрович

кандидат технических наук, доцент кафедры «Информатика и информационная безопасность» Санкт-Петербургского государственного университета путей сообщения Императора Александра I, polyanichko@pgups.ru
 <https://orcid.org/0000-0002-8817-7921>

ТРУДЫ МОЛОДЫХ УЧЕНЫХ

*Основой всей научной работы служит убеждение,
что мир представляет собой упорядоченную
и познаваемую сущность...*

Альберт Эйнштейн

05.11.07

05.11.18

05.12.04

05.12.07

05.12.13

05.12.14

05.13.01

05.13.18

05.13.19

Моделирование полезной пропускной способности сети БПЛА при мультипоточковой передаче

И.А. Кайсина¹ 

¹Ижевский государственный технический университет имени М.Т. Калашникова

Ижевск, 426069, Российская Федерация

*Адрес для переписки: irinakaysina25@gmail.com

Информация о статье

Поступила в редакцию 26.02.2020

Принята к публикации 15.03.2020

Ссылка для цитирования: Кайсина И.А. Моделирование полезной пропускной способности сети БПЛА при мультипоточковой передаче // Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6. № 1. С. 100–108. DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-100-108

Аннотация: В статье рассматривается процесс мультипоточковой передачи данных от нескольких беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) к наземной станции. Описана математическая модель процесса передачи данных на уровне приложений модели OSI (от летающих узлов к наземной станции). Характер трафика потоковых данных представлен пакетным процессом Пуассона – Парето. Приведены результаты имитационного моделирования процесса передачи потокового видео с нескольких узлов-источников БПЛА в сетевом симуляторе NS-3. Описана система для проведения эмуляции процесса мультипоточковой передачи данных от БПЛА к наземной станции. По результатам исследований определено, что увеличение числа-узлов источников БПЛА повышает требования к полезной пропускной способности.

Ключевые слова: мультипоточковая передача данных, БПЛА, моделирование, NS-3, пакетный процесс Пуассона – Парето, полезная пропускная способность, эмуляция.

1. Введение

Беспилотные летательные аппараты (БПЛА) находят все более широкое распространение в повседневной жизни и используются при решении различных задач: мониторинга, обеспечения безопасности, аэрофотосъемки и др. В перечисленных задачах в качестве данных может рассматриваться видеопоток, который передается от узла-источника (БПЛА) к узлу-получателю (наземной станции) с использованием стандартов беспроводной связи. При выполнении миссий в местностях со сложным рельефом (когда отсутствует возможность прямой связи между двумя узлами) становится необходимо введение узла-ретранслятора, который бы смог перенаправлять данные от узла-источника к узлу-получателю. При увеличении количества БПЛА становится целесообразно говорить о рое БПЛА, который может быть реализован как самоорганизующаяся сеть БПЛА (*от англ.*, Flying Ad Hoc Net-work) [1–3]. Самоорганизующиеся сети БПЛА пока не нашли широкого практического применения, но вопрос о ретрансляции данных и использовании роевых технологий является актуальным в последние несколько лет. Рой БПЛА может использоваться при решении

задач в режимах чрезвычайных ситуаций, где основными критериями становятся быстрая и качественная передача данных. Также актуальными являются задачи мониторинга обширных наземных территорий, когда запуск одного БПЛА становится экономически затратным. Рой БПЛА может состоять из нескольких узлов-источников или/и нескольких узлов-ретрансляторов. Перспективными сценариями для изучения можно считать: рой узлов-источников – узел-получатель; рой узлов-источников – узел-ретранслятор – узел-получатель; рой узлов-источников – рой узлов-ретрансляторов – узел-получатель.

Сеть с несколькими узлами-источниками в виде БПЛА ставит новые задачи, связанные с: перегрузкой узлов, приоритизацией трафика [4] и выбора наилучшего маршрута.

В статье описана модель для сценария: рой узлов-источников – узел-получатель. Данный сценарий является самым простым из вышеперечисленных, однако изучение влияния мультипоточкового трафика данных на требования к метрикам качества обслуживания (QoS *от англ.*, Quality of Service) следует начать с этого случая. В работе

исследовано влияние мультипоточковой передачи данных на полезную пропускную способность (*от англ.*, Goodput), которая на уровне приложений отображает количество битов полезной информации, доставленных через сеть за единицу времени [5]. Выбор полезной пропускной способности в качестве параметра оценки связан с тем, что увеличение данной характеристики может вызвать влияние на метрики QoS в виду переполнения буфера на узле-получателе. В работе представлена математическая модель процесса передачи данных на уровне приложений модели OSI от нескольких узлов-источников БПЛА к узлу-получателю (наземной станции). Для описания характера видеотрафика с нескольких узлов-источников был выбран пакетный процесс Пуассона – Парето, в котором частота событий по распределению Пуассона соответствует потокам данных, а продолжительность потока определяется в соответствии с распределением Парето [6, 7]. Оценка влияния мультипоточковой передачи данных на полезную пропускную способность проводилась посредством имитационного моделирования в NS-3. Был написан программный код, в котором была реализована математическая модель процесса передачи данных на уровне OSI, а также использовались готовые модули для пакетного процесса Пуассона – Парето. В программном коде был заложен сценарий для передачи данных с нескольких узлов-источников БПЛА к узлу-получателю. Имитационное моделирование позволило определить влияние количества узлов-источников на полезную пропускную способность. Для разработки новых алгоритмов и методов для работы с буфером на узле-получателе предложена эмуляция.

2. Математическая модель процесса передачи данных на уровне приложений модели OSI от одного источника

Для описания процесса передачи данных с борта БПЛА к наземной станции используются свойства стохастических процессов [8, 9]. При передаче данных от БПЛА к наземной станции возникает случайный процесс, который характеризуется случайным событием – потеря данных при передаче. Вероятность возникновения потерь данных является случайной величиной, которая может изменять свое состояние в дискретные моменты времени. Тогда процесс передачи данных от БПЛА может быть описан как динамическая система. Основной задачей становится определение закономерностей перехода данных из одного состояния в другое, для чего необходимо описать математическую модель процесса передачи данных. Был выбран метод, основанный на использовании уравнений переменных состояния [10–12].

Рассматривается модель, которая состоит из двух узлов: узел-источник – БПЛА, передающий

поточковые данные на наземную станцию и узел-получатель – наземная станция, принимающая поточковые данные от БПЛА. При передаче данных от БПЛА к наземной станции все данные прикладного уровня модели OSI делятся на блоки, которые состоят из X фрагментов данных (рисунок 1). Фрагменты данных представляют из себя часть передаваемых данных одинакового размера на уровне приложений. В рамках статьи не оговаривается содержимое каждого фрагмента данных. Каждый фрагмент данных принимается за элементарную единицу данных, которая передается отдельным сегментом транспортного уровня модели OSI.

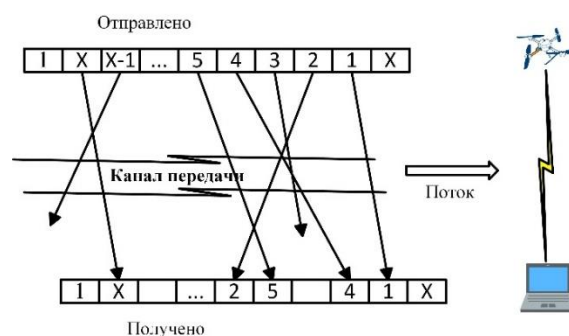


Рис. 1. Процесс передачи блоков данных

Fig. 1. The Process of Transferring Data Blocks

Каждый переданный блок данных может быть представлен в виде вектора данных $\vec{X}(g)$, который в общем случае имеет несколько разрешенных комбинаций. Узел-получатель оценивает поток данных. Идеальным считается случай, когда все фрагменты в блоке распознаются правильно. Оценка вектора $\vec{X}(g)$ реализуется на интервале времени t_k между моментами k (период одного блока), которые вычисляются как $t_k = \frac{x}{v}$, где v – это скорость передачи фрагментов данных (количество передаваемых фрагментов в секунду); k – порядковый номер блока; X – количество фрагментов данных в блоке.

Процесс потери фрагментов данных в дискретном канале прикладного уровня модели OSI можно описать с помощью вектора ошибок $\vec{W}(g)$, который после суммирования с $\vec{X}(g)$ по модулю 2 дает вектор оценки $\vec{Z}(g)$ (рисунок 2). Поскольку фрагмент данных в модели представляется, как двоичный элемент, выдвигается положение, что формат вектора, имеющего поток данных, представлен в виде $\vec{X}(g) = \{x_1, x_2, \dots, x_n\} = \{1, 1, \dots, 1\}$ и не меняется в течение времени передачи поточковых данных, т. е. не зависит от порядкового номера блока k . Элементы «1» в позиции вектора данных обозначают наличие фрагмента у узла-источника (содержимое не имеет значения) и этот вектор имеет только одну разрешенную комбинацию.

Потери данных в дискретном канале обнаруживаются как преобразование $\vec{X}(g)$ и $\vec{W}(g)$. Следова-

тельно, вектор оценки в качестве примера может быть представлен как:

$$\vec{Z}(g) = \{1, 1, \dots, 1\} \oplus \{1, 0, \dots, 1\},$$

где 2-ой блок был потерян. Следовательно, канал передачи данных с узлом-источником и узлом-получателем может быть описан на основе подхода переменных состояний, который рассмотрен в [9–11] в рамках теории оценки и управления, а именно:

$$\vec{X}_{k+1}(g) = A(k+1, k)\vec{X}_k(g), \quad (1)$$

$$\vec{Z}_{k+1}(g) = \vec{X}_{k+1}(g) \oplus B(k+1, k)\vec{W}_k(g), \quad (2)$$

где $A(k+1, k)$ – переходная матрица вектора данных; $B(k+1, k)$ – переходная матрица потерь данных; $\oplus$ – групповая операция сложения по модулю 2; $k = 0, 1, \dots$ – порядковый номер вектора оценки.

Достоинством этого метода является возможность создания рекуррентных алгоритмов оценки, используемых в имитационном моделировании.

Уравнение (1) описывает поток данных от узла-источника, а уравнение (2) описывает канал прикладного уровня модели OSI с учетом потерь фрагментов данных. На рисунке 3 показана структура модели источника и канала передаваемых данных на прикладном уровне модели OSI.

Для модели определены следующие условия:

- 1) размерность всех векторов X ;
- 2) начальные условия ($k = 0$): $\vec{X}_0(g), \vec{W}_0(g)$.

Например, в рассматриваемом случае согласно (1) модель источника данных выглядит следующим образом:

$$\vec{X}_{k+1}(g) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Модель позволяет в динамике описывать процесс передачи и разрабатывать имитационные модели для компьютерного моделирования [13].

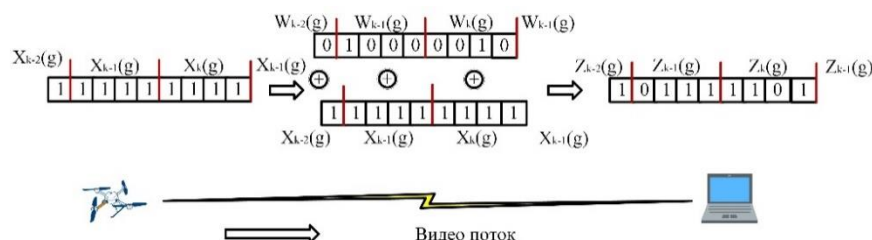


Рис. 2. Воздействие ошибок на передачу блоков данных

Fig. 2. The Effect of Errors on the Transmission of Data Blocks

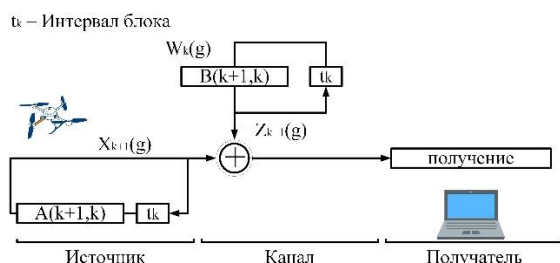


Рис. 3. Модель источника и канала для выполнения имитационного моделирования

Fig. 3. Source and Channel Model for Simulation

3. Математическая модель процесса передачи данных на уровне приложений модели OSI от нескольких источников

Рассмотрим модель передачи данных от нескольких узлов-источников к узлу-получателю. Характер фрагментов данных от узлов-источников к узлу-получателю учитывается в векторе потерь данных. В соответствии с (1, 2) процесс передачи данных от нескольких узлов-источников к узлу-получателю может быть описан с помощью системы уравнений следующим образом:

$$\begin{cases} \vec{X}_{k+1}^1(g) = A^1(k+1, k)\vec{X}_k^1(g) \\ \vec{X}_{k+1}^2(g) = A^2(k+1, k)\vec{X}_k^2(g), \\ \vec{X}_{k+1}^n(g) = A^n(k+1, k)\vec{X}_k^n(g) \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} \vec{Z}_{k+1}^1(g) = \vec{X}_{k+1}^1(g) \oplus B^1(k+1, k)\vec{W}_k^1(g) \\ \vec{Z}_{k+1}^2(g) = \vec{X}_{k+1}^2(g) \oplus B^2(k+1, k)\vec{W}_k^2(g). \\ \vec{Z}_{k+1}^n(g) = \vec{X}_{k+1}^n(g) \oplus B^n(k+1, k)\vec{W}_k^n(g) \end{cases} \quad (5)$$

Система уравнений (4) описывает передачу потоковых данных от узлов-источников, система уравнений (5) описывает канал от узлов-источников до узла-получателя. Следует учитывать, что при передаче потоковых видео данных от узла-источника к узлу-получателю необходимо задавать номера портов и IP-адреса. Другими словами, необходимо реализовывать работу с сокетами, которых будет несколько на узле-получателе. Блок-схема на рисунке 4 иллюстрирует модель передачи потоковых данных от нескольких узлов-источников к узлу-получателю. Представленная модель процесса передачи данных на уровне приложений модели OSI может найти применение в имитационном моделировании для описания процессов передачи данных по беспроводным каналам связи с ошибками, например, от БПЛА к наземной станции.

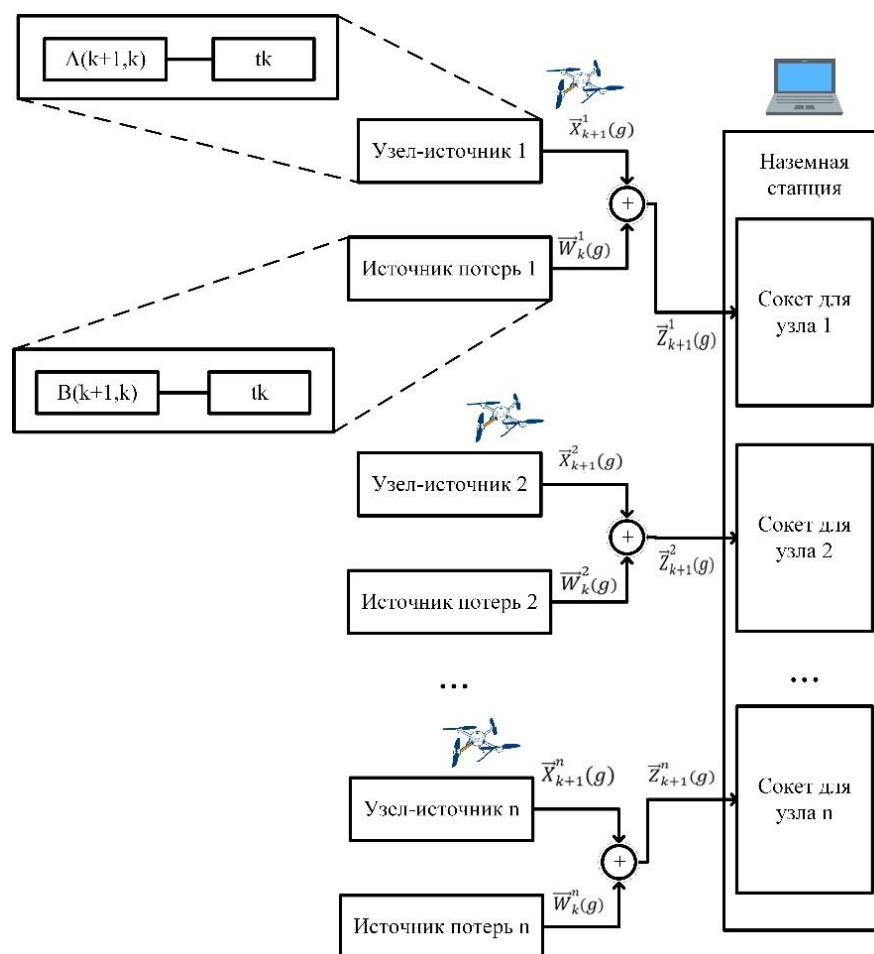


Рис. 4. Блок-схема модели процесса передачи данных от нескольких узлов-источников к узлу-получателю

Fig. 4. Block Diagram of the Model of the Process of Data Transfer from Several Source-Nodes to the Destination-Node

4. Модель пакетного процесса

Пуассона – Парето для представления характера видео трафика

Рассматривается передача видео в режиме реального времени. Для моделирования процесса передачи видеоданных с бортов нескольких БПЛА к наземной станции может использоваться пакетный процесс Пуассона – Парето (PPBP, от англ., Poisson Pareto Burst Process), также известный как M/Pareto [14] или M/G/∞ [15]. Процесс может описывать генерацию интернет трафика случайной группы людей или одного пользователя из бесконечно большой группы и является наиболее реалистичной моделью для описания пакетных систем [16]. Пакетный процесс Пуассона – Парето базируется на двух процессах: Пуассона и Парето. В соответствии с процессом Пуассона в моменты времени один из большого числа пользователей начинает передачу данных. Количество потоков данных соответствует частоте событий по распределению Пуассона во временном интервале. В [6] предполагается, что каждый файл может быть передан в течение одного «всплеска», продолжительность этого «всплеска» определяется через распределение Парето.

Следуя [6] через Z^+ , обозначим множество неотрицательных целых чисел, а через R^+ – неотрица-

тельные действительные числа. Рассматривается непрерывный временной процесс $\{B_t: B_t \in Z^+, t \geq 0\}$, который представляет количество активных «всплесков», влияющих на поток трафика данных в момент времени t . В работе [6] определены временные интервалы получения «всплесков» $\{\alpha_i: \alpha_i \in R, i = 0, 1, 2, \dots\}$ и временные интервалы отправления «всплесков» данных $\{\omega_i: \omega_i \in R, i = 0, 1, 2, \dots\}$. Значение B_t увеличивается на единицу в момент времени $t = \alpha_i$ и уменьшается на единицу в момент времени $t = \omega_i$. Определено, что $\omega_i = \alpha_i + d_i$, где d_i ($d_i \in R^+$) – длительность i -го «всплеска». Значение B_t определяется как:

$$B_t = \sum_{i=0}^{\infty} 1_{t \in [\alpha_i, \omega_i]}. \quad (6)$$

Случайная величина d – продолжительность единичного всплеска, функция распределения которой имеет вид:

$$Pr\{d > x\} = \begin{cases} \left(\frac{x}{\delta}\right)^{-\gamma}, & x \geq \delta, \\ 1, & x < \delta \end{cases} \quad (7)$$

где γ – форма распределения Парето; δ – масштаб распределения Парето; x – случайная величина. При $\delta > 0$ и $1 < \gamma < 2$ математическое ожидание E [6]:

$$E(d) = \frac{\delta\gamma}{(\gamma - 1)}. \quad (8)$$

Значение γ связано с параметром Херста H , определенного в [17] следующим образом:

$$H = \frac{3 - \gamma}{2}. \quad (9)$$

Учитывая, что $1 < \gamma < 2$, параметр Херста H принимает значения от 0,5 до 1.

5. Имитационное моделирование процесса передачи потоковых видеоданных с нескольких узлов-источников в сетевом симуляторе NS-3

Для исследования влияния мультиточечной передачи данных от нескольких узлов-источников было проведено имитационное моделирование в сетевом симуляторе NS-3. Был выбран сценарий, который соответствует текущим запросам производственного сектора – обеспечение мониторинга большой наземной территории (завода / ангара). Для проведения мониторинга предложено использование нескольких узлов-источников в виде БПЛА. Данные от узлов-источников концентрируются на узле-шлюзе и передаются к узлу-получателю (рисунок 5). Для проведения моделирования была предложена математическая модель, описывающая процесс передачи от нескольких узлов-источников данных на уровне приложений модели OSI. Для моделирования видеотрафика данных использовался пакетный процесс Пуассона – Парето, который ранее был реализован в среде NS-3 и подробно описан в работе [18].

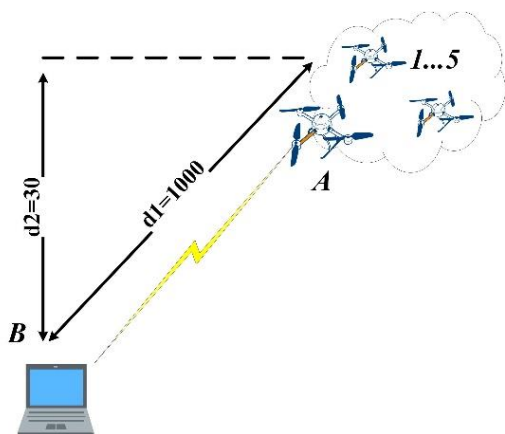


Рис. 5. Сценарий для проведения имитационного моделирования в среде NS-3

Fig. 5. The Scenario for Simulation in the NS-3

При проведении имитационного моделирования, в соответствии с ранее реализованной моделью пакетного процесса Пуассона – Парето, варьировались следующие параметры: число узлов-источников λ , параметр Херста H , продолжительность «всплеска» T_{on} (с). Были заданы ограничения для каждого из вышеперечисленных параметров, так: параметр Херста принимал значения от 0,6 до

0,9; продолжительность «всплеска» была задана от 0,1 до 0,5 с, согласно [18]. Также такая малая продолжительность «всплеска» данных на каждом узле-источнике была обусловлена особенностями выбранного сценария. «Всплески» при передаче видеоданных связаны с резкой сменой кадра, что вызывает большее число отправленных пакетов.

При выполнении задач мониторинга определенной наземной территории «всплеск» может быть вызван попаданием постороннего объекта в поле зрения БПЛА, и он имеет непродолжительный характер. Общее время передачи потоковых видеоданных с нескольких БПЛА к наземной станции равнялось 5 мин. Некоторые из остальных заданных значений параметров моделирования представлены в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Выбранные параметры для имитационного моделирования

TABLE 1. Selected Parameters for Simulation

Наименование параметров	Значения
Мощность передатчика, дБ	25
Ширина полосы частот канала, МГц	40
Несущая частота, Гц	5180
Модель распространения сигнала	FriisPropagationLoss Model
Модуляция	OfdmRate6Mbps
Тип соединения	AdhocWifiMac
Размер пакета, байт	1370
Общее время симуляции, с	3600
Протокол транспортного уровня	UDP

6. Анализ результатов моделирования

Понятие полезной пропускной способности на уровне приложений используется в компьютерных сетях и отображает количество битов полезной информации, доставленных через сеть за единицу времени. Выбор этого параметра был случаен и обусловлен использованием математической модели на уровне приложений. Полезная пропускная способность вычислялась по формуле:

$$Goodput = \frac{buf * 1370 * 8}{time}, \quad (10)$$

где buf – число пакетов в буфере на узле-получателе в момент окончания симуляции; 1370 – размер пакета; 8 – число бит в байте; $time$ – время работы приложения, передающего видеоданные.

Были построены зависимости влияния числа узлов-источников на полезную пропускную способность при различных значениях параметра Херста H и различной продолжительности «всплесков». На рисунке 6 представлена зависимость полезной пропускной способности от числа узлов-источников при различных значениях параметра Херста, причем продолжительность «всплеска» была равна 0,1 с.

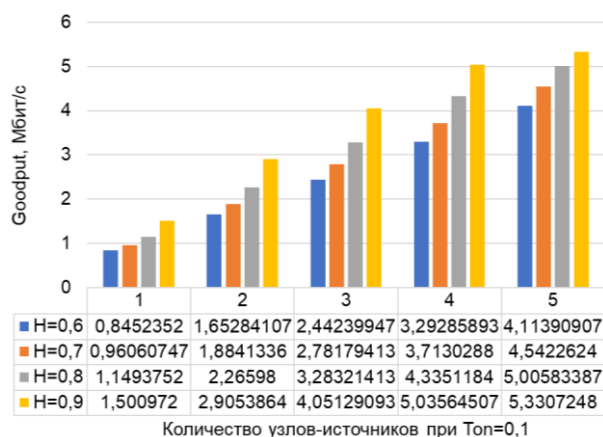


Рис. 6. Зависимость полезной пропускной способности от числа узлов-источников при разных значениях параметра Херста H , продолжительность «всплеска» 0,1 с

Fig. 6. Dependence of the Goodput on the Number of Source-Nodes for Different Values of the Hurst Parameter H , the Duration of the Burst of 0,1 s

Увеличение числа узлов-источников и величины параметра Херста H повышают требования к полезной пропускной способности (см. рисунок 6). Также была построена зависимость полезной пропускной способности от продолжительностей «всплесков» для разного числа узлов-источников (от 1 до 4) при $H = 0,6$ (рисунок 7).

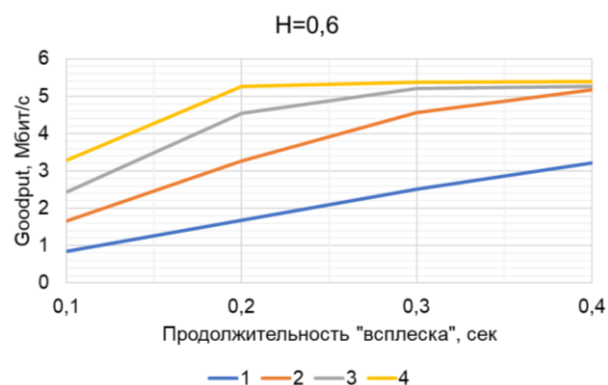


Рис. 7. Зависимости полезной пропускной способности от продолжительностей «всплесков» для разного числа узлов-источников при $H = 0,6$

Fig. 7. Dependencies of the Goodput on the Durations of Bursts for a Different Number of Source-Nodes at $H = 0,6$

Увеличение числа узлов-источников и продолжительности «всплеска» повышает требования к полезной пропускной способности (см. рисунок 7). Это является логичным, так как продолжительный «всплеск» генерирует большее число пакетов и поэтому требует большей полезной пропускной способности.

По результатам проведенного моделирования можно сделать общий вывод, что увеличение числа узлов-источников повышает требования к полезной пропускной способности. Следовательно, будут повышаться требования и к пропускной способности. Ввиду этого, на узле-получателе при мультипоточковой передаче может наблюдаться перегрузка буфера, что будет вызывать потери пакетов, за-

держку и уменьшение коэффициента доставки пакетов.

7. Модель для проведения эмуляции мультипоточковой передачи данных

По результатам проведенного моделирования был сделан вывод, что сеть БПЛА с несколькими узлами-источниками требует разработки новых алгоритмов и методов работы с буфером для улучшения параметров качества обслуживания. В качестве среды разработки и проверки работоспособности новых алгоритмов и методов предложена эмуляция процесса передачи данных между узлами. Применение эмуляции является альтернативным способом организации экспериментов.

Так, для исследования мультипоточковой передачи данных от нескольких БПЛА необходимо использовать множество узлов-источников (БПЛА), а также получать разрешение на проведение эксперимента с ними, что требует значительных временных и материальных затрат. Проведение эмуляции позволяет избежать закупки оборудования и сократить временные затраты. Вместе с этим, работы проходят на виртуальных машинах, которые являются «цифровыми двойниками» микрокомпьютеров Raspberry Pi. Каналы связи между узлами созданы через среду NS-3. Общая модель для проведения эмуляции представлена на рисунке 8.

Если рассматривать архитектуру эмуляции сверху-вниз, сначала идет работа с гостевыми машинами с установленными ОС Ubuntu Mate 16.04 в Virtual Box 5.2. Данная ОС была выбрана исходя из того, что она может использоваться на микрокомпьютерах Raspberry Pi, которые являются частью малых БПЛА. На гостевых машинах можно запустить передачу потоковых видеоданных через приложение VLC (для каждого потока необходимо прописать IP-адрес и номер порта, т. е реализовать работу с сокетом). Каждая машина имеет собственный сетевой стек и связана с сетевыми устройствами. Сетевые устройства подключены к мостам Linux, которые образуют программное соединение с операционной системой основной машины. К каждому из этих мостов также подключен TAP-интерфейс. TAP-интерфейсы доставляют пакеты, переданные приложениями на гостевых машинах в среду имитационного моделирования NS-3, работающую на основной машине. NS-3 может получить доступ к пакетам и, следовательно, моделировать канал связи между гостевыми машинами [19, 20].

Основным отличием эмуляции является моделирование только канала связи между узлами и работа с реальными ОС, что может обеспечивать результаты, наиболее приближенные к экспериментальным.

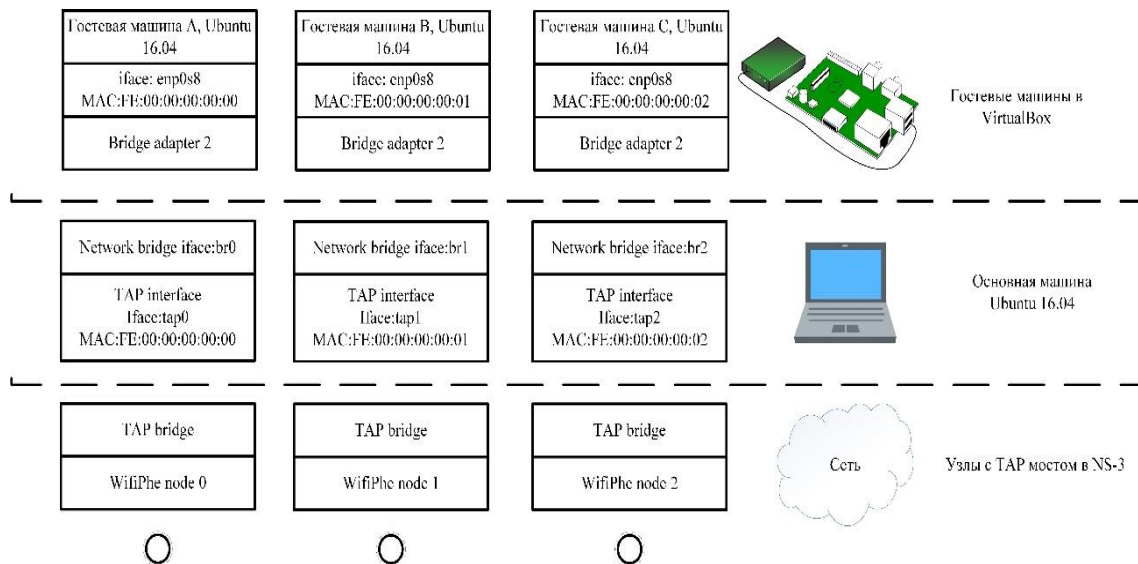


Рис. 8. Модель для проведения эмуляции передачи данных в сетях БПЛА

Fig. 8. A Model for Emulating Data Transmission in UAV Networks

8. Заключение

В работе были представлены две математические модели для описания процесса передачи потоковых данных на уровне приложений модели OSI. В первой модели рассматривался случай передачи потоковых данных с одного узла-источника, во второй модели количество узлов-источников было увеличено до n . Обе модели были реализованы как часть программного кода для проведения имитационного моделирования в сетевом симуляторе NS-3.

Для более реалистичного представления трафика видеоданных был выбран пакетный процесс Пуассона-Парето, который ранее был реализован в NS-3 с помощью нескольких модулей. Программная реализация обоих математических моделей и пакетного процесса Пуассона – Парето использовалась при проведении имитационного моделирования следующего сценария: несколько узлов-источников в виде БПЛА через узел-шлюз передавали потоковые видеоданные на узел-получатель (наземную станцию).

При проведении моделирования изменялись некоторые значения: параметр Херста, число узлов-источников и продолжительность «всплеска» данных. По результатам имитационного моделирования сделан вывод, что увеличение количества узлов-источников и продолжительности «всплеска» повышает требования к полезной пропускной способности. Вследствие увеличения этих требований на узле-получателе может наблюдаться перегрузка буфера, которая будет приводить к потере пакетов и задержкам при передаче видеоданных.

Важной задачей становится разработка новых алгоритмов и методов, способных контролировать загрузку узла-получателя и работать с очередями на буфере. Для реализации новых алгоритмов и методов предложена эмуляция процесса передачи данных. Преимуществом эмуляции является возможность работы с реальными ОС (например, Ubuntu Mate) и моделирование только канала связи через NS-3, что помогает получить результаты, наиболее приближенные к реальным экспериментам.

БЛАГОДАРНОСТИ

Статья выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проект №19-29-06076).

Список используемых источников

1. Кучерявый А. Е., Владыко А.Г., Киричек Р.В., Парамонов А.И., Прокопьев А.В., Богданов И.А. и др. Летящие сенсорные сети // Электросвязь. 2014. № 9. С. 2–5.
2. Bekmezci I., Sahingoz O.K., Temel Ş. Flying Ad-Hoc Networks (FANETs): A survey // Ad Hoc Networks. 2013. Т. 11. Iss. 3. PP. 1254–1270. DOI:10.1016/j.adhoc.2012.12.004
3. Sahingoz O. K. Networking Models in Flying Ad-Hoc Networks (FANETs): Concepts and Challenges // Journal of Intelligent & Robotic Systems. 2014. Т. 74. Iss. 1–2. PP. 513–527. DOI:10.1007/s10846-013-9959-7
4. Мухизи С., Парамонов А.И. Метод классификации и приоритизации трафика в программно-конфигурируемых сетях // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. №. 1. С. 64–70. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-1-64-70
5. Newman D. RFC2647: Benchmarking Terminology for Firewall Performance. 1999.
6. Chen J., Addie R.G., Zukerman M., Neame T.D. Performance Evaluation of a Queue Fed by a Poisson Lomax Burst Process // IEEE Communications Letters. 2014. Т. 19. Iss. 3. PP. 367–370. DOI:10.1109/LCOMM.2014.2385083

7. Addie R.G., Neame T.D., Zukerman M. Performance analysis of a Poisson – Pareto queue over the full range of system parameters // Computer Networks. 2009. T. 53. Iss. 7. PP. 1099–1113. DOI:10.1016/j.comnet.2008.12.016
8. Шелухин О.И., Тенякшев А.М., Осин А.В. Фрактальные процессы в телекоммуникациях. М: Издательство Радиотехника, 2003. 480 с.
9. Kirichenko L.O., Demerchan K.A., Kayali E., Habachyova A.Y. Modeling telecommunications traffic using stochastic multifractal cascade process // Radio Electronics, Computer Science, Control. 2012. № 1. DOI:10.15588/1607-3274-2012-1-9
10. Деруссо П., Рой Р., Клоуз Ч. Пространство состояний в теории управления / Пер. с англ. М.: Наука, 1970. 620 с.
11. Медич Дж. Статистические оптимальные линейные оценки и управление / Пер. с англ. М.: Энергия, 1973. 440 с.
12. Сейдж Э., Мелс Дж. Теория оценивания и ее применение в связи и управлении / Пер. с англ. М.: Связь, 1976. 495 с.
13. Мелентьев О.Г. Теоретические аспекты передачи данных по каналам с группирующимися ошибками // М.: Горячая линия – Телеком. 2007. 232 с.
14. Neame T.D., Zukerman M., Addie R.G. Application of the M/Pareto process to modeling broadband traffic streams // Proceedings of the International Conference on Networks (ICON'99, Brisbane, Australia, 28 September–1 October 1999). IEEE, 1999. PP. 53–58. DOI:10.1109/ICON.1999.796159
15. Tsybakov B., Georganas N.D. Overflow and losses in a network queue with a self-similar input // Queueing Systems. 2000. T. 35. Iss. 1-4. PP. 201–235. DOI:10.1023/A:1019150312811
16. Zukerman M. Introduction to Queueing Theory and Stochastic Teletraffic Models // arXiv. 2013. URL: <https://arxiv.org/abs/1307.2968> (дата обращения 24.03.2020)
17. Ложковский А.Г., Ганифеев Р.А. Оценка параметров качества обслуживания самопо-добного трафика энтропийным методом // Научные труды ОНАС им. А.С. Попова. 2008. № 1. С. 57–62.
18. Ammar D., Begin T., Guerin-Lassous I. A new tool for generating realistic internet traffic in NS-3 // Proceedings of the 4th International ICST Conference on Simulation Tools and Techniques (SIMUTOOLS, Barcelona, Spain, 21–25 March 2011). ICST, 2011. PP. 81–83. DOI:10.4108/icst.simutools.2011.245548
19. Vasiliev D., Chunaev A., Abilov A., Kaysina I., Meitis D. Application Layer ARQ and Network Coding for QoS Improving in UAV-assisted networks // Proceedings of the 25th Conference of Open Innovations Association (FRUCT, Helsinki, Finland, 5–8 November 2019). IEEE, 2019. PP. 353–360. DOI:10.23919/FRUCT48121.2019.8981502
20. Meitis D., Vasiliev D., Kaysina I., Abilov A., Khvorenkov V. Real time emulation of COPE-like network coding in FANET using ns-3 // Proceedings of the IVth International Forum. Instrumentation Engineering, Electronics and Telecommunications – 2018. DOI:10.22213/2658-3658-2018-45-50

* * *

A Modeling of the Goodput for Multistreaming Data Transmission in FANET

I. Kaisina¹ 

¹Kalashnikov Izhevsk State Technical University,
Izhevsk, 426069, Russian Federation

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-100-108

Received 26th February 2020

Accepted 15th March 2020

For citation: Kaisina I. Modeling Goodput for Data Transmission in FANET. *Proc. of Telecom. Universities*. 2020;6(1): 100–108. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-100-108

Abstract: *This paper investigates the process of multi-stream data transmission from several unmanned aerial vehicles (UAV) to a ground station. We can observe a mathematical model of the data transfer process at the application level of the OSI model (from flying nodes to a ground station). The Poisson – Pareto packet process is used to describe the multi-stream data traffic. The results of simulation are obtained using the network simulator NS-3. It is considered a system for emulating the process of multi-stream data transmission from UAV to a ground station. According to the results of studies for multi-stream data transmission it is clear that the increase of the UAV source nodes which simultaneously transmit data to a ground station needs higher requirements for Goodput.*

Keywords: *multi-streaming, FANET, UAV, modeling, NS-3, Poisson – Pareto process, Goodput, emulation.*

References

1. Koucheryavy A.E., Vladyko A.G., Kirichek R.V., Paramonov A.I., Prokopiev A.V., Bogdanov I.A., et al. Flying Sensor Networks. *Elektrosvyaz*. 2014;9:2–5. (in Russ.)
2. Bekmezci I., Sahingoz O.K., Temel Ş. Flying Ad-Hoc Networks (FANETs): A survey. *Ad Hoc Networks*. 2013;11(3):1254–1270. DOI:10.1016/j.adhoc.2012.12.004
3. Sahingoz O. K. Networking Models in Flying Ad-Hoc Networks (FANETs): Concepts and Challenges. *Journal of Intelligent & Robotic Systems*. 2014;74(1–2):513–527. DOI:10.1007/s10846-013-9959-7
4. Muhizi S., Paramonov A. A Traffic Classification and Prioritization Model in Software-Defined Networks. *Proc. of Telecom. Universities*. 2019;5(1):64–70. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-1-64-70
5. Newman D. *RFC2647: Benchmarking Terminology for Firewall Performance*. 1999.
6. Chen J., Addie R.G., Zukerman M., Neame T.D. Performance Evaluation of a Queue Fed by a Poisson Lomax Burst Process. *IEEE Communications Letters*. 2014;19(3):367–370. DOI:10.1109/LCOMM.2014.2385083
7. Addie R.G., Neame T.D., Zukerman M. Performance analysis of a Poisson – Pareto queue over the full range of system parameters. *Computer Networks*. 2009;53(7):1099–1113. DOI:10.1016/j.comnet.2008.12.016
8. Shelukhin O.I., Tenyakshev A.M., Osin A.V. *Fractal Processes in Telecommunications*. Moscow: Publishing house Radio-tekhnika; 2003.480 p. (in Russ.)
9. Kirichenko L.O., Demerchan K.A., Kayali E., Habachyova A.Y. Modeling telecommunications traffic using stochastic multifractal cascade process. *Radio Electronics, Computer Science, Control*. 2012;1. DOI:10.15588/1607-3274-2012-1-9
10. Derusso P.M., Roy R.J., Close C.M. *State variables for engineers*. Moscow: Nauka Publ.; 1970. p.620. (in Russ.)
11. Meditch J.S. *Stochastic optimal linear estimation and control*. Moscow: Energiia Publ.; 1973. p.440. (in Russ.)
12. Sage A.P., Melse J.L. *Estimation Theory with Application to Communication and Control*. N.Y.: McGraw-Hill; 1972. p.495.
13. Melentev O.G. *Theoretical Aspects of Data Transmission over Channels with Grouping Errors*. Goryachaia liniia – Telekom Publ.; 2007. p. 232. (in Russ.)
14. Neame T.D., Zukerman M., Addie R.G. Application of the M/Pareto process to modeling broadband traffic streams. *Proceedings of the International Conference on Networks, ICON'99, 28 September–1 October 1999, Brisbane, Australia*. IEEE; 1999. p.53–58. DOI:10.1109/ICON.1999.796159
15. Tsybakov B., Georganas N.D. Overflow and losses in a network queue with a self-similar input. *Queueing Systems*. 2000;35(1-4):201–235. DOI:10.1023/A:1019150312811
16. *arXiv*. Zukerman M. Introduction to Queueing Theory and Stochastic Teletraffic Models. Available from: <https://arxiv.org/abs/1307.2968> [Access 24th March 2020]
17. Loshkovsky A.G., Ganifaev R.A. Rating of QoS Parameters of Self-Similar Traffic by an Entropy Method. *Nauchnye trudy ONAS im A S Popova*; 2008;1: 57–62 (in Russ.).
18. Ammar D., Begin T., Guerin-Lassous I. A new tool for generating realistic internet traffic in NS-3. *Proceedings of the 4th International ICST Conference on Simulation Tools and Techniques, SIMUTOOLS, 21–25 March 2011, Barcelona, Spain*. ICST; 2011. p.81–83. DOI:10.4108/icst.simutools.2011.245548
19. Vasiliev D., Chunaev A., Abilov A., Kaysina I., Meitis D. Application Layer ARQ and Network Coding for QoS Improving in UAV-assisted networks. *Proceedings of the 25th Conference of Open Innovations Association, FRUCT, 5–8 November 2019, Helsinki, Finland*. IEEE; 2019. p.353–360. DOI:10.23919/FRUCT48121.2019.8981502
20. Meitis D., Vasiliev D., Kaysina I., Abilov A., Khvorenkov V. Real time emulation of COPE-like network coding in FANET using ns-3. *Proceedings of the IVth International Forum. Instrumentation Engineering, Electronics and Telecommunications – 2018*. DOI:10.22213/2658-3658-2018-45-50

Сведения об авторах:

Кайсина
Ирина Алексеевна

аспирант кафедры «Радиотехника» Ижевского государственного технического университета имени М.Т. Калашникова, irinakaysina25@gmail.com
 <https://orcid.org/0000-0001-7993-1083>

Генерация модельно-аналитического интеллекта сервис-ориентированных систем

Н. Эль Сабаяр Шевченко^{1*}

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

*Адрес для переписки: nzs.vus@gmail.com

Информация о статье

Поступила в редакцию 24.12.2019

Принята к публикации 17.02.2020

Ссылка для цитирования: Эль Сабаяр Шевченко Н. Генерация модельно-аналитического интеллекта сер-вис-ориентированных систем // Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6. № 1. С. 109–116. DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-109-116

Аннотация: *Описаны основные причины востребованности мягкой архитектуры и представлены известные результаты аналитических исследований сервис-ориентированных систем. Рассмотрен перспективный подход к управлению их качеством. Детализированы представления о назначении модельно-аналитического интеллекта и расширены формальные процедуры построения объектно-ориентированных моделей сервис-ориентированных систем с интеллектуальным управлением их качеством. Предложен метод генерации их модельно-аналитического интеллекта с управляемым качеством функционирования.*

Ключевые слова: *цифровые технологии, сервис-ориентированные системы, мягкая архитектура, динамический профиль, управление качеством, объектно-ориентированная модель деятельности, модельно-аналитический интеллект, метод генерации.*

Актуальность

Общепризнанной тенденцией развития информационного общества является резкое возрастание наукоемких цифровых технологий, пронизывающих все сферы жизнедеятельности социума. При этом развитие конкурентоспособной экономики характеризуется увеличением доли высокотехнологичной продукции цифрового производства в ВВП, созданием и выведением на мировой рынок новых цифровых технологий, повышением темпов роста сектора ИТ-технологий, ускоренным развитием искусственного интеллекта и расширением сфер его эффективного применения в профессиональной и досуговой деятельности, повышением качества жизни.

Каждая из основных особенностей конкурентоспособной экономики ассоциируется с развитием интеллектуальных сервис-ориентированных систем (СО-систем) с управляемым качеством функционирования, обеспечивающих сквозное связывание различных цифровых технологий, задействованных при создании сервисов, соответствующих ресурсным возможностям корпораций и требованиям современных рынков промышленной продукции, товаров и услуг в условиях жесткой конкуренции производителей и высокой сте-

пени априорной неопределенности относительно состояния окружающей среды.

Одно из перспективных направлений развития интеллектуальных СО-систем с управляемым качеством функционирования ориентировано на их «мягкую» архитектуру. Интеграция сервисов осуществляется с помощью искусственного интеллекта по плану, формируемому сервисом-агентом в соответствии с определенным целеполаганием, оцененным состоянием окружающей среды и динамическим профилем, построенным модельно-аналитическим интеллектом [1–3].

Разработка «мягкой» архитектуры СО-систем в части построения конфигурации базируется на методологии выбора планировщика действий, основные концептуальные, математические, методические и инструментальные составляющие которой раскрываются в [1, 4, 5]. В представленной методологии предусматривается расширение базиса алгоритмов планирования действий по мере появления их новых проверенных разработок, конкурирующих хотя бы по одному из общепризнанных свойств. Последние необходимы для преодоления априорной неопределенности относительно состояния окружающей среды. Наряду с этим, методологические аспекты генерации мо-

дельно-аналитического интеллекта (МАИ) для управления качеством функционирования интеллектуальных СО-систем постепенно развиваются по мере появления новых моделей подобных систем и методов их анализа по разнообразным профилям качества.

В [6], в дополнение к технологическим аспектам жизненного цикла СО-систем, предлагается сочетание формальных приемов построения моделей альтернативных вариантов интеграции СО-средств и сопутствующих процедур анализа качества функционирования этих систем. Указанные формальные приемы предназначаются для проведения сравнительного анализа альтернативных вариантов интеграции СО-средств. Дальнейшая детализация этих формальных приемов, ориентированная на формирование системно-аналитической основы интеграции сервисов, проводится в [7]. Контекст учета гетерогенного характера сетевой инфраструктуры отслеживается в [8]. Однако вся совокупность формализаций, предложенных в [6, 7, 8], распространяется на пассивные инфокоммуникационные среды.

Последующее расширение формализаций аналитического моделирования интеграции СО-средств (применительно к активным инфокоммуникационным средам) осуществляется в [9]. Несмотря на представительность разработанных формализаций, обеспечивающих аналитическое исследование качества функционирования систем, остаются открытыми вопросы учета возможных возвратов к ситуационной повторной реализации сервисов, предусматриваемой при планировании их конфигурации в случае «мягкой» архитектуры.

Описанные выше результаты аналитических исследований позволяют перейти к разработке методологических основ генерации МАИ СО-систем с планируемой конфигурацией для управления качеством их функционирования. В качестве концептуальной основы разработки выбираются положения, описанные в [10]. На МАИ возлагаются задачи определения и оценивания качества функционирования интеллектуальной СО-системы спланированной конфигурации с помощью сервиса-агента.

Показатели качества функционирования интеллектуальной СО-системы

Качество функционирования интеллектуальной СО-системы рассматривается как многопрофильная категория. Каждый профиль качества направлен на определенный вариант СО-деятельности. Обширный спектр вариантов сопровождается многообразием ее свойств и соответствующих показателей качества. Однако в подобном многообразии отражения качества его неотъемлемой составляющей является время выполнения деятельности, соответствующей функционированию СО-системы. В связи с этим эффективность функ-

ционирования такой системы в первую очередь характеризуется следующим динамическим профилем:

$$BP_n^{(q)} = \langle E_n, D_n, R_n, C_n, As_n, Ek_n, RDT_n, \text{prob}RDT_n \rangle,$$

где $BP_n^{(q)}$ – n -ая СО-деятельность, принадлежащая q -классу, по которому систематизируются различные виды деятельности и показатели их качества, варьируемые в зависимости от предусловий и постусловий, которыми описывается каждый сервис, а также от состояния окружающей среды;

E_n и D_n – математическое ожидание и дисперсия n -го динамического профиля деятельности;

C_n – максимально допустимое количество единиц дискретного времени выполнения n -ой деятельности;

R_n – риск срыва установленного временного регламента C_n на выполнение n -ой СО-деятельности, принадлежащей q -классу;

As_n и Ek_n – асимметрия и эксцесс распределения вероятностей временного профиля n -ой деятельности;

RDT_n и $\text{prob}RDT_n$ – возможные значения итогового дискретного времени выполнения деятельности и его плотности распределения вероятностей.

Генерация МАИ нацелена на определение и оценивание каждого из перечисленных компонентов динамического профиля.

В сформированном динамическом профиле n -ой СО-деятельности, принадлежащей q -классу, компоненты RDT_n и $\text{prob}RDT_n$ являются первичными, поскольку на их основе находятся остальные показатели качества, введенные в кортеж $BP_n^{(q)}$. Следовательно, для генерации МАИ необходимо разработать формализации, направленные на определение и оценивание плотности распределения вероятностей дискретного времени выполнения СО-деятельности.

Формирование моделей процессов функционирования интеллектуальных СО-систем

Процесс функционирования интеллектуальных СО-систем описывается в классе диаграмм деятельности с дискретным временем. Дискретность времени обуславливается цифровым характером технологического базиса СО-архитектур. В связи с этим, концепцией построения моделей процессов функционирования интеллектуальных СО-систем предусматривается вербальное описание принципов определения деятельности, характеризующейся конкретной семантикой.

Каждой конфигурации интегрируемых СО-средств из множества возможных случаев их комплексования, присущих «мягкой» архитектуре, ставится в соответствие определенный вариант СО-деятельности.

Образующими элементами каждого определенного варианта СО-деятельности считаются действия с определяемой семантикой. Любое образующее действие выполняется при соблюдении конкретных условий и при наличии требуемых объектов.

Каждому действию ставится в соответствие некоторый узел. Среди операций, реализуемых в процессе выполнения, выделяется группа специальных действий, с помощью которой осуществляется представление различий в функционировании сервисов. К этой группе относятся узлы создания объектов, разрушения объектов, установления связи, чтения переменных, записи переменных и регистрации события.

При разработке формализаций предполагается статистическая независимость случайных дискретных времен выполнения действий, соответствующих функционированию интегрируемых сервисов.

Связи между операциями отображаются дугами диаграммы деятельности; необходимые условия для выполнения действий представляются в потоке управления. С помощью описания потока управления, включающего начальный узел, узлы решений, слияний, разделения, соединения и финальный узел, отражается процесс координации взаимодействия СО-средств. Требуемые для выполнения действий объекты объединяются в поток, элементами описания которого являются узлы: идентификатора деятельности, внешних входящих контактов, объектов, хранилища данных, буфера, внешних исходящих контактов.

Множество обобщенно характеризуемых действий позиционируется как специальный регион модели. К указанной разновидности модели относятся узлы разбиения и прерывания деятельности, а также обработчика исключений.

Представленные выше приемы построения моделей процессов функционирования интеллектуальных СО-систем согласуются с типовыми операциями построения объектно-ориентированных моделей в классе диаграмм деятельности. В целях формирования МАИ СО-деятельности предусматривается выполнение дополнительно двух типов операций формирования модели. Первый касается введения описаний стохастической природы выполняемых действий, а второй – распространяется на расширение описаний узлов потока управления.

В соответствии с вышеизложенным при выполнении первого дополнительного типа операций каждое i -ое действие любого из СО-средств описывается $\mathbf{P}^{(i)}$ матрицей переходов в дискретном пространстве состояний, на основе которой находится плотность вероятности $u_i(k_i)$, $k_i = 1, 2, \dots, K_i$, удовлетворяющая следующему условию:

$$\sum_{k_i}^{K_i} u_i(k_i) = 1, i = 0, 1, 2, \dots, I, \quad (1)$$

где k_i – дискретное время выполнения i -го действия; K_i – верхняя граница дискретного времени выполнения i -го действия; i – номер некоторого действия; I – общее количество действий.

На основании определяющего признака СО-архитектуры, заключающегося в нейтральности сервиса по отношению к обращающимся модулям, принимается предположение о независимости случайных времен выполнения действий, соответствующих сервисам интеллектуальной системы.

Согласно второму дополнительному типу операций на дугах, исходящих из каждого узла решения, указываются $p_{j,l}$, $j = 1, 2, \dots, J$; $l = 1, 2, \dots, L_j$ вероятности выбора альтернативных вариантов поведения в ходе деятельности, которые удовлетворяют условию полной группы несовместных событий:

$$\sum_{l=1}^{L_j} p_{j,l} = 1, j = 1, 2, \dots, J, \quad (2)$$

где j – номер узла решения; L_j – число альтернативных вариантов поведения после решения j ; J – количество узлов решения.

Предлагаемая формализация процесса формирования конкретной модели той или иной спланированной конфигурации интеллектуальной СО-системы описывается следующими процедурами:

1) позиционирование вида деятельности, выполняемой СО-системой;

2) выделение множества действий системы $\mathbf{D}$ ($|\mathbf{D}| = I$), реализующих определенную выше деятельность;

3) описание каждого действия d_i , $i = 0, 1, 2, \dots, I$ матрицей вероятностей переходов в дискретном пространстве состояний системы $\mathbf{P}^{(i)}$ размерности $((N_i + 1) \times (N_i + 1))$, где N_i – количество возможных состояний сервиса, реализующего выделенное действие; номером $(N_i + 1)$ отмечается поглощающее состояние, соответствующее моменту времени окончания его функционирования;

4) выделение в потоке управления множества узлов координации действий, определяемых узлами решений альтернативных вариантов выполнения условных действий;

5) описание каждого альтернативного варианта всех узлов решения соответствующей вероятностью $p_{j,l}$, $j = 1, 2, \dots, J$; $l = 1, 2, \dots, L_j$ с обязательным выполнением условия (2);

6) определение матрицы $\mathbf{R}$, содержащей номера действий с возможными возвратами и соответствующими вероятностями возвратов;

7) формирование матрицы инцидентов для узлов разъединения и узлов соединения $\mathbf{A}$ размера $(n \times n)$, где n – общее количество узлов; $a_{i,j} = 0$, если узлы не связаны через узлы действий; $a_{i,j} = 1$, если j -му узлу предшествуют узлы действий, следующие после i -ого узла; $a_{i,j} = -1$, если узлы действий, предшествующие i -му узлу, следуют после j -го узла;

8) выделение в потоке управления множества узлов координации действий, определяемых узлами разделения и узлами соединения параллельно выполняемых операций;

9) формирование описаний функций, соответствующих узлам соединений из потока управления.

При вариациях спланированных конфигураций и содержания выполняемых операций предложенных процедур образуется множество моделей процессов функционирования интеллектуальных СО-систем.

Предлагаемый метод генерации МАИ разбивается на девять этапов.

Этап 1. Выделение в модели множества действий с возвратами и формирование эквивалентной модели в виде конечной цепи Маркова с поглощающим состоянием в матричной форме для каждого i -го действия из выделенного множества, где $\mathbf{P}_r^{(i)}$ – квадратная матрица размерности $((K_i + 2) \times (K_i + 2))$ переходов во множестве дискретных состояний; r_i – вероятность возврата к выполнению i -го действия, i -ый элемент вектора $\mathbf{R}$:

$$\mathbf{P}_r^{(i)} = \begin{bmatrix} 0 & u_i(K_i) & u_i(K_i - 1) & u_i(K_i - 2) & u_i(K_i - 3) & \dots & u_i(1) & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ r_i & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & (1 - r_i) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Нахождение $u(K_{i,i})$ плотности распределения вероятностей $k_{i,i} = 1, 2, \dots, N, \dots$ времени выполнения i -го действия с учетом возвратов:

$$u_i(k_{i,i}) = P_{1,K_i+2}^{(i,k_{i,i})} - P_{1,K_i+2}^{(i,k_{i,i}-1)}, \quad k_{i,i} = 1, 2, \dots, K_{i,i},$$

где $P_{1,K_i+2}^{(i,k_{i,i})}$ – $(1, (K_i + 2))$ -ой элемент $k_{i,i}$ -ой степени матрицы $\mathbf{P}_r^{(i)}$; $P_{1,K_i+2}^{(i,k_{i,i}-1)}$ – $(1, (K_i + 2))$ -ой элемент $(k_{i,i} - 1)$ -ой степени матрицы $\mathbf{P}_r^{(i)}$; $k_{i,i}$ – дискретное время выполнения i -го действия с учетом возвратов.

Замена каждого действия из выделенной группы новым узлом укрупненного действия с определением эквивалентной характеристики в виде плотности вероятности времени его выполнения $u(K_{i,i})$.

Этап 2. Выделение в модели интеграции СО-средств последовательностей узлов действий, замена каждой последовательности новым узлом более сложного действия с определением эквивалентной характеристики в виде плотности вероятности времени его выполнения по следующей формуле:

$$u(k_{0,1,\dots,m}) = \sum_{\min k_{0,1,\dots,m-1}}^{\max k_{0,1,\dots,m-1}} u(k_{0,1,\dots,m-1}) u_m(k_{0,1,\dots,m} - k_{0,1,\dots,m-1});$$

$$u_m(k_{0,1,\dots,m} - k_{0,1,\dots,m-1}) = P_{1,N_m+1}^{(m,k_{0,1,\dots,m}-k_{0,1,\dots,m-1})} - P_{1,N_m+1}^{(m,k_{0,1,\dots,m}-k_{0,1,\dots,m-1}-1)}; \quad (3)$$

$$k_{0,1,\dots,m} = \min(k_0 + k_1 + \dots + k_m), \dots, \max(k_0 + k_1 + \dots + k_m), m = 0, 1, \dots, M_j;$$

$$u(k_0) = u_0(k_0), \quad u_0(k_0) = P_{1,N_0+1}^{(0,k_0)} - P_{1,N_0+1}^{(0,k_0-1)}, \quad k_0 = 1, 2, \dots, K_0,$$

где $k_{0,1,\dots,m}$ – дискретное время выполнения последовательности m действий;

$u(k_{0,1,\dots,m})$ – плотность вероятности времени выполнения последовательности $(m + 1)$ действий.

Эман 3. Нахождение в модели интеграции СО-средств группы узлов альтернативных действий с заменой каждой найденной группы новым узлом более сложного действия с определением эквивалентной характеристики в виде плотности вероятности времени его выполнения согласно соотношению:

$$u(k_{1,2,\dots,l,\dots,L_j}) = \sum_{l=1}^{L_j} p_{j,l} u_l(k_l), \quad (4)$$

$$u_l(k_l) = P_{1,N_l+1}^{(l,(k_l))} - P_{1,N_l+1}^{(l,(k_l-1))}, \quad k_l = 1, 2, \dots, K_l,$$

$$k_{1,2,\dots,l,\dots,L_j} = \min_l k_l, \dots, \max_l k_l; \quad l = 1, 2, \dots, L_j;$$

где $u(k_{1,2,\dots,l,\dots,L_j})$ – плотность вероятности $k_{1,2,\dots,l,\dots,L_j}$ времени выполнения L_j альтернативных действий.

Эман 4. Формирование новой цепочки последовательных действий, образующихся в результате осуществления преобразований, раскрытых в предыдущих процедурах. Образование узла эквивалентного нового действия, стохастическая природа которого отражается характеристикой, определяемой согласно соотношению (3).

Эман 5. Группирование описаний функций, соответствующих узлам соединений из потока управ-

ления, по характеру однородности их описания. Различаются два типа описаний. Первый тип описаний соответствует спецификациям узлов соединений, представляемых в базе булевых функций $\wedge(N), \vee(N)$, а второй – в базе функций «М из N», где N – степень параллельности; M – число выполненных действий, по окончании которых осуществляется объединение параллельных действий.

Эман 6. Формирование групп параллельных действий, спецификация узлов соединения которых описывается булевой функцией $\wedge(N)$. Нахождение плотности вероятности времени выполнения нового укрупненного эквивалентного действия, соответствующего каждой такой группе, по формулам (5, 6). Нахождение групп параллельных действий, спецификация узлов соединения которых описывается булевой функцией $\vee(N)$. Определение плотности вероятности времени выполнения нового укрупненного эквивалентного действия, соответствующего каждой такой группе, по формулам (7, 8). Образование групп параллельных действий, спецификация узлов соединения которых описывается функцией «М из N». Определение плотности вероятности времени выполнения нового укрупненного эквивалентного действия, соответствующего каждой такой группе, по формулам (9–12):

$$u(k_{1,2,\dots,l,\dots,L_j}) = \sum_{l=1}^{L_j} p_{j,l} u_l(k_l) - \prod_{n=1}^N \left(\sum_{k_n=1}^{k_{1,2,\dots,n,\dots,N-1}} u_n(k_n) \right); \quad (5)$$

$$k_{1,2,\dots,n,\dots,N} = \max_n (\min k_1, \min k_2, \dots, \min k_n, \dots, \min k_N), \dots, \max_n (\max k_1, \max k_2, \dots, \max k_n, \dots, \max k_N); \quad (6)$$

$$u_v(k_{1,2,\dots,n,\dots,N}) = \prod_{n=1}^N \left(1 - \sum_{k_n=1}^{k_{1,2,\dots,n,\dots,N-1}} u_n(k_n) \right) - \prod_{n=1}^N \left(1 - \sum_{k_n=1}^{k_{1,2,\dots,n,\dots,N}} u_n(k_n) \right), \quad (7)$$

$$u_n(k_n) = P_{1,N_n+1}^{(n,(k_n))} - P_{1,N_n+1}^{(n,(k_n-1))}, \quad k_n = 1, 2, \dots, K_n;$$

$$k_{1,2,\dots,n,\dots,N} = \min_n (\min k_1, \min k_2, \dots, \min k_n, \dots, \min k_N), \dots, \min_n (\max k_1, \max k_2, \dots, \max k_n, \dots, \max k_N); \quad (8)$$

$$u_{M,N}(k_{1,2,\dots,n,\dots,N}) = U_{M,N}(k_{1,2,\dots,n,\dots,N}) - U_{M,N}(k_{1,2,\dots,n,\dots,N-1}); \quad (9)$$

$$U_{M,N}(k_{1,2,\dots,n,\dots,N}) = \sum_{r=1}^{k_{1,2,\dots,n,\dots,N}} u_{\wedge}(r), \quad \text{при } M = N; \quad (10)$$

$$U_{M,N}(k_{1,2,\dots,n,\dots,N}) = \sum_{r=1}^{k_{1,2,\dots,n,\dots,N}} u_{\wedge}(r), \quad \text{при } M = 1; \quad (11)$$

$$U_{M,N}(k_{1,2,\dots,n,\dots,N}) = G(N, M, N, k_{1,2,\dots,n,\dots,N}), \quad \text{при } 1 < M < N, \quad (12)$$

В формулах (5–12) приняты следующие условные обозначения:

$k_{1,2,...,n,...,N}$ – время выполнения параллельных действий;

$u_{\wedge}(k_{1,2,...,n,...,N})$ и $u_{\vee}(k_{1,2,...,n,...,N})$ – плотность вероятности времени выполнения параллельных действий при соединении согласно булевой функции $\wedge(N)$ и $\vee(N)$;

$u_{M,N}(k_{1,2,...,n,...,N})$ и $U_{M,N}(k_{1,2,...,n,...,N})$ – плотность вероятности и функция распределения времени выполнения параллельных действий при соединении согласно функции «М из N»;

$$G(N, M, IND, k_{1,2,...,n,...,N}) = \begin{cases} 0, \text{ если } M > N; \\ \sum_{r=1}^{k_{1,2,...,n,...,N}} u_{\vee}(r), \text{ если } M = 1; \\ \sum_{r=1}^{k_{1,2,...,n,...,N}} u_{\wedge}(r), \text{ если } M = N; \\ U_{IND}(k_{1,2,...,n,...,N})G(N-1, M-1, IND-1, k_{1,2,...,n,...,N}) + \\ + (1 - U_{IND}(k_{1,2,...,n,...,N})) \times \\ \times G(N-1, M, IND-1, k_{1,2,...,n,...,N}), \text{ если } M < N \end{cases};$$

$$U_{IND}(k_{1,2,...,n,...,N}) = \sum_{r=1}^{k_{1,2,...,n,...,N}} u_{IND}(r); IND = 1, 2, \dots, N.$$

Эман 7. Формирование последовательности узлов укрупненных действий и определение $u(k_{0,1,...,i,...,I})$ плотности вероятности времени выполнения деятельности согласно соотношению (3).

Эман 8. Выявление номеров узлов укрупненных действий с возвратами и их обработка согласно первой процедуре приведенной формализации.

Эман 9. Определение показателей качества совместной работы служб:

$$E[k_{0,1,...,i,...,I}] = \sum_{\min k_{0,1,...,i,...,I}}^{\max k_{0,1,...,i,...,I}} k_{0,1,...,i,...,I} u(k_{0,1,...,i,...,I}); \quad (13)$$

$$D[k_{0,1,...,i,...,I}] = \sum_{\min k_{0,1,...,i,...,I}}^{\max k_{0,1,...,i,...,I}} (k_{0,1,...,i,...,I} - E[k_{0,1,...,i,...,I}])^2 u(k_{0,1,...,i,...,I}); \quad (14)$$

$$R(k_{0,1,...,i,...,I} > C) = 1 - \sum_{\min k_{0,1,...,i,...,I}}^C u(k_{0,1,...,i,...,I}); \quad (15)$$

$$m_2 = E[k_{0,1,...,i,...,I}];$$

$$m_3 = \sum_{\min k_{0,1,...,i,...,I}}^{\max k_{0,1,...,i,...,I}} (k_{0,1,...,i,...,I} - E[k_{0,1,...,i,...,I}])^3 u(k_{0,1,...,i,...,I});$$

$$m_4 = \sum_{\min k_{0,1,...,i,...,I}}^{\max k_{0,1,...,i,...,I}} (k_{0,1,...,i,...,I} - E[k_{0,1,...,i,...,I}])^4 u(k_{0,1,...,i,...,I});$$

$$\sigma = \sqrt{m_2}; As = \frac{m_3}{\sigma^3}; Ek = \frac{m_4}{\sigma^4},$$

где C – верхняя граница допустимого времени выполнения (далее – конкретной деятельности);

$E[k_{0,1,...,i,...,I}]$, $D[k_{0,1,...,i,...,I}]$ – соответственно математическое ожидание и дисперсия времени выполнения;

$R(k_{0,1,...,i,...,I} > C)$ – риск срыва временного регламента;

As – показатель асимметрии временной развертки;

Ek – показатель эксцесса;

σ – среднеквадратическое отклонение стохастического профиля времени выполнения.

Предложенный метод генерации МАИ, примененный для многообразия моделей интеллектуальной СО-системы, делает возможным формирование математического обеспечения, предназначенного для управления качеством ее функционирования на множестве конфигураций, планируемых агентом-сервисом в зависимости от предъявляемых требований, возможных ресурсов и состояний окружающей среды.

Заключение

В результате развития формализаций жизненного цикла интеллектуальных СО-систем:

– формализовано создание моделей процессов функционирования интеллектуальных СО-систем с «мягкой» архитектурой, в которой интеграция сервисов осуществляется с помощью искусственного интеллекта по плану, генерируемому сервисом-агентом в соответствии с определенным целеполаганием, оцененным состоянием окружающей среды и динамическим профилем, построенным МАИ;

– разработан метод генерации МАИ СО-систем с «мягкой» архитектурой, предназначенного для управления качеством их функционирования.

В отличие от известных формализаций в предлагаемых процедурах построения моделей и методе генерации МАИ учитываются возможные возвраты к ситуационной повторной реализации сервисов, предусматриваемой при планировании их конфигурации в случае «мягкой» архитектуры СО-системы, чем и предопределяется их новизна.

Практическая значимость разработанных формализаций заключается в расширении интеллектуальных спецификаций СО-систем с управляемым качеством функционирования, соответствующим предъявляемым требованиям в условиях интенсивного развития цифровых технологий и высокого уровня неопределенности относительно состояния окружающей среды.

Список используемых источников

1. Кондратьев Д.А., Птицына Л.К., Эль Сабаяр Шевченко Н. Выбор алгоритма планирования для интеллектуальных сервис-ориентированных систем // VI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция. Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО 2017, Санкт-Петербург, Россия, 01–02 марта 2017 г.): сборник статей. Санкт-Петербург: СПбГУТ, 2017. С. 277–282.
2. Птицына Л.К., Эль Сабаяр Шевченко Н. Интеллектуальная интеграция кластерных сегментов сервис-ориентированных систем // VII Международная научно-техническая и научно-методическая конференция. Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО 2018, Санкт-Петербург, Россия, 28 февраля–01 марта 2018 г.): сборник статей. Санкт-Петербург: СПбГУТ, 2018. С. 544–549.
3. Птицына Л.К., Эль Сабаяр Шевченко Н.А., Белов М.П., Птицын А.В. Моделирование сервис-ориентированных систем в условиях неопределенности // XI Международная конференция по мягким вычислениям и измерениям. (Санкт-Петербург, Россия): сборник статей. Санкт-Петербург: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В.И. Ульянова (Ленина), 2018. Т. 1. С. 291–294.
4. Птицына Л.К. Интеллектуальные системы и технологии: учебное пособие. СПб.: СПбГУТ, 2019. 231 с.
5. Птицына Л.К. Системы представления и приобретения знаний: учебное пособие. СПб.: СПбГУТ, 2019. 158 с.
6. Птицына Л.К., Смирнов Н.Г. Программное обеспечение компьютерных сетей. Управление крупно-гранулярными процессами на основе языка BPEL: учебное пособие. СПб: Изд-во Политехнического ун-та, 2011. 106 с.
7. Птицына Л. К., Смирнов Н. Г. Системно-аналитическая основа интеграции сервис-ориентированных средств // Промышленные АСУ и контроллеры. 2011. № 5. С. 31–36.
8. Птицына Л. К., Смирнов Н. Г. Разработка и анализ моделей интеграции сервис-ориентированных средств в гетерогенных сетях // Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2011. № 6-1(138). С. 71–80.
9. Птицына Л.К., Веселов В.О. Анализ интеграции сервис-ориентированных средств в активных инфокоммуникационных средах // Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2015. Т. 7. № 2. С. 42–47.
10. Птицына Л.К. Методология генерации модельно-аналитического интеллекта сервис-ориентированных систем с гарантиями качества // VI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция. Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО 2017, Санкт-Петербург, Россия, 01–02 марта 2017 г.): сборник статей. Санкт-Петербург: СПбГУТ, 2017. С. 351–354.

* * *

Generation of Model Analytical Intelligence of Service-Oriented Systems

N. El Sabayar Shevchenko¹

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

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-109-116

Received 24th December 2019

Accepted 17th February 2020

For citation: El Sabayar Shevchenko N. Generation of Model Analytical Intelligence of Service-Oriented Systems for Quality Management of Their Operation. *Proc. of Telecom. Universities*. 2020;6(1):109–116. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-109-116

Abstract: The article describes the main demand reasons for soft architecture of service-oriented systems. There are shown common analytical studies results of service-oriented systems. We consider a promising approach how to manage their quality. We see the detailed ideas about the purpose of the model-analytical intelligence of service-oriented systems. The paper shows us the extended formal procedures for constructing object-oriented models of service-oriented systems with the intelligent quality control. The author proposes a method for generating model-analytical intelligence of service-oriented systems with a controlled quality of their functioning.

Keywords: digital technology, service oriented systems, soft architecture, dynamic profile, quality control, object oriented model of activity, model-analytical intelligence, generation method.

References

1. Kondratyev D., Ptitsyna L., Elsabayar Shevchenko N. The Selection Algorithm Planning for Intelligent Service-Oriented Systems. *Proceedings of the VIth International Conference on Infotelecommunications in Science and Education, 1–2 March 2017, St. Petersburg, Russian Federation*. St. Petersburg: Saint-Petersburg State University of Telecommunications Publ.; 2017. p.277–282. (in Russ.)
2. Ptitsyna L., Elsabayar Shevchenko N. Intellectual Integration of Cluster Segments of Service-Oriented Systems. *Proceedings of the VIIth International Conference on Infotelecommunications in Science and Education, 28 February–1 March 2018, St. Petersburg, Russian Federation*. St. Petersburg: Saint-Petersburg State University of Telecommunications Publ.; 2018. p.544–549. (in Russ.)
3. Ptitsyna L.K., El sabayar shevchenko N.A., Belov M.P., Ptitsyn A.V. Simulation of Intelligent Service-oriented Systems in Conditions of Uncertainty. *Proceedings of the XIth International Conference on Soft Computing and Measurement, SCM'2018. St. Petersburg, Russian Federation*. St. Petersburg: Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI" Publ.; 2018. vol.1. p.291–294. (in Russ.)
4. Ptitsyna L.K. *Intelligent Systems and Technologies*. St. Petersburg: Saint-Petersburg State University of Telecommunications Publ.; 2019. 231 p. (in Russ.)
5. Ptitsyna L.K. *Knowledge Submission and Acquisition Systems*. St. Petersburg: Saint-Petersburg State University of Telecommunications Publ.; 2019. 158 p. (in Russ.)
6. Ptitsyna L.K., Smirnov N.G. *Computer Network Software. Management of Large-Granular Processes Based on the BPEL Language*. St. Petersburg: Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University Publ.; 2011. 106 p. (in Russ.)
7. Ptitsyna L.K., Smirnov N.G. The Analytical Background of Service Integration in Service-Oriented Systems. *Industrial Automatic Control Systems and Controllers*. 2011;5:31–36. (in Russ.)
8. Ptitsyna L.K., Smirnov N.G. The development and analysis of service integration Models in Heterogeneous Environment. *Computing, Telecommunication and Control (St. Petersburg Polytechnical University Journal. Computer Science. Telecommunication and Control Systems)*. 2011;6-1(138):71–81. (in Russ.)
9. Ptitsyna L.K., Veselov V. Analysis of Integration of Service Oriented Means in Active Infocommunication Mediums. *H&ES Research*. 2015;7(2):42–47. (in Russ.)
10. Ptitsyna L. Methodology Generation Model-Analytical Intelligence Service-Oriented Systems with Quality Assurance. Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. *Proceedings of the VIth International Conference on Infotelecommunications in Science and Education, 1–2 March 2017, St. Petersburg, Russian Federation*. St. Petersburg: Saint-Petersburg State University of Telecommunications Publ.; 2017. p.351–354. (in Russ.)

Сведения об авторах:

ЭЛЬ САБАЯР ШЕВЧЕНКО
Нидал

аспирант кафедры информационных управляющих систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, nzs.vus@gmail.com

СПбГУТ)))

РЕГИОНАЛЬНАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ
СТУДЕНТОВ, АСПИРАНТОВ И МОЛОДЫХ УЧЕНЫХ

Студенческая ВЕСНА 2020

НАУЧНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ КОНФЕРЕНЦИИ:

- Радиотехнологии связи
- Инфокоммуникационные сети и системы
- Информационные системы и технологии
- Теоретические основы радиоэлектроники
- Цифровая экономика, управление и бизнес-информатика
- Гуманитарные проблемы в отрасли связи и телекоммуникаций
- Сети связи специального назначения

26–27 МАЯ



ПОДРОБНОСТИ НА САЙТЕ:
apino.spbgut.ru/stud-vesna

Выходные данные

Дизайн обложки – ООО «Комильфо»

План издания научной литературы 2020 г., п. 2

Дата выхода в свет	Усл.-печ. л.	Формат	Тираж	Заказ	Свободная цена
27.03.2020	14,75	60×84 _{1/8}	1000 экз.	№ 1088	

Ответственный редактор **Татарникова И.М.**
Выпускающий редактор **Яшугин Д.Н**

Отпечатано в СПбГУТ
193232, Санкт-Петербург, пр. Большевиков, 22/1