

ISSN: 1813-324X (print) 2712-8830 (online) ТРУДЬЈ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ СВЯЗИ

Темы номера:

Vol. 7. Iss. 1 2021

 Исследование характеристик маломодового оптоволокна с наведенной киральностью

- Разработка квантовых моделей преобразования изображений
- Моделирование АФАР КВ-диапазона на базе несимметричных вибраторов

PROCEEDINGS OF TELECOMMUNICATION UNIVERSITIES

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 7. № 1

Proceedings of Telecommunication Universities

Vol. 7. Iss. 1

Санкт-Петербург

2021

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 (ежеквартально). Издается на русском и английском языках.

| Редакционный совет | | | | | |
|---|---|--|--|--|--|
| Дукельский К.В. Главный редактор | к.т.н., доцент, АО «Государственный оптический институт имени С.И. Вавилова» (ГОИ), г. Санкт-Петербург, Россия | | | | |
| Буйневич М.В. Зам. Главного редактора | д.т.н., проф., Санкт-Петербургский университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч- Бруевича (СПбГУТ), г. Санкт-Петербург, Россия | | | | |
| Розанов Н.Н. | д.фм.н., проф., члкорр. 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.фм.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 № 77-77501 от 17.01.2020 г. (пред. рег. № 77-17986 от 07.04.2004 г.)

Подписной индекс в объединенном каталоге «ПРЕССА РОССИИ»: 59983

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

| Контактная информация | | | | | | | |
|-----------------------|--|-----------|---------------------------------|--|--|--|--|
| Учредитель | Федеральное государственное бюджетное | Адрес | 193232, Санкт-Петербург, | | | | |
| и издатель: | образовательное учреждение высшего образования | редакции: | пр. Большевиков, 22/1, к. 334/2 | | | | |
| | «Санкт-Петербургский государственный университет | Тел.: | +7 (812) 326-31-63, м. т. 2022, | | | | |
| | телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича» | E-mail: | +79643759970 | | | | |
| | (СПбГУТ) | Web: | <u>tuzs@spbgut.ru</u> | | | | |
| A | 101106 С П С | ВК: | <u>http://tuzs.sut.ru</u> | | | | |
| Адрес учредителя: | 191186, санкт-петероург, набережная реки моики, д. 61, литера А | | http://vk.com/spbtuzs | | | | |

Description

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

05.11.07. Optical and optoelectronic devices and complexes

05.11.18. Devices and methods of transformation of images and sound

05.12.04. Radio engineering, including television systems and devices

05.12.07. Antennas, microwave devices and its technologies

05.12.13. Systems, networks and devices of telecommunications

05.12.14. Radiolocation and radio navigation

05.13.01. System analysis, management and information processing

05.13.18. Mathematical modelling, numerical methods and complexes of programs

05.13.19. Methods and systems of information security, cybersecurity

Since 1960. Published 4 times per year. Published in Russian and English.

| Editorial Board | | | | | | |
|---|---|--|--|--|--|--|
| K.V. Dukel'skii Editor-in-chief | PhD, associate prof., executive Director of Open Joint Stock Company «S.I. Vavilov State Optical Institute» (SOI), Saint-Petersburg, Russia | | | | | |
| M.V. Buinevich Deputy editor-in-chief | 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. Koucheryavy | PhD, Tampere University of Technology, Tampere, Finland | | | | | |
| I. Hošek | PhD, Brno University of Technology, Brno, Czech Republic | | | | | |
| 0.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. Koucheryavy | 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. 77-77501 (prev. reg. on 04.07.2004: No. 77-17986)

Subscription index for joint catalog «PRESSA ROSSII»: 59983

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

| Contact Information | | | | | | |
|---------------------|---|--|--|--|--|--|
| Publisher: | Federal State Budget-Financed Educational Institution of Higher Education «The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications» (SPbSUT) | Post address: Phone: E-mail: Web: | 193232, Saint Petersburg, Prospekt Bolshevikov, 22/1 +7 (812) 326-31-63, local 2022, +79643759970 tuzs@spbgut.ru http://tuzs.sut.ru | | | |

Publisher 191186, Saint Petersburg, Moika river embankment, address: 61-A

CONTENTS СОДЕРЖАНИЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ, МЕТРОЛОГИЯ И ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ Bourdine A., Barashkin A., Burdin V., et al. Бурдин А.В., Барашкин А.Ю., Бурдин В.А. и др. Исследование характеристик опытного образца Researches of parameters of chiral few-mode optical 6 маломодового оптического волокна с увеличенной fiber pilot sample with improved height of step высотой ступенчатого профиля показателя преломления refractive index profile и наведенной киральностью Гузик В.Ф., Гушанский С.М., Потапов В.С. Guzik V., Gushansky S., Potapov V. Разработка и исследование квантовых моделей 20 Development and research of quantum преобразования изображений transformation models Radzievskaya T., Ivanov N., Tarasov S. Радзиевская Т.А., Иванов Н.Н., Тарасов С.А. Подходы к снижению потерь на рассеяние излучения 31 The reducing approaches of scattering losses в полимерных планарных оптических волноводах in polymer planar optical waveguides РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ Александров В.А., Буянов А.П., Маркова Л.В., Сиверс М.А. Aleksandrov V., Buyanov A., Markova L., Sivers M. Исследование цифровых методов генерации сигналов 42 Researching digital methods of generation signals гидроакустических фазированных антенных решеток of hydroacoustic phased antenna grids Пастернак Ю.Г., Ишенко Е.А., Пендюрин В.А., Фёдоров С.М. Pasternak Yu., Ishchenko E., Pendyurin V., Fedorov S. 54 Use of active metamaterial as a phase shifter Использование активного метаматериала в качестве интегрированного в волновод фазовращателя integrated into the waveguide Кузьмин С.В., Коровин К.О., Андропов А.В. Kuzmin S., Korovin K., Andropov A. 63 Методика проектирования экранированного Design technique for shielded multilayer directional многослойного направленного ответвителя coupler Николаев В.В., Рылов Е.А., Девяткин Д.В., Николаев Р.В. Nikolaev V., Rylov E., Devyatkin D., Nikolaev R. Численный анализ процессов переключения 71 Numerical analysis of switching processes в модуляторах класса D in class D Modulators Пашкевич В.Д., Голубев В.М., Проценко М.С. Pashkevich V., Golubev V., Protsenko M. Modeling and calculation characteristics Моделирование и расчет характеристик 81 АФАР КВ-диапазона на базе несимметричных of APAA HF-band based on whip antennas вертикальных вибраторов ИНФОРМАТИКА, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И УПРАВЛЕНИЕ Макаренко С.И., Смирнов Г.Е. Makarenko S., Smirnov G. Модель аудита защищенности объекта критической Model of security audit of a critical information infrastructure object with use the test cyber attacks

Модель аудита защищенности объекта критической
информационной инфраструктуры тестовыми
информационно-техническими воздействиями94Model of security aud
infrastructure objectСкатков А.В., Кротов К.В.

Скатков А.В., Кротов К.В. Организация web-ориентированного сервиса мониторинга окружающей среды с использованием данных дистанционного зондирования Земли и конвейеризации обработки данных

труды молодых ученых

| Спиркина А.В. Научные аспекты структурно-параметрического моделирования блокчейн-систем | 122 | <i>Spirkina A.</i> Scientific aspects of structural and parametric simulation modeling of blockchain systems |
|---|-----|---|
| Фицов В.В. Программная методика оценки эффективности аппаратного состава серверов системы глубокой инспекции пакетов с использованием модернизированного метода Хука – Дживса | 132 | <i>Fitsov V.</i> Software methodology for estimating the efficiency of the hardware composition of deep packet inspection system using the modernized Hocke – Jeeves method |

105

Organization of web-based environmental monitoring

service using earth remote sensing data

and pipelining data processing

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 УДК 681.7.068

DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-6-19

Исследование характеристик опытного образца маломодового оптического волокна с увеличенной высотой ступенчатого профиля показателя преломления и наведенной киральностью

А.В. Бурдин^{1, 2, 3, 4}, А.Ю. Барашкин¹, В.А. Бурдин¹, М.В. Дашков¹, В.В. Демидов², А.В. Хохлов², Е.В. Тер-Нерсесянц², А.С. Матросова^{2, 5}, Г.А. Пчелкин^{2, 6}, К.В. Дукельский^{2, 4, 5}, А.С. Евтушенко¹, Е.С. Зайцева¹, Я. Исмаил⁷, Ю. Йин⁸, А.А. Кузнецов⁹, О.Г. Морозов⁹, А.Ж. Сахабутдинов⁹, Ф. Петруччионе⁷, Г. Сингх¹⁰, М. Тивари¹⁰, В. Джаньяни¹⁰

¹Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики,

Самара, 443010, Российская Федерация

²Научно-производственное объединение Государственный оптический институт им. С.И. Вавилова,

Санкт-Петербург, 192171, Российская Федерация

³000 «ОптоФайбер Лаб»,

Сколково, Москва, 121205, Российская Федерация

⁴Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича,

Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

⁵Университет ИТМО,

Санкт-Петербург, 197101, Российская Федерация

⁶Санкт-Петербугский политехнический университет Петра Великого,

Санкт-Петербург, 195251, Российская Федерация

⁷Университет Квазулу-Натал,

Дурбан, 4001, Южно-Африканская Республика

⁸Научно-технический университет Китая,

Хефей, 230052, Китайская Народная Республика

⁹Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева – КАИ,

Казань, 420111, Российская Федерация

¹⁰Национальный технологический институт Малавии,

Джайпур, 302017, Республика Индия

*Адрес для переписки: bourdine@yandex.ru

Информация о статье Поступила в редакцию 24.02.2021

Принята к публикации 15.03.2021

Ссылка для цитирования: Бурдин А.В., Барашкин А.Ю., Бурдин В.А., Дашков М.В., Демидов В.В., Хохлов А.В., Тер-Нерсесянц Е.В., Матросова А.С., Пчелкин Г.А., Дукельский К.В., Евтушенко А.С., Зайцева Е.С., Исмаил Я., Йин Ц., Кузнецов А.А., Морозов О.Г., Сахабутдинов А.Ж., Петруччионе Ф., Сингх Г., Тивари М., Яниани В. Исследование характеристик опытного образца маломодового оптического волокна с увеличенной высотой ступенчатого профиля показателя преломления и наведенной киральностью // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 1. С. 6–19. DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-6-19

Аннотация: В работе представлены результаты исследования характеристик изготовленных опытных образцов кирального маломодового оптического волокна с увеличенной высотой ступенчатого профиля показателя преломления. Рассмотрены вопросы выбора технологических параметров указанного маломодового волоконного световода на основании проведенных расчетов строгим численным и приближенным методами анализа описанной волноводной структуры. Приведены построенные спектральные характеристики дисперсионных параметров модового состава. Представлены результаты экспериментальных измерений профиля лазерного пучка в ближнем поле, а также спектрального и импульсного откликов оптических сигналов, возбуждаемых когерентными источниками оптического излучения.

Ключевые слова: маломодовое оптическое волокно, ступенчатый профиль показателя преломления, высота профиля, маломодовый режим, киральность, дифференциальная модовая задержка.

Введение

Оптические волокна (OB) с наведенной киральностью (в данном случае, реализуемой путем закрутки вокруг собственной оси) известны с начала 1980-х годов. Оригинальная идея получения закрученного OB впервые была изложена в работе [1] и заключалась во вращении преформы с постоянной скоростью непосредственно в процессе вытяжки OB. Применительно к одномодовым OB эта концепция декларировалась как способ снижения поляризационной модовой дисперсии [1–4]. Для многомодовых OB наведенная киральность рассматривалась как один из методов снижения величины дифференциальной модовой задержки (ДМЗ) и, как следствие, увеличения полосы пропускания оптического сигнала [5, 6].

Цель настоящей работы состояла в адаптации стандартной технологии вытяжки волоконных световодов к получению оптических волноводов с наведенной киральностью, которая характеризовалась бы как малым, так и сравнительно большим количеством оборотов на единицу длины (обычно один метр), и ее апробации на изготовлении опытного образца маломодового ОВ (FMF, аббр. от англ. Few Mode Fiber) с увеличенной высотой ступенчатого профиля показателя преломления и контролируемой степенью киральности, а также теоретическом и экспериментальном исследовании ряда характеристик полученного волоконного световода, в том числе дисперсионных параметров модового состава, затухания, спектральных и импульсных откликов оптических сигналов, возбуждаемых когерентными источниками оптического излучения.

Численное моделирование модового состава излучения и эффективного показателя преломления ОВ с квазиступенчатым профилем показателя преломления

На первом этапе исследования методом конечных элементов в программном пакете COMSOL Multiphysics был проведен численный анализ модового состава излучения и расчет эффективного (волноводного) показателя преломления отдельных модовых составляющих серии задаваемых волоконных световодов со ступенчатым профилем показателя преломления, отличающихся задаваемой комбинацией диаметра сердцевины и высоты профиля / числовой апертуры, для получения однозначных рекомендаций по выбору технологических параметров и последующего изготовления опытного образца искомого FMF.

Основные сформулированные требования к описанному ОВ сводились к воспроизведению маломодового режима передачи 3-4 пространственных мод (*LP*₀₁, *LP*₁₁, *LP*₀₂) при возбуждении когерентным источником оптического излучения на оптической несущей центральной области «С»-диапазона длин волн.

Поиск мод выполнялся по ранее предложенной и успешно апробированной методике [7–9], предполагающей численное решение системы линейных уравнений Максвелла для случая однородного изотропного диэлектрика в отсутствии свободных зарядов и токов, сведенных к волновым уравнениям для векторов напряженности электрического (*E*) и магнитного (*B*) поля [10]:

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times E\right) - k_0^2 \varepsilon E = 0, \qquad (1)$$

где k_0 – волновое число в вакууме ($k_0 = 2\pi/\lambda$); ε – диэлектрическая проницаемость ($\varepsilon = n^2$, n – показатель преломления среды); μ – магнитная проницаемость.

С учетом наличия идеального согласованного слоя (PML, *аббр. от англ.* Perfectly Matched Layer) уравнение (1) преобразовывалось к виду [11]:

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu'} \nabla \times \frac{1}{[S]} E\right) - k_0^2 \varepsilon' \frac{1}{[S]} E = 0, \qquad (2)$$

где ε' и μ' – модифицированные диэлектрическая и магнитная проницаемости соответственно; [S] – матрица коэффициентов слоя PML [11].

Решением уравнения (2) является уравнение электромагнитной волны, распространяющейся вдоль направления *z*-оси световода [10]:

$$E(z,t) = E_0 \exp\left[j\left(\omega t - \frac{\omega}{c}n_{\rm eff}z\right)\right],$$
(3)

где E_0 – амплитуда напряженности электрического поля; ω – круговая частота; c – скорость света в вакууме; t – время.

Эффективный показатель преломления n_{eff} определяется путем численного решения уравнения (3). Интерпретация синтезированных решений в терминах линейно-поляризованных мод осуществляется путем сопоставления построенных на основании результатов расчета радиальных распределений полей с известными однозначно идентифицируемыми изображениями полей мод заданного порядка.

В таблице 1 приведено сравнение результатов, полученных в ходе проведенных строгим численным методом, реализованным в ПО COMSOL Multiphysics, расчетов для ОВ со ступенчатым профилем показателя преломления, с тремя выбранными значениями диаметра сердцевины (8,3; 10,0; 11,0 мкм) и числовой апертурой от 0,14 до 0,24 (что приблизительно соответствует разности показателей преломления сердцевины и оболочки 0,02) на длине волны λ = 1550 нм.

Анализ полученных результатов показывает, что для волоконных световодов с типовым диаметром сердцевины 8,3 мкм соответствующего «традиционным» одномодовым телекоммуникационным OB, условие отсечки для 3...4 пространственных мод формально выполняется при максимальном, из исследуемого диапазона, значении числовой апертуры *NA* = 0,24.

ТАБЛИЦА 1. Сопоставление результатов проведенного численного анализа ступенчатых ОВ диаметром оболочки 125 мкм для разных комбинаций диаметра сердцевины и параметра высоты профиля показателя преломления / числовой апертуры (λ = 1550 нм)

TABLE 1. Comparison of Computational Results of Analysis of Step-Index Optical Fibers with Cladding Diameter 125 μ m, Performed for Various Combinations of Core Diameter and Refractive Index Profile Height / Numerical Aperture (λ = 1550 nm)

| № п/п | Диаметр сердцевины, мкм | Числовая апертура | Модовый состав | n _{eff} | Δn_{eff} |
|----------|-------------------------------|----------------------|--|--|--|
| 1 | 8,3 | 0,14 | LP_{01} | 1,460478 | - |
| 2 | 8,3 | 0,16 | LP_{01} LP_{11} | 1,462210 1,457688 | 0,004522 |
| 3 | 8,3 | 0,18 | LP_{01} LP_{11} | 1,464263 1,459082 | 0,005181 |
| 4 | 8,3 | 0,20 | LP_{01} LP_{11} | 1,466624 1,460940 | 0,005684 |
| 5 | 8,3 | 0,22 | LP_{01} LP_{11} | 1,469284 1,463199 | 0,006085 |
| 6 | 8,3 | 0,24 | LP ₀₁ LP ₁₁ LP ₂₁ LP ₀₂ | 1,472237 1,465821 1,458136 1,457159 | 0,006416 0,014101 0,015078 |
| 7 | 10 | 0,14 | LP_{01} LP_{11} | 1,461181 1,457847 | 0,003334 |
| | | | | | |
| 17 | 11 | 0,22 | $LP_{01} \\ LP_{11} \\ LP_{21} \\ LP_{02}$ | 1,470808 1,466767 1,461642 1,460198 | 0,004041 0,009166 0,010610 |
| 18 | 11 | 0,24 | LP_{01} LP_{11} LP_{21} LP_{02} LP_{31} | 1,473847 1,469664 1,464288 1,462650 1,458078 | 0,004183 0,009559 0,011197 0,015769 |

Однако для данной конфигурации OB моды LP_{21} и LP_{02} характеризуются неприемлемо низкой устойчивостью к распространению на сравнительно дальние расстояния: анализ радиального распределения полей показывает, что основная мощность этих мод сосредоточена не в сердцевине, а в оболочке, и, несмотря на выполнение условия отсечки, их оптический фактор ограничения $P_{co} < 0,5$. По этой причине можно сделать заключение, что из всей серии проанализированных OB с сердцевиной диаметром 8,3 мкм ни одна из предложенных конфигураций не подходит для практической реализации в рамках поставленной задачи.

Аналогичное утверждение относится и к комбинации диаметра сердцевины 10 мкм и числовой апертуры NA = 0,2: здесь также высшие моды LP_{21} и LP_{02} удовлетворяют условию отсечки, но при этом характеризуются неприемлемо низким ($P_{co} < 0,5$) значением оптического фактора ограничения. В целом, искомый маломодовый режим функционирования при указанном диаметре сердцевины обеспечивается выбором числовой апертуры 0,22 и 0,24.

В свою очередь, для диаметра сердцевины 11 мкм, наилучшим образом условию распространения 3-4 пространственных мод отвечают две конфигурации ОВ – с числовой апертурой 0,20 и 0,22. При этом переход к NA = 0,24 приводит к выполнению условия отсечки для пятой нежелательной высшей моды LP_{31} , а выбор заниженной NA =0,18 – также к неприемлемо низкому значению оптического фактора ограничения $P_{co} < 0,5$ уже для низших направляемых мод LP_{21} и LP_{02} .

Таким образом, на основании анализа проведенных расчетов, было принято решение об изготовлении опытного образца FMF с диаметром сердцевины 11 мкм, «традиционным» для телекоммуникационных OB диаметром оболочки 125 мкм и числовой апертурой *NA* = 0,22 наиболее приемлемым, как с точки зрения практической реализации, так и достижения искомых характеристик.

Опытный образец FMF 11/125 с увеличенной высотой квазиступенчатого профиля показателя преломления и наведенной киральностью

В соответствии с выбранными технологическими параметрами, методом модифицированного химического газофазного осаждения (MCVD, *аббр. от англ.* Modified Chemical Vapor Deposition) была изготовлена преформа искомого FMF 11/125 с числовой апертурой *NA* = 0,22. На рисунке 1 представлен профиль показателя преломления указаной преформы OB с увеличенной высотой квазиступенчатого профиля показателя преломления.



Рис. 1. Профиль показателя преломления преформы FMF, измеренный с использованием рефрактометра P101 (Photon Kinetics)

Fig. 1. Refractive Index Pofile of FMF Preform, Measured by Refractometer P101 (Photon Kinetics)

В центре сердцевины (см. рисунок 1) профиля показателя преломления присутствует характерный для MCVD провал, обусловленный диффузией высоколетучего диоксида германия (GeO₂) в процессе синтеза преформы волоконного световода. При этом абсолютная высота профиля достигает $\sim 0,27$, а величина провала $\sim 0,08$. По этой причине для корректной оценки высоты профиля показателя преломления использовали подход, основанный на вычислении площади, занимаемой центральной (сердцевинной) частью, и нахождения эффективной высоты профиля. В этом случае значение высоты профиля составило $\sim 0,018$, что эквивалентно числовой апертуре NA = 0,22 для OB с сердцевиной диаметром 11 мкм.

На следующем этапе для получения эффекта с наведенной киральностью был модернизирован стандартный технологический процесс вытяжки ОВ, который обеспечил реализацию закрутки ОВ на данной стадии его изготовления. Традиционно преформа ОВ закрепляется в механическом патроне блока подачи преформы в жаровое пространство высокотемпературной печи вытяжной башни в стационарном положении и перетягивается без вращения. Однако в рассматриваемом случае для достижения контролируемой киральности ОВ в процессе вытяжки блок подачи был дополнительно оснащен шаговым двигателем, который осуществлял непрерывное вращение преформы с заданной скоростью. Минимальная скорость вращения двигателя составляла 20 об/мин, максимальная - 200 об/мин. С учетом того обстоятельства, что скорость вытягивания ОВ была выбрана минимальной (2-3 м/мин), в пересчете на степень наведенной киральности (закрутки вокруг собственной оси) это составило 10 и 66 об/м.

На рисунке 2 представлена фотография торца изготовленного опытного образца длины кирального FMF с диаметром сердцевины 11 мкм и числовой апертурой NA = 0,22, вытянутого из синтезированной преформы. На рисунке 3 приведен профиль пучка лазера (рабочая длина волны $\lambda = 1550$ нм), зарегистрированного на выходе тестируемого FMF с помощью ССD-камеры в ближнем поле.

Для оценивания влияния степени наведенной закрутки на потери изготовленного ОВ дополнительно были выполнены измерения спектральных характеристик коэффициента затухания α(λ) двух опытных образцов FMF с киральностью 10 и 66 об/м длиной по 50 м каждый (результаты представлены на рисунке 4). Измерения проводились методом обрыва с использованием галогенной лампы 64642 HLX (OSRAM), программируемого монохроматора ANDO, германиевого фотодиода (диапазон длин волн 900-1700 нм), оптического усилителя eLockIn (Anfatec Instruments) и измерителя оптической мощности ANDO AQ-1135E. Следует отметить, что основная цель на данном этапе изготовления опытного образца FMF 11/125 заключалась непосредственно в практической реализации маломодового режима передачи оптического сигнала за счет незначительного увеличения диаметра сердцевины и существенного увеличения высоты профиля показателя преломления при одновременном наведении киральности.



Рис. 2. Фотография торца изготовленного опытного образца длины 4-модового FMF с диаметром сердцевины 11 мкм и числовой апертурой NA = 0,22, вытянутого из синтезированной преформы (изображение получено с использованием оптического микроскопа высокого разрешения Nikon Eclipse N-U)

Fig. 2. Photograph of Fabricated Pilot 4-Mode FMF Sample with Core Diameter 11 µm and Numerical Aperture NA = 0,22, Drawn from Manufactured Preform (Image Was Shot by High Resolution Optical Microscope Nikon Eclipse N-U)





Fig. 3. Laser Beam Profile (Operating Wavelength of Laser Source is $\lambda = 1550$ nm), Measured at the Tested FMF Sample Output by CCD-Camera in the Near-Filed



Рис. 4. Спектральная характеристика коэффициента затухания изготовленного опытного образца FMF 11/125 с наведенной киральностью

Fig. 4. Chiral Pilot FMF 11/125 Fabricated Sample Attenuation Spectral Curve

По этой причине, изготовление преформы ОВ осуществлялось по упрощенному сценарию без удаления гидроксильных примесей ОН-, что и привело к появлению характерных резонансных «водяных» пиков на спектральной характеристике коэффициента затухания α(λ). Аналогичным образом, ожидаемо повышенное затухание в центральных областях «С»- и «О»-диапазонов длин волн, достигающее практически 7...8 дБ/км, объясняется отказом (в целях упрощения технологического процесса и снижения расхода реактивов) от проведения «традиционной» корректирующей операции добавления фтора F при записи преформы в области сердцевины для снижения негативного влияния диоксида германия GeO2 на увеличение затухания. Вместе с тем, обращает на себя внимание, что, в целом, для FMF с закруткой 66 об/м коэффициент затухания на «плоских» интервалах спектральной характеристики между резонансными пиками, несколько ниже, по сравнению с 10 об/м, что, по всей видимости, обусловлено «сглаживанием» технологических дефектов профиля показателя преломления, характерных для MCVD-технологии, при более высокой скорости вращения преформы.

Расчет дисперсионных параметров модового состава опытного образца FMF 11/125 с увеличенной высотой ступенчатого профиля показателя преломления

На следующем этапе был проведен расчет спектральных характеристик дисперсионных параметров модового состава рассматриваемого FMF. Для этой цели было предложено использовать ранее разработанный простой и быстрый приближенный метод, который является модификацией приближения Гаусса, обобщенной на случай оценки параметров передачи мод произвольного порядка, распространяющихся в слабо направляющем волоконном световоде с произвольным осесимметричным профилем показателя преломления [12] с уточнением (при необходимости) полученных решений строгим численным методом смешанных конечных элементов [13]. Указанное обобщение модификации приближения Гаусса (ОМПГ) базируется на совместном применении метода стратификаций [14] в сочетании с «классическим» приближением Гаусса [15]. Использование метода стратификаций позволяет отказаться от представления профиля показателя преломления, исследуемого ОВ с помощью одной или совокупности гладких функций, а, напротив, непосредственно обеспечить его детализированное воспроизведение.

Такой подход существенно снижает погрешность вычислений при решении прямой задачи расчета параметров передачи модового состава волоконного световода с увеличенным, по сравнению с одномодовыми ОВ, диаметром сердцевины и сложной формой профиля показателя преломления [12, 13]. В результате это позволяет ограничиться одним вариационным параметром - нормированным эквивалентным радиусом пятна моды *R*₀, который, в рамках приближения Гаусса, является базовым и полностью определяет искомые характеристики моды. Здесь для представления радиального распределения поля моды заданного порядка исследуемого ОВ используется известное аппроксимирующее выражение, соответствующее точному решению скалярного волнового уравнения для слабо направляющих ОВ с идеальным неограниченным параболическим профилем показателя преломления, записанное в базисе функций Лагерра – Гаусса [15]. Все это в итоге позволяет перейти к аналитической форме записи вариационного выражения и характеристического уравнения в виде конечных вложенных сумм и далее к их производным в рамках перехода к расчету модовой задержки и коэффициента хроматической дисперсии, что существенно снижает требования к вычислительным ресурсам даже при оценивании дисперсионных параметров мод высших порядков при одновременно малой (менее 1 % [12, 13]) погрешности вычислений.

На рисунке 5 представлен эквивалентный квазиступенчатый профиль показателя преломления, анализируемого FMF 11/125 с числовой апертурой NA = 0,22, восстановленный по данным протокола измерения, вытянутого из преформы OB. На первом этапе был проведен расчет оптического фактора ограничения модового состава указанного FMF 11/125 для области длин волн $\lambda = 700...1700$ нм.



Рис. 5. Эквивалентный квазиступенчатый профиль с увеличенной высотой, восстановленный по данным протокола измерения



Результаты представлены в виде диаграммы на рисунке 6. Анализ полученных данных показывает, что искомый 4-модовый режим функционирования для исследуемого ОВ достигается в спектральном диапазоне $\lambda = 1450...1700$ нм. В целом, для нижнего предела исследуемой области длин волн ($\lambda = 700$ нм) условию отсечки формально удовлетворяет 38 мод LP_{lm} вплоть до l = 7 азимутального и m = 9 радиального порядков.



Рис. 6. Диаграмма распределения оптического фактора ограничения модового состава FMF 11/125 в области длин волн λ = 700...1700 нм

Fig. 6. Diagram of Optical Confinement Factor Distribution Between Modes of FMF 11/125 Over Wavelength Band λ = 700...1700 nm

Однако, с точки зрения критерия по значению оптического фактора ограничения *P*_{co} ≥ 0,5, на этой же длине волны из них направляемыми являются только 19 мод также до *l* = 7 азимутального, но уже до m = 4 радиального порядков. В свою очередь, в центральной области «О»-диапазона (второе окно прозрачности: λ = 1300 нм), исследуемое ОВ поддерживает распространение 6 направляемых мод: помимо перечисленных в предыдущем разделе мод LP01, LP11, LP21, LP02, на данной оптической несущей условию отсечки при одновременно критерию $P_{co} \ge 0,5$ также удовлетворяют моды LP_{12} и LP_{31} , Для перечисленных направляемых мод в указанном исследуемом диапазоне длин волн был проведен расчет дисперсионных параметров, результаты которого представлены на рисунках 7 и 8.

Анализ кривых модовой задержки показывает, что в области длины волны λ = 1300 нм ДМЗ достигает 18,35 нс/км, в то время как для оптической несущей λ = 1550 нм, благодаря «подавлению» двух высших мод *LP*₁₂ и *LP*₃₁, для которых не выполняется условие отсечки, значение ДМЗ уже составляет 14,93 нс/км. С точки зрения сопоставления спектральных характеристик коэффициента хроматической дисперсии основной и высших мод, полученные кривые, в целом, напоминают графики коэффициента хроматической дисперсии для стандартных одномодовых ОВ рек. ITU-T G.652 [16]. Здесь также длина волны нулевой дисперсии основной моды и мод высших порядков находится в диапазоне 1300...1350 нм. Максимальный разброс значений данного параметра D между высшими модами составил 27,09 пс/(нм•км)на длине волны 1300 нм и 4,97 пс/(нм•км) для оптической несущей 1550 нм.



Рис. 7. Спектральная характеристика модовой задержки Fig. 7. Mode Delay Spectral Curve



Рис. 8. Спектральная характеристика коэффициента хроматической дисперсии

Fig. 8. Chromatic Dispersion Parameter Spectral Curves

Результаты измерения карты дифференциальной модовой задержки опытного образца FMF 11/125 с увеличенной высотой квазиступенчатого профиля показателя преломления

На следующем этапе были проведены измерения карты ДМЗ, выполненные в соответствии с общим подходом ратифицированных стандартов TIA-455-220-А/FOTP-220 и IEC 60793-2-10, которые предполагают поэтапное снятие (сканирование) полигона импульсных откликов маломодового оптического сигнала, вводимого в торец тестируемого ОВ через одномодовый согласующий световод сначала центрированно и далее с заданным прецизионным радиальным смещением относительно центра сердцевины.

Упрощенная структурная схема измерительной установки представлена на рисунке 9. Генерация опорного зондирующего оптического импульса и, соответственно, регистрация его отклика на выходе тестируемого ОВ осуществляется с помощью лабораторного комплекта анализатора ДМЗ R2D2, функционирующего на принципах стробоскопического эффекта [17–19]. Источник анализатора – лазерный диод с резонатором Фабри-Перо «1» - возбуждает одиночный опорный зондирующий оптический импульс квазигауссовой формы (рисунок 10) с длительностью на уровне половины амплитуды (FWHM, аббр. от англ. Full Width at a Half Maximum) FWHM = 340 пс на длине волны λ = 1310 нм. Лазерный диод пигтелирован стандартным одномодовым ОВ рек. ITU-T G.652, оконцованного типовым волоконно-оптическим коннектором FC/PC «2», подключенным с внутренней стороны лицевой панели анализатора через проходную розетку этого же типа «З». С внешней стороны к разъему «З» подключается также стандартный одномодовый пигтейл FC/PC «4», через который непосредственно и осуществляется ввод опорного зондирующего оптического сигнала в тестируемый образец FMF 11/125 «6». Соединение волокна пигтейла «4» и FMF «6» реализуется с помощью сварочного аппарата Ericsson FSU-975 «5», при

R2D2

этом используется программа № 8 «Аттенюатор» [20], позволяющая непосредственно задавать прецизионное значение осевого смещения *d*, мкм центров сердцевин, соединяемых OB. Здесь параметр требуемого ослабления (*om англ.* Desired Attenuation) устанавливался равным 0 дБ, в то время как параметр коррекции смещения (*om англ.* Offset Adjustment) для каждого последующего сварного соединения увеличивался на $\Delta d = 1,0$ мкм вплоть до полного отсутствия отклика сигнала на мониторе R2D2 из-за неприемлемо высоких потерь, обусловленных слишком большим осевым смещением на вводе. Как результат, для исследуемого FMF 11/125 сканирование ввода было реализовано в диапазоне значений *d* от 0 до 9 мкм.



Рис. 9. Структурная схема установки для измерения карты ДМЗ опытного образца кирального FMF 11/125 с увеличенной высотой квазиступенчатого профиля показателя преломления

Fig. 9. Block-Scheme of DMD Measurement Setup for Testing of Pilot FMF 11/125 Sample with Improved Quasi-Step Refractive Index Profile Height

Результаты измерения карты ДМЗ опытного образца кирального FMF 11/125 протяженностью 50 м с наведенной закруткой 66 об/м и увеличенной высотой квазиступенчатого профиля показателя преломления представлены на рисунке 11. Несмотря на достаточно короткую длину тестируемого OB, наблюдается существенное проявление эффекта ДМЗ, что частично объясняется наличием двух дополнительных высших мод *LP*₁₂ и *LP*₃₁ (помимо четырех базовых – основной LP_{01} и трех высших – LP_{11} , *LP*₀₂ и *LP*₂₁) в модовом составе оптического сигнала на оптической несущей λ = 1310 нм. При этом в пределах осевого смещения *d* = 0...6 мкм значение ДМЗ составляет порядка 550 пс, в то время как при вводе зондирующего оптического сигнала ближе к границе раздела сердцевина/оболочка ДМЗ увеличивается уже до 1,05 нс и более.

На рисунке 12 приведены результаты оценки среднеквадратической длительности (RMS, *аббр. от англ.* Root Mean Square) зарегистрированных на выходе тестируемого FMF импульсных откликов в зависимости от введенного смещения ввода опорного

зондирующего оптического сигнала. Расчет RMS выполнялся в соответствии с известной методикой анализа импульсов произвольной формы, подробно изложенной в [21]. Данный параметр варьируется в диапазоне *RMS* = 650...780 пс в исследуемом интервале значений смещения на вводе *d* = 0...9 мкм.

Для проведения следующей серии тестов, схема (см. рисунок 9) была модифицирована катушкой длины многомодового ОВ 50/125 длиной порядка 500 м первого поколения (Кат. ISO/IEC OM2 [16]), отличающаяся сильным проявлением эффекта ДМЗ, во многом обусловленном наличием характерного технологического дефекта градиентного профиля показателя преломления в виде габаритного провала в центре сердцевины ОВ.

Одна из описанных модификаций схемы приведена на рисунке 13. Здесь указанная длина многомодового ОВ «11», оконцованная с одной стороны многомодовым пигтейлом FC/PC «4», подключается к источнику передающего модуля анализатора R2D2 «1», в то время как второй конец этой 500 м длины ОВ «11» с помощью сварочного аппарата Ericsson FSU-975 «5» соединяется с 50-метровым тестируемым опытным образцом FMF 11/125 «6» также центрированно и далее с введенным заданным прецизионным осевым смещением. Вторая модификация схемы, соответственно, предполагала включение катушки многомодового OB «11» на приемной, а исследуемого FMF 11/125 – на передающей стороне.



Рис. 10. Опорный зондирующий импульс анализатора ДМЗ R2D2 (квазигауссова форма, длительность 340 пс, длина волны λ = 1310 нм)

Fig. 10. Reference Optical Impulse of DMD Analyzer R2D2 (Quasi-Gaussian Pulse Shape form, Pulse Width FWHM = 340 ps, Wavelength $\lambda = 1310$ nm)

Таким образом, в данном случае ввод опорного зондирующего сигнала уже осуществлялся через 50метровую длину FMF, которое рассматривалось как согласующее устройство «лазер – многомодовое OB». Результаты измерения карты ДМЗ для обеих описанных модификаций структурной схемы измерения приведены на рисунке 14. В первом случае (включение FMF на приемной стороне) был реализован диапазон осевого смещения на стыке многомодового OB и FMF 11/125 d = 0...12 мкм, во втором случае – FMF со стороны источника оптического излучения – d = 0...16 мкм. Сопоставление полученных в результате измерения карт ДМЗ демонстрирует существенное отличие от характера и степени проявления данного эффекта. В частности, при включении FMF 11/125 на приемной стороне значение ДМЗ варьируется в диапазоне 1,57...1,59 нс, в то время как включение FMF 11/125 на передающей стороне при установке смещения более 4 мкм приводит увеличению ДМЗ до 2,0...2,5 нс.



Рис. 11. Результаты измерения карты ДМЗ опытного образца FMF 11/125 протяженностью 50 м





Рис. 12. Диаграмма динамики изменения RMS длительности оптического импульса при увеличении осевого смещения на вводе

Fig. 12. Diagram of RMS under Offset Launching Condition Variation



Рис. 13. Модификация схемы для измерения карты ДМЗ опытного образца кирального FMF 11/125 с увеличенной высотой квазиступенчатого профиля показателя преломления, дополненная на передающей стороне многомодовым ОВ 50/125 первого поколения (Кат. ISO/IEC OM2) длиной 500 м

Fig 13. Modification of Block-Scheme for DMD Map Measurement of Pilot FMF 11/125 Sample with Improved Quasi-Step Refractive Index Profile Height, Upgraded by the First Generation Multimode Optical Fiber 50/125 (Cat. ISO/IEC OM2) with Length 500 m, Installed at the Transmitter End



Рис. 14. Результаты измерения карты ДМЗ при подключении FMF 11/125 к многомодовому OB: приемная (а) и передающая (b) сторона

Fig. 14. Results of DMD Map Measurements under FMF 11/125 Connection to Multimode Optical Fiber: Receiver (a) and Transmitter (b) End



Рис. 15. Диаграмма динамики изменения RMS длительности оптического импульса при увеличении осевого смещения на вводе: FMF на приемной (а) и передающей (b) стороне

Fig. 15. Diagram of RMD Dynamics under Offset Launching Condition Variation: FMF Installed at the Receiver (a) and Transmitter (b) End

На рисунке 15 приведены результаты оценки RMS-длительности импульсных откликов, полученных в ходе измерения карты ДМЗ. Анализ и сопоставление построенных диаграмм динамики RMS-длительности при изменении внесенного прецизионного осевого рассогласования на стыке многомодового ОВ и FMF, в зависимости от последовательности включения волокон описанной комбинированной макетной линии, показывает, что ход диаграмм, в целом, отличается, вместе с тем верхняя граница RMS для обоих случаев достигает 0,74 нс при центрированном соединении и малых смещениях. В свою очередь, при включении FMF на приемной стороне, значение RMS составляет не менее 0,67 нс, а на передающей – может снижаться до 0,60 нс и менее.

Заключение

Работа посвящена разработке, практической реализации, а также экспериментальным и теоретическим исследованиям характеристик киральных FMF 11/125 с наведенной закруткой и увеличенной высотой квазиступенчатого профиля показателя преломления, поддерживающего четырехмодовый режим функционирования в «С»-диапазоне длин волн.

На основании проведенного моделирования указанной конструкции ОВ, сделан выбор и обоснование технологических параметров FMF: диаметр сердцевины 11 мкм, диаметр оболочки 125 мкм, числовая апертура *NA* = 0,22.

Приведено описание успешно реализованного технологического процесса наведения киральности в процессе вытяжки волоконного световода за счет вращения преформы, что потребовало проведение соответствующей модернизации блока подачи вытяжной башни.

Представлено описание изготовленного опытного образца FMF 11/125 с закруткой 10 и 66 об/м, приведены результаты измерения профиля пучка лазерного источника оптического излучения (λ = 1550 нм) в ближнем поле, а также спектральной характеристики коэффициента затухания, значение которого в «С»- и «О»-диапазонах длин волн, ожидаемо составило 7...8 дБ/км, что объясняется в целях упрощения технологического процесса и расхода реактивов отказом от проведения «традиционной» корректирующей операции добавления фтора F при записи преформы в области сердцевины для снижения негативного влияния диоксида германия GeO₂ на увеличение затухания.

Представлены результаты теоретического расчета FMF 11/125 с увеличенной высотой квазиступенчатого профиля показателя преломления, восстановленного по данным протокола измерения. Определен модовый состав, удовлетворяющий условию отсечки для «С»- и «О»-диапазонов длин волн.

Построены спектральные характеристики дисперсионных параметров указанного модового состава – модовой задержки и коэффициента хроматической дисперсии. Анализ кривых модовой задержки показал, что в области длины волны λ = 1300 нм ДМЗ достигает 18,35 нс/км, в то время как для оптической несущей λ = 1550 нм, значение ДМЗ составило 14,93 нс/км.

С точки зрения сопоставления спектральных характеристик коэффициента хроматической дис-

персии основной и высших мод, полученные кривые в целом напоминают графики коэффициента хроматической дисперсии для стандартных одномодовых ОВ рек. ITU-T G.652: длина волны нулевой дисперсии основной моды и мод высших порядков находится в диапазоне 1300...1350 нм.

Проведены измерения карт ДМЗ, выполненные в соответствии с общим подходом ратифицированных стандартов TIA-455-220-A/FOTP-220 и IEC 60793-2-10, которые предполагают поэтапное снятие (сканирование) полигона импульсных откликов маломодового оптического сигнала, вводимого в торец тестируемого ОВ через одномодовый согласующий световод сначала центрированно и далее с заданным прецизионным радиальным смещением относительно центра сердцевины.

Полученные результаты измерений карт ДМЗ, проведенных как отдельно для опытного образца кирального FMF 11/125, так и в комбинации с многомодовым OB 50/125 первого поколения, отличающегося сильным проявлением эффекта ДМЗ, показывают потенциальную возможность применения разработанного волоконного световода для задач управления дисперсионными параметрами селективного модового состава для ряда приложений телекоммуникационных и сенсорных сетей.

ИСТОЧНИК ФИНАНСИРОВАНИЯ

Работа подготовлена при финансовой поддержке РФФИ, DST, NSFC и NRF в рамках научного проекта № 19-57-80016 БРИКС_т.

Список используемых источников

1. Barlow A.J., Ramskov-Hansen J.J., Payne D.N. Birefringence and polarization mode dispersion in spun single-mode fibers // Applied Optics. 1981. Vol. 20. PP. 2962–2968. DOI:10.1364/A0.20.002962

2. Hart A.C. Jr., Huff R.G., Walker K.L. Method of making a fiber having low polarization mode dispersion due to a permanent spin. U.S. Patent, no. 5298047, 29.03.1994.

3. Blaszyk P.E., Christoff W.R., Gallagher D.E., Hawk R.M., Kiefer W.J. Method and apparatus for introducing controlled spin in optical fibers. U.S. Patent, no. 6324872 B1, 04.12.2001.

4. Li M.-J., Chen X., Nolan D.A. Fiber spinning for reducing polarization mode dispersion in single-mode fibers: theory and applications // Proceedings of SPIE. 2003. Vol. 5247. PP. 97–110. DOI:10.1117/12.512063

5. DiGiovanni D.J., Golowich S.E., Jones S.L., Reed W.A. Method of making an improved multimode optical fiber and fiber made by method. Patent U.S., no. 2001019652A1, 06.09.2001.

6. DiGiovanny D.J., DiMarcello F.V., Jiang X.L.; Oulundsen G.E., Pandit S.P. Multimode optical fiber with increased bandwidth. Patent U.S., no. 2004228590A1, 18.11.2004.

7. Гатчин Ю.А., Демидов В.В., Дукельский К.В., Тер-Нерсесянц Е.В. Квазиодномодовые световоды с увеличенным размером сердцевины на основе микроструктур негексагонального типа // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 3. С. 37–42. DOI:10.31854/1813-324X-2017-3-3-37-42

8. Демидов В.В., Дукельский К.В., Леонов С.О., Матросова А.С. Нелинейно-оптические преобразования пикосекундных лазерных импульсов в многомодовых микроструктурированных световодах с умеренной нелинейностью // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 1. С. 61–66. DOI:10.31854/1813-324X-2018-1-61-66

9. Ананьев В.А., Демидов В.В., Леонов С.О., Никоноров Н.В. Полые антирезонансные световоды с большой эффективной площадью модового поля для работы в ближней и средней ИК-областях спектра // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 1. С. 6–14. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-1-6-14

10. Agrawal G.P. Nonlinear fiber optics. Burlington: Academic Press, 2012. 648 p.

11. Olszewski J., Szpulak M., Urbanczyk W. Effect of coupling between fundamental and cladding modes on bending losses in photonic crystal fibers. Optics Express. 2005. Vol. 13. Iss. 16. PP. 6015–6022. DOI:10.1364/opex.13.006015

12. Bourdine A.V. Modeling and simulation of piecewise regular multimode fiber links operating in a few-mode regime // Advances in Optical Technologies. 2013. Vol. 2013. DOI:10.1155/2013/469389

13. Bourdine, A.V., Delmukhametov, O.R. Calculation of transmission parameters of the launched higher-order modes based on the combination of a modified Gaussian approximation and a finite element method // Telecommunications and Radio Engineering. 2013. Vol. 72. Iss. 2. PP. 111–123. DOI:10.1615/TelecomRadEng.v72.i2.30

14. Адамс М. Введение в теорию оптических волноводов. Пер. с англ. М.: Мир, 1984. 512 с.

15. Снайдер А., Лав Дж. Теория оптических волноводов. Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1987. 656.

16. Листвин А.В., Листвин В.Н., Швырков Д.В. Оптические волокна для линий связи. М.: ЛЕСАРарт, 2003. 288 с.

17. Бурдин А.В. Дифференциальная модовая задержка кварцевых многомодовых оптических волокон разных поколений // Фотон-Экспресс. 2008. № 5-6(69-70). С. 20–22.

18. Бурдин А.В. О диагностике дифференциальной модовой задержки многомодовых оптических волокон // Инфокоммуникационные технологии. 2008. Т. 6. № 4. С. 33–38.

19. Bourdine A.V., Prokopyev V.I., Dmitriev E.V., Yablochkin K.A. Results of conventional field-test equipment application for identification of multimode optical fibers with high DMD // Proceedings of Optical Technologies for Telecommunications (Kazan, Russian Federation, 25–27 November 2008). 2009. Vol. 7374. PP. 73740J-01–73740J-07. DOI:10.1117/12.829038

20. Ericsson FSU-975. Руководство пользователя. Пер. с англ. Ericsson, 2001. 76 с.

21. Гауэр Дж. Оптические системы связи. Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1989. 504 с.

* * *

Researches of Parameters of Chiral Few-Mode Optical Fiber Pilot Sample with Improved Height of Step Refractive Index Profile

A. Bourdine^{1, 2, 3, 4}, A. Barashkin¹, V. Burdin¹, M. Dashkov¹, V. Demidov²,

A. Khokhlov², E. Ter-Nersesyants², A. Matrosova^{2, 5}, G. Pchelkin^{2, 6}, K. Dukel'skii^{2, 4, 5},

A. Evtushenko¹, E. Zaitseva¹, Ya. Ismail⁷, Ju. Yin⁸, A. Kuznetsov⁹, O. Morozov⁹

A. Sakhabutdinov⁹, F. Petruccione⁷, G. Singh¹⁰, M. Tiwari¹⁰, V. Janyani¹⁰

¹Povolzhskiy State University of Telecommunications & Informatics,

Samara, 443010, Russian Federation

²Research and Production Association S.I. Vavilov State Optical Institute,

St. Petersburg, 192171, Russian Federation

³OptoFiber Lab, LLC,

Skolkovo Innovation Center, Moscow, 143026, Russian Federation

⁴The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications,

St. Petersburg, 193232, Russian Federation

5ITMO University,

St. Petersburg, 197101, Russian Federation

⁶Peter the Great Saint Petersburg Polytechnic University,

St. Petersburg, 194064, Russian Federation

⁷University of KwaZulu-Natal,

Durban, 4001, South Africa

8University of Science and Technology of China,

Shanghai, China

9Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev - KAI,

Kazan, 420111, Republic of Tatarstan, Russian Federation

¹⁰Malaviya National Institute of Technology,

Jaipur, 302017, Republic of India

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-6-19 Received 24th February 2021 Accepted 15th March 2021

For citation: Bourdine A., Barashkin A., Burdin V., Dashkov M., Demidov V., Khokhlov A., Ter-Nersesyants E., Matrosova A., Pchelkin G., Dukelskii K., Evtushenko A., Zaitseva E., Ismail Ya., Yin Ju., Kuznetsov A., Morozov O., Sakhabutdinov A., Petruccione F., Singh G., Tiwari M., Janyani V. Researches of Parameters of Chiral Few-Mode Optical Fiber Pilot Sample with Improved Height of Step Refractive Index Profile. *Proc. of Telecom. Universities.* 2021;7(1):6–19. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-6-19

16

Abstract: This work presents results of researhes of fabricated pilot sample of chiral few-mode optical fiber (FMF) with induced twisting of 10 and 66 revolutions per meter, core diameter 11 μ m (that almost corresponds to standard singlemode optical fibers), typical "telecommuniction" cladding diameter 125 μ m and improved height of step refractive index profile. Proposed few-mode optical fiber supports 4 guided modes over "C"-band. We considered design and selection of desired technological parameters, based on results of computations, performed by both rigorous and approximation methods. Spectral curves of dispersion parameters are reprented as well as results of experimental measurements near-field laser beam profile and spectral and pulse responces of laser-excited optical signals.

Keywords: *few-mode optical fiber, step refractive index profile, refractive index profile height, few-mode regime, chirality, differential mode delay.*

FUNDING

This research was funded by RFBR, DST, NSFC and NRF according to the research project 19-57-80016 BRICS_t.

References

1. Barlow A.J., Ramskov-Hansen J.J., Payne D.N. Birefringence and polarization mode dispersion in spun single-mode fibers. *Applied Optics*. 1981;20:2962–2968. DOI:10.1364/A0.20.002962

2. Hart A.C. Jr., Huff R.G., Walker K.L. *Method of making a fiber having low polarization mode dispersion due to a permanent spin*. U.S. Patent, no. 5298047, 29th March 1994.

3. Blaszyk P.E., Christoff W.R., Gallagher D.E., Hawk R.M., Kiefer W.J. *Method and apparatus for introducing controlled spin in optical fibers*. U.S. Patent, no. 6324872 B1, 4th December 2001.

4. Li M.-J., Chen X., Nolan D.A. Fiber spinning for reducing polarization mode dispersion in single-mode fibers: theory and applications. *Proceedings of SPIE*. 2003;5247:97–110. DOI:10.1117/12.512063

5. DiGiovanni D.J., Golowich S.E., Jones S.L., Reed W.A. *Method of making an improved multimode optical fiber and fiber made by method*. Patent U.S., no. 2001019652A1, 06.09.2001.

6. DiGiovanny D.J., DiMarcello F.V., Jiang X.L.; Oulundsen G.E., Pandit S.P. *Multimode optical fiber with increased bandwidth*. Patent U.S., no. 2004228590A1, 18.11.2004.

7. Gatchin Y., Demidov V., Dukelskii K., Ter-Nersesyants E. Quasi-Single-Mode Fibers with Increased Core Size Based on Non-Hexagonal Type Microstructures. *Proc. of Telecom. Universities.* 2017;3(3):37–42 (In Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2017-3-3-37-42

8. Demidov V., Dukelskii K., Leonov S., Matrosova A. Nonlinear Optical Transformation of Picosecond Laser Pulses in Multimode Microstructured Fibers with Limited Nonlinearity. *Proc. of Telecom. Universities.* 2018;4(1):61–66. (In Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2018-1-61-66

9. Ananyev V., Demidov V., Leonov S., Nikonorov N. Hollow-Core Antiresonant Fibers with a Large Effective Mode Area for Operation in the Near- and Mid-IR Spectral Regions. *Proc. of Telecom. Universities.* 2019;5(1):6–14. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-1-6-14

10. Agrawal G.P. *Nonlinear fiber optics*. Burlington: Academic Press; 2012. 648 p.

11. Olszewski J., Szpulak M., Urbanczyk W. Effect of coupling between fundamental and cladding modes on bending losses in photonic crystal fibers. *Optics Express*. 2005;13(16):6015–6022. DOI:10.1364/opex.13.006015

12. Bourdine A.V. Modeling and simulation of piecewise regular multimode fiber links operating in a few-mode regime. *Advances in Optical Technologies*. 2013;2013. DOI:10.1155/2013/469389

13. Bourdine, A.V., Delmukhametov, O.R. Calculation of transmission parameters of the launched higher-order modes based on the combination of a modified Gaussian approximation and a finite element method. *Telecommunications and Radio Engineering*. 2013;72(2):111–123. DOI:10.1615/TelecomRadEng.v72.i2.30

14. Adams M. Introduction to the Theory of Optical Waveguides. Moscow: Mir Publ.; 1984. 512 p. (in Russ.)

15. Snyder A., Love J. Optical Waveguide Theory. Moscow: Radio i sviaz Publ.; 1987. 656 p. (in Russ.)

16. Listvin A.V., Listvin V.N., Shvyrkov D.V. *Optical fibers for communication lines*. Moscow: LESARart Publ.; 2003. 288 p. (in Russ.)

17. Bourdin A.V. Differential Mode Delay of Different Generations of Quartz Multimode Optical Fibers. *Foton-Ekspress*. 2008;5-6(69-70):20–22. (in Russ.)

18. Bourdin A.V. About Multimode Optical Fiber Differential Mode Delay Diagnostics. *Infokommunikacionnye tehnologii*. 2008;6(4):33–38. (in Russ.)

19. Bourdine A.V., Prokopyev V.I., Dmitriev E.V., Yablochkin K.A. Results of conventional field-test equipment application for identification of multimode optical fibers with high DMD. *Proceedings of Optical Technologies for Telecommunications*, *25–27 November 2008, Kazan, Russian Federation*. 2009. vol.7374. p.73740J-01–73740J-07. DOI:10.1117/12.829038

20. User's manual for the FSU 975 single fiber fusion splicer by Ericsson. Available from: https://issuu.com/fusionsplicers_org/docs/ericsson_fsu975_man_20110823_201414 [Accessed 02nd March 2021]

21. Gower J. Optical Communication Systems. Moscow: Radio i sviaz Publ.; 1989. 504 p. (in Russ.)

Сведения об авторах:

| БУРДИН Антон Владимирович | доктор технических наук, заместитель генерального директора по науч- ной работе и развитию Научно-производственного объединения «Госу- дарственный оптический институт им. С.И. Вавилова», профессор кафедры линий связи и измерений в технике связи Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, профессор кафедры фо- тоники и линий связи Санкт-Петербургского государственного универси- тета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, <u>bourdine@yandex.ru</u> https://orcid.org/0000-0001-8737-5486 |
|---------------------------------------|---|
| БАРАШКИН Алексей Юрьевич | аспирант кафедры линий связи и измерений в технике связи Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, <u>aleksej.barashkin@bk.ru</u> |
| БУРДИН Владимир Александрович | доктор технических наук, заведующий кафедрой линий связи и измерений в технике связи Поволжского государственного университета телекомму- никаций и информатики, <u>burdin@psati.ru</u> bttps://orcid.org/0000-0003-1723-9168 |
| ДАШКОВ Михаил Викторович | кандидат технических наук, доцент кафедры линий связи и измерений в технике связи Поволжского государственного университета телекомму- никаций и информатики, <u>mvd.srttc@gmail.com</u> bhtps://orcid.org/0000-0002-3919-4151 |
| ДЕМИДОВ Владимир Витальевич | начальник Научного отделения № 6 «Волокно» Научно-производствен- ного объединения «Государственный оптический институт им. С.И. Вави- лова», <u>demidov@goi.ru</u> © https://orcid.org/0000-0003-2545-2487 |
| ХОХЛОВ Александр Вадимович | ведущий инженер Научного отделения № 6 «Волокно» Научно-производ- ственного объединения «Государственный оптический институт им. С.И. Вавилова», <u>khokhlov@goi.ru</u> |
| ТЕР-НЕРСЕСЯНЦ Егише Вавикович | кандидат технических наук, старший научный сотрудник, начальник лаборатории Научного отделения № 6 «Волокно» Научно-производствен- ного объединения «Государственный оптический институт им. С.И. Вави- лова», <u>ter@goi.ru</u> |
| МАТРОСОВА Александра Сергеевна | младший научный сотрудник Научного отделения № 6 «Волокно» Научно- производственного объединения «Государственный оптический институт им. С.И. Вавилова», аспирант факультета Фотоники и оптоинформатики Национально-исследовательского университета ИТМО, <u>a.pasishnik@gmail.com</u> в https://orcid.org/0000-0001-8594-741X |
| ПЧЕЛКИН Григорий Александрович | техник Научного отделения №6 «Волокно» Научно-производственного объединения «Государственный оптический институт им. С.И. Вавилова» beegrig@mail.ru |
| ДУКЕЛЬСКИЙ Константин Владимирович | кандидат технических наук, генеральный директор Научно-производ- ственного объединения «Государственный оптический институт им. С.И. Вавилова», доцент кафедры проектирования и безопасности ком- пьютерных систем Национально-исследовательского университета ИТМО, заведующий кафедрой Инновационных телекоммуникационных технологий Санкт-Петербургского государственного университета теле- коммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, kdukel@goi.ru в https://orcid.org/0000-0002-1627-7499 |

| ЕВТУШЕНКО Александр Сергеевич | аспирант кафедры линий связи и измерений в технике связи Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, <u>alex2194ru@yandex.com</u> |
|----------------------------------|---|
| ЗАЙЦЕВА Елена Сергеевна | аспирант кафедры линий связи и измерений в технике связи Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, <u>zaytzewa@inbox.ru</u> |
| ИСМАИЛ Ясира | PhD, профессор Школы химии и физики университета Квазулу-Натал (ЮАР), <u>ismaily@ukzn.ac.za</u> © https://orcid.org/0000-0002-5580-0035 |
| ИНЬ Юань | PhD, профессор кафедры экспериментальной физики Научно-техниче- ского университета Китая, <u>yinjuan@ustc.edu.cn</u> |
| КУЗНЕЦОВ Артем Анатольевич | кандидат технических наук, доцент кафедры радиофотоники и микро- волновых технологий Казанского национального исследовательского технического университета им. А.Н. Туполева – КАИ, <u>serius 91@mail.ru</u> © https://orcid.org/0000-0003-0276-0874 |
| МОРОЗОВ Олег Геннадьевич | доктор технических наук, заведующий кафедрой радиофотоники и микро- волновых технологий Казанского национального исследовательского тех- нического университета им. А.Н. Туполева – КАИ, <u>microoil@mail.ru</u> https://orcid.org/0000-0003-4779-4656 |
| САХАБУТДИНОВ Айрат Жавдатович | доктор технических наук, профессор кафедры радиофотоники и микро- волновых технологий Казанского национального исследовательского технического университета им. А.Н. Туполева – КАИ, azhsakhabutdinov@kai.ru bhttps://orcid.org/0000-0002-0713-7806 |
| ПЕТРУЧЧИОНЕ Франческо | доктор естественных наук, профессор кафедры теоретической физики университета Квазулу-Натал (ЮАР), <u>petruccione@ukzn.ac.za</u> http://orcid.org/0000-0002-8604-0913 |
| СИНГХ Ганшьям | PhD, профессор кафедры электроники и техники связи Национального тех- нологического института Малавии (Республика Индия), gsingh.ece@mnit.ac.in https://orcid.org/0000-0002-0833-6815 |
| ТИВАРИ Маниш | PhD, профессор кафедры электроники и техники связи Национального технологического института Малавии (Республика Индия), <u>manish.tiwari@jaipur.manipal.edu</u> |
| ДЖАНЬЯНИ Виджай | PhD, заведующий кафедрой электроники и техники связи Националь- ного технологического института Малавии (Республика Индия), <u>vinjuan@ustc.edu.cn</u> © https://orcid.org/0000-0001-7498-5525 |

УДК 530.145.3

DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-20-30

Разработка и исследование квантовых моделей преобразования изображений

В.Ф. Гузик¹, С.М. Гушанский¹, В.С. Потапов¹

¹Южный федеральный университет, Таганрог, 347939, Российская Федерация *Адрес для переписки: vpotapov@sfedu.ru

Информация о статье

Поступила в редакцию 18.08.2020 Принята к публикации 26.01.2021

Ссылка для цитирования: Гузик В.Ф., Гушанский С.М., Потапов В.С. Разработка и исследование квантовых моделей преобразования изображений // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 1. С. 20–30. DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-20-30

Аннотация: В рамках статьи рассмотрена теория квантовой обработки изображений и квантовые манипуляции с изображениями (быстрые геометрические преобразования, включая переворот, ортогональные вращения и ограниченные геометрические преобразования). В работе проведено исследование области квантовой обработки изображений и протестирована модель ГПКИ. Были исследованы модели (разработанная в работе и др.) путем явной симуляции квантового поведения на большой квантовой системе. Создана базовая схема для кодирования 2×2 изображения, для получения более четкого представления о механике квантовых моделей изображений.

Ключевые слова: квантовая симуляция, квантовый алгоритм, квантовый бит, модель квантового вычислителя, квантовое запутывание, суперпозиция, квантовый параллелизм.

Введение

Квантовая обработка изображений посвящена использованию квантовых вычислений [1] и последующей обработке информации для создания и работы с изображениями. Из-за некоторых поразительных свойств, присущих квантовым вычислениям, в частности запутанности и параллелизма, ожидается, что технологии квантовой обработки информации будут предлагать возможности и характеристики, которые пока не имеют себе равных по своим традиционным эквивалентам. Эти улучшения могут быть связаны с быстродействием вычислений, гарантированной безопасностью, минимальными требованиями к хранилищу и т. д.

Работа А.Ю. Власова [2] в 1997 г. была сосредоточена на использовании квантовой системы для распознавания ортогональных изображений. За этим последовали попытки использования квантовых алгоритмов для поиска определенных паттернов в двоичных изображениях и определения положения определенных целей. Примечательно, что более основанная на оптике интерпретация для квантовой визуализации была первоначально экспериментально продемонстрирована в [3] и формализована в [4] через 7 лет. В 2003 г. Ш. Бозе представил «Qubit Lattice», первую опубликованную общую модель для хранения, обработки и извлечения изображений с использованием квантовых систем. Позже, в 2005 г., Д. Латторре предложил другой тип представления, называемый «истинный кет вектор», целью которого было кодирование квантовых изображений в качестве основы для дальнейшего применения. Кроме того, в 2010 г. С. Венегаз-Андраца представил метод хранения и извлечения бинарных геометрических фигур в квантово-механических системах, в котором показано, что максимально запутанные кубиты могут использоваться для восстановления изображений без использования какой-либо дополнительной информации.

Основная идея квантовых вычислений – это кубит, квантовый аналог классического компьютерного бита. Классический бит способен хранить только определенное значение (0 или 1). Кубит может хранить и 0, и 1 в неопределенном состоянии, называемом суперпозицией:

$$\alpha |0\rangle + \beta |1\rangle$$
,

где а и β – нормированные амплитуды вероятности.

Математический аппарат

Логика и математический аппарат квантовых вычислительных устройств в значительной мере отличается от логики и математики классической вычислительной техники из-за природы и специфических свойств квантовых частиц (кубит), которые и позволяют проводить такие вычисления. Квантовый вычислитель оперирует, как было описано выше, с квантовыми битами, которые имеют два базисных состояния $|0\rangle = \begin{pmatrix} 1\\ 0 \end{pmatrix}$ и $|1\rangle = \begin{pmatrix} 0\\ 1 \end{pmatrix}$. Состояние кубита |0) соответствует состоянию спина электрона в атоме «спин вверх», состояние «спин вниз» соответствует |1), а смешанное состояние (суперпозиция состояний) соответствует промежуточному положению спина. Спин - это собственный момент импульса элементарных частиц, но спин не связан с движением в пространстве, это собственное число квантовой частицы, которое нельзя объяснить с позиции классической механики. В общем случае состояние кубита описывается волновой функцией (или вектором состояния):

$$|\psi\rangle = \alpha_0 |0\rangle + \alpha_1 |1\rangle,$$

где $\alpha_0, \alpha_1 \in C$, α_0 и α_1 – комплексные амплитуды вероятности чтения |0> или |1>. Дело в том, что при измерении квантовых битов стандартном базисе с вероятностью $|\alpha_0|^2$ будет получен $|0\rangle$, а с вероятностью $|\alpha_1|^2 - |1\rangle$. При этом кубит перейдет в состояние квантового нуля или единицы. Эффект квантового смешанного состояния существует только до момента измерения кубита, то есть при чтении мы приводим кубит в одно из базисных состояний, а какое именно, зависит от вероятности, полученной при вычислениях. Данное явление представлено графически на рисунке 1. Один раз измерив квантовый бит, мы получим всего один бит информации, несмотря на то, что в состоянии суперпозиции в нем хранится гораздо больше. В совокупности с тем, что неизвестное квантовое состояние нельзя копировать, эта проблема в настоящий момент является одной из основных.



Рис. 1. Состояние кубита и вероятности измерения нули и единицы

Fig. 1. The State of the Qubit and the Probabilities of Measuring Zeros and Units

α₀ и α₁ – представляют собой комплексные числа, они имеют следующее представление:

$$\alpha_0 = a + jb, \alpha_1 = c + jd,$$

где *a, b, c, d* – действительные числа; *j* – мнимая единица.

И следствием того, что $|\alpha_0|^2$ и $|\alpha_1|^2$ – вероятности чтения $|0\rangle$ и $|1\rangle$, является выражение:

$$|\alpha_0|^2 + |\alpha_1|^2 = 1.$$

Тогда уравнение $|\alpha_0|^2 + |\alpha_1|^2 = 1$ описывает сферу в двухмерном комплексном пространстве, а конкретное состояние – кольцо на этой сфере. Для

того, чтобы легче было представить, допустим, что α_0 и α_1 – вещественные числа (мнимые части равны нулю). В данном представлении состояние квантового бита отражает точка на окружности единичного радиуса. Еще одним визуальным вариантом представления вектора состояний кубита является так называемая сфера Блоха [5]. Она является отображением комплексной плоскости значений псифункции на сферу, фактически на ней можно визуально увидеть «спин вверх», «спин вниз». Однако это пространство значений состояния кубита, сам же псевдовектор спина не может быть отрицательным.



Анализируя рисунок 2, можно заметить, что умножение состояния кубита $|\psi\rangle$ на $e^{i\phi}$ не меняет вероятности чтения нуля и единицы. Состояние системы из двух квантовых битов описывается относительно четырех базисных состояний (двумя битами в классическом компьютере можно закодировать 4 состояния): $|00\rangle$, $|01\rangle$, $|10\rangle$, $|11\rangle$.

$$\begin{split} |\psi\rangle &= \alpha_0 |00\rangle + \alpha_1 |01\rangle + \alpha_2 |10\rangle + \alpha_3 |11\rangle ,\\ |\alpha_0|^2 &+ |\alpha_1|^2 + |\alpha_2|^2 + |\alpha_3|^2 = 1. \end{split}$$

То есть многокубитовая система вычисляемой функции |ψ) в формуле описывает все возможные состояния (комбинации нулей и единиц), количество комбинаций найдем по выражению:

$$N = 2^{q}$$
,

где *N* – количество базисных состояний, которые описывает данная квантовая система кубитов; *q* – количество кубитов в системе. В начале анализа было указано, что состояния нуля и единицы кодируются как $|0\rangle = {1 \choose 0}$ и $|1\rangle = {0 \choose 1}$ функция состояния $|\psi\rangle = \alpha_0 |0\rangle + \alpha_1 |1\rangle$, если же раскрыть произведение $\alpha_0 |0\rangle$, то получим следующее:

$$\alpha_0|0\rangle = \alpha_0 \begin{pmatrix} 1\\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha_0\\ 0 \end{pmatrix}$$

То есть первая строчка содержит в себе амплитуду вероятности считывания нуля. А для $\alpha_1|1\rangle$ получим, что вторая строчка содержит амплитуду вероятности считывания единицы:

$$|\alpha_1|1\rangle = \alpha_1 \begin{pmatrix} 0\\1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0\\\alpha_1 \end{pmatrix}.$$

Тогда становится понятным, каким образом функция $|\psi\rangle = \alpha_0 |0\rangle + \alpha_1 |1\rangle$ содержит в себе вероятности всех состояний:

$$|\psi\rangle = \alpha_0|0\rangle + \alpha_1|1\rangle = {\alpha_0 \choose 0} + {0 \choose \alpha_1} = {\alpha_0 \choose \alpha_1}.$$

Первая строка содержит амплитуду вероятности – получить при чтении 0, а вторая – вероятность получить при чтении 1. Если рассмотреть систему, состоящую из двух кубитов, то ее вектор состояний описывается следующим образом:

Для системы из трех кубит, вектор состояния будет состоять из 2³ = 8 строк, содержащих амплитуды для каждого возможного в классическом компьютере состояния. Проанализировав описанное выше, можно заключить, что пси-функция (вектор состояния) описывает все возможные состояния системы, а не одного кубита, и содержит в себе амплитуды вероятности чтения конкретного состояния, а не состояния для каждого кубита в отдельности. Также можно заключить, что, выполняя преобразования над кубитами, математически мы оперируем над состояниями самой системы. Дополнительной сложностью для моделирования является то, что амплитуды вероятностей являются комплексными числами.

Операции над кубитами можно отобразить с помощью квантовой схемы. Квантовая схема - это последовательность физических преобразований из конечного набора базисных элементарных преобразований - гейтов. На вход квантовой схемы подаются квантовые биты, а на выходе получают ее вероятностный результат работы. Вследствие того, что при измерении квантовых битов они переходят в состояния «0» или «1», то для получения точного результата можно использовать квантовую схему несколько раз для одинаковых входных данных. Физически можно реализовать только те операции, которые сохраняют постоянной сумму квадратов коэффициентов над небольшой группой кубитов. Исходя из этого, можно заключить, что любое преобразование над k квантовыми битами задается в виде матрицы $2^k \times 2^k$.

Теория квантовой обработки изображений

Рассмотрим случай использования квантовой информации кодированием 8 бит двоичной информации в 3 кубита. Ключевой особенностью кубита является способность хранить неопределенное

значение в виде суперпозиции «0» и «1». Поэтому любая операция будет по своей природе получать 0 или 1, как показано в таблице 1.

| ТАБЛИЦА 1. Возможные | е состояния | 3-кубитного | регистра |
|----------------------|-------------|-------------|----------|
| | | | |

TABLE 1. Possible States of a 3-Qubit Register

| Кубиты | φ1 | φ2 | φ3 | φ4 | φ5 | φ6 | φ7 | φ8 |
|--------|----|----|----|----|----|----|----|----|
| Ψ1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| Ψ2 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| Ψ3 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 |

Трехбитный квантовый регистр (Ψ = ψ1ψ2ψ3) может хранить 8 бит информации в суперпозиции, где каждой конфигурации назначается амплитуда вероятности, как показано ниже:

$$\varphi = \alpha_0 |000 > +\alpha_1 |001 > + \dots + \alpha_{2^n - 1} |111 >.$$

Амплитуды (α₁, α₂ ...) представляют собой вероятность того, что квантовый регистр будет в этой конфигурации. Также очень важно отметить, что квантовые логические вентили имеют некоторые уникальные достоинства, которыми не могут воспользоваться классические системы. Например, 2-кубитовый гейт CNOT обратимый. Это означает, что, если этот гейт применяется дважды, кубит вернется в исходное состояние. Для представления квантовых изображений можно использовать этот гейт, чтобы построить схему для подготовки квантового изображения. Гейт CNOT можно использовать как условный переключатель, поскольку он только переворачивает целевой бит, если на входе получаем 1. Возможно также прикрепить любую другую унитарную операцию к условному вентилю вместо гейта NOT для реализации условной операции.

Технически новаторские усилия в области квантового распознавания образов и объектов с последующими исследованиями, связанными с ними, можно разделить на три основные группы:

1) квантовая обработка изображений; эти приложения направлены на улучшение задач и приложений цифровой или классической обработки изображений;

2) оптическая квантовая визуализация;

3) квантовая обработка изображений, основанная на классических методах.

Обзор квантового представления изображения был опубликован в [6]. Кроме того, недавно опубликованная книга «Квантовая обработка изображений» [7] предоставляет исчерпывающее введение в квантовую обработку изображений, в которой основное внимание уделяется распространению традиционных задач обработки изображений на платформы квантовых вычислений [8]. В нем кратко представлены доступные представления квантовых изображений и их операции, рассматриваются возможные приложения квантовых изображений и их реализация, а также обсуждаются открытые вопросы и будущие тенденции развития.

Квантовые манипуляции с изображениями

Большая часть усилий была сосредоточена на разработке алгоритмов [9] для манипулирования информацией о положении и цвете, закодированной с использованием представления квантового изображения и его многочисленных вариантов. Например, изначально были предложены быстрые геометрические преобразования, включая переворот, ортогональные вращения и конечные геометрические преобразования, чтобы ограничить эти операции определенной областью изображения. Недавно была реализована довольно интересная идея квантовых изображений на основе нового расширенного представления для сопоставления положения каждого элемента изображения во входном изображении с новой позицией в выходном изображении и масштабирование квантового изображения для изменения его размера. В то время как основанная на представлении квантового изображения общая форма цветовых преобразований была впервые предложена с помощью однобитовых вентилей, таких как вентили Х, Z и Н [10].

Используя базовые квантовые элементы и вышеупомянутые операции, исследователи внесли свой вклад в извлечение квантовых характеристик изображения, квантовую сегментацию изображения, морфологию квантового изображения, сравнение квантовых изображений, фильтрацию квантовых изображений, квантовую классификацию изображений, квантовую стабилизацию изображения.

Квантовое преобразование изображения

Посредством кодирования и обработки информации изображения в квантово-механических системах [11] представлена основа квантовой обработки изображения, где чистое квантовое состояние кодирует информацию изображения: для кодирования значений пикселей в амплитудах вероятности и положений пикселей в базовых состояниях вычислений. Дано изображение $F = (F_{i,j})_{M*L}$, где $F_{i,j}$ представляет значение пикселя в позиции (i,j) с i = 1, ..., M и j = 1, ..., L, вектор f с элементами ML можно сформировать, поместив первые элементы M в вектор f будет первым столбцом F, следующие M элементов – вторым столбцом и т. д.

Большой класс операций с изображениями является линейным, например, унитарные преобразования, свертки и линейная фильтрация. В квантовых вычислениях линейное преобразование может быть представлено как $|g\rangle = U|f\rangle$ с состоянием входного изображения $|f\rangle$ и состоянием выходного изображения $|g\rangle$. Унитарное преобразование может быть реализовано как унитарная эволюция. Некоторые основные и обычно используемые преобразования изображений (например, вейвлет-преобразования Фурье, Адамара и Хаара) могут быть выражены в виде выражения $G = P \cdot F \cdot Q$ с результирующим изображением *G* и матрица преобразования строки (столбца) *P*(*Q*). Соответствующий унитарный оператор *U* может быть

записан как $U = Q^T \cdot P$. Несколько обычно используемых двумерных преобразований изображений, таких как вейвлет Хаара, преобразования Фурье и Адамара, экспериментально продемонстрированы на квантовом компьютере с экспоненциальным ускорением по сравнению с их классическими аналогами. Кроме того, предложен и экспериментально реализован новый высокоэффективный квантовый алгоритм для обнаружения границы между различными областями изображения: он требует только одного однобитового гейта на этапе обработки, независимо от размера изображения. Квантовые вычисления, которые используют квантовый параллелизм, в принципе быстрее, чем классический компьютер для определенных задач. Квантовое изображение кодирует информацию изображения в квантово-механических системах вместо классических, и замена классической квантовой обработки информации может облегчить некоторые из этих проблем.

Оценка моделей преобразования изображений

Пригодность модели для решения задач исследования характеризуется тем, в какой степени она обладает так называемыми целевыми свойствами. Основными из них являются адекватность, устойчивость и чувствительность.

Оценка адекватности модели

В общем случае под адекватностью понимают степень соответствия модели тому реальному явлению или объекту, для описания которого она строится. Адекватность модели определяется степенью ее соответствия не столько реальному объекту, сколько целям исследования. Один из способов обоснования адекватности разработанной модели - использование методов математической статистики. Суть этих методов заключается в проверке выдвинутой гипотезы на основе статистических критериев. Процедура оценки основана на сравнении измерений на реальной системе и результатов экспериментов на модели и может проводиться по средним значениям откликов модели и системы или по максимальному значению относительных отклонений откликов модели от откликов системы.

В квантовом моделировании любая система (модель) полностью описывается заданием волновой функции $\psi(r, t)$. Она является коэффициентом разложения вектора состояния (содержащего полную информацию о состоянии системы) по базису:

$$\left| \psi(t) \right\rangle = \int \psi(x,t \, \Big| \, x \rangle dx,$$

где $|x\rangle = |x_1, x_2, ..., x_n\rangle$ – координатный базисный вектор.

Оценка устойчивости модели

Устойчивость модели – это ее способность сохранять адекватность при исследовании эффективности системы на всем возможном диапазоне рабочей нагрузки, а также при внесении изменений в конфигурацию системы. Чем ближе структура модели структуре системы и чем выше степень детализации, тем устойчивее модель. Устойчивость результатов моделирования может быть также оценена методами математической статистики.

Оценка чувствительности модели

Достаточно часто возникает задача оценивания чувствительности модели к изменению параметров рабочей нагрузки и внутренних параметров самой системы. При анализе моделей можно рассматривать каждую модель с различных сторон (визуальная часть, архитектура, возможности моделирования), что позволяет так же классифицировать модели. Такой анализ подразумевает иерархическую структуру характеристик. Анализ и классификация моделей позволяют только систематизировать полученные данные и качественно охарактеризовать каждую, выделив имеющиеся преимущества и недостатки, что является субъективной оценкой. Данная оценка не позволяет четко распределить проанализированные модели в виде общей оценки модели. При классификации сред моделирования на основе реализуемых функций были выделены независящие друг от друга группы характеристик - категорий. Если оценивать модель по всем категориям одновременно, то получится оценить модель комплексно, просуммировав оценки по категориям:

$$T_{\rm ofull} = T_1 + T_2 + \dots + T_8,$$

где T_1, T_2 – суммарные оценки для характеристик; $T_{\rm oбщ}$ – суммарная оценка модели.

В соответствии со степенью значимости или критичностью данной категории характеристик, ей назначается свой весовой коэффициент, таким образом, общая оценка имеет следующий вид:

$$T_{\text{общ}} = w_1 \cdot T_1 + w_2 \cdot T_2 + \dots + w_8 \cdot T_8,$$

где w₁, w₂, ... – весовые коэффициенты для каждой категории.

Таким образом, оценка модели будет складываться из суммарных оценок на уровне характеристик, умноженных на соответствующий коэффициент на уровне категории. Такая организация расчета оценок позволит точно для каждой категории характеристик оценить его значимость и произвести численную оценку модели. Примечательно, что количество уровней в такой системе подсчета может быть увеличено.

Реализация среды моделирования квантовых вычислений

На рисунке 3 изображена разработанная модель квантового вычислительного устройства и результат выполнения квантового алгоритма преобразования набора пикселей. Данная программная разработка является офлайн десктопной вычислительной системой с открытой архитектурой, однако в дальнейшем планируется ее трансляция в онлайнрежим. Процесс измерения заключается в разыгрывании числа случайного характера из промежутка [0, 1].



Рис. 3. Модель квантового вычислительного устройства Fig. 3. Model of a Quantum Computing Device

В разработанном алгоритме используются квантовые принципы, такие как суперпозиция квантовых состояний вычислительной системы, запутанность квантовых состояний и преобразование классического изображения в квантовое состояние путем кодирования цветовой палитры пиксельного набора в рамках комплексных амплитудных квантовых состояний.

Основные параметры модели квантового вычислительного устройства

Разработанная модель квантового вычислителя обладает рядом важных характеристик: модульность, библиотечный набор, исходное количество и возможность добавления гейтов, редуцированная матрица состояний, поддержка платформ Windows/Linux, редактор квантовой схемы, задание входных значение кубит, числовой вывод вероятностей/амплитуд кубита, таблица цветов вероятностей/амплитуд состояний кубит, автоматический режим, пошаговый режим, моделирование физических процессов, матричное математическое ядро, нет ограничения на количество кубит, сохранение/загрузка программы/схемы/алгоритма, сохранение результатов вычислений, загрузка и продолжение вычислений, открытая архитектура, отработанные примеры, документация.

Разработка архитектуры вычислителя подразумевает под собой разработку структуры программы, которая включает разбиение структуры на программные компоненты и разработку схемы взаимодействия между этими компонентами с помощью доступных снаружи свойств и методов этих компонентов. Одним из самых продуктивных методов, направленных на увеличение функциональности модели, является ее дополнение вспомогательными внешними библиотеками и модулями.

Данный алгоритм опишем с помощью сети Петри для более детального понимания работы модели квантового вычислителя (МКВ) в несколько этапов (рисунок 4).

Определение средств разработки модели преобразования изображений

В разработанном списке требований особое место занимает требование независимости отдельных компонентов среды моделирования друг от друга. Главная его цель выдвижения – это предоставление возможности в будущем заменять некоторые компоненты и упрощение разработки среды несколькими программистами, поэтому на стадии проектирования это требование определяет структуру компонентов среды моделирования, основные способы взаимодействия между ними и задает направление развития и ограничения разработчикам компонентов. Дополнительным плюсом данного подхода является облегченная дальнейшая поддержка, обновление и настройка среды моделирования. Почти все остальные требования в списке задают набор графических компонентов, которые необходимо реализовать, а также возможности, которые стоит предоставить пользователю для более удобного процесса моделирования. Разработку решено вести на основе платформы Microsoft.Net-Framework 4.0 и соответственно на языке С#.



Рис. 4. Сеть Петри. Алгоритм работы модели *Fig. 4. Petri Net. Algorithm of the Model*

Реализация общей архитектуры модели преобразования изображений

Разработка архитектуры МКВ подразумевает под собой разработку структуры программы, которая включает разбиение структуры на программные компоненты, и схемы взаимодействия между этими компонентами с помощью доступных снаружи свойств и методов этих компонентов.

Смоделируем и рассмотрим, по мнению авторов, наилучший вариант архитектуры, который предполагают разделение приложения минимум на две части: математическое ядро и пользовательский интерфейс. Данная схема представлена на рисунке 5.

Математическое ядро выносится зачастую в динамическую библиотеку, таким образом, в модели может быть большое количество математических ядер. Функциональный блок Main () анализирует аргументы командной строки, открывает подключение к экземпляру/создает экземпляр симулятора и выполняет основной цикл работы. Симулятор взаимодействует с кодом пользователя через обратные вызовы, как выполняющиеся инструкции. Эти вызовы представляют собой функции, передающиеся в качестве аргумента другой функции. Немаловажным обратным вызовом является «Квантовый регистр». Квантовый регистр - это упорядоченное множество конечного числа кубитов. Он тесно связан в первую очередь с блоком «Операции с памятью». Под памятью понимается

определенное количество кубитов, с которыми работает и которыми оперирует модель квантового вычислителя. Блок «Конструктор» взаимодействует непосредственно с симулятором. Он получает от него данные, инструкции и другую информацию, полученную ранее от блоков обратных вызовов, преобразует ее для работы квантового вычислителя. Блок «Файл трассировки» служит для отчетности, анализа и прогнозирования дальнейшей работы модели.



Рис. 5. Схема взаимодействия элементов модели квантового вычислителя

Fig. 5. Scheme of Interaction Some Elements in Model of a Quantum Computer

Для программной реализации модели квантового вычислительного устройства, которая способна модифицировать имеющуюся модель, дополняя ее различными функциями, необходимо придерживаться ряда принципов. Декомпозиция модели на отдельные по своей функциональной составляющей модули ведет не только к улучшению уже существующей модели за счет отбора более необходимых модулей-компонентов и удаления менее нужных для дальнейшей работы, но и разработке перспективно новых моделей за счет открытой архитектуры модели (рисунок 6).





Необходимо отметить, что каждый из модулей в свою очередь может делиться на отдельные внутренние компоненты, по усмотрению разработчика.

Разработка математического ядра

Математическое ядро – это модуль, который содержит в себе все необходимое для моделирования кубит (квантового регистра) и набора операций (гейтов), которые применяются к данным кубита. Во всех моделях используется ограниченный набор квантовых операторов, на которых можно построить все остальные необходимые преобразования. Предлагается следующий набор функций, которые необходимо реализовать в математическом ядре:

// Инициализация диалога для работы модели с пользователем

public InitDialog(java.awt.Frame parent, **boolean** modal, Proper ties bundle)

// Инициализация начального состояния квантового регистра и схемы

public InitialStateDialog(java.awt.Frame parent, **boolean** modal, Properties bundle, **int**[] qubits, **int** xRegisterSize)

// гейт Адамара

private void hadamardButtonActionPerformed(java.awt.event. ActionEventevt)

// гейт CNOT

private void cNOTButtonActionPerformed(java.awt.event.Action
Eventevt)

// гейт NOT

private void xButtonActionPerformed(java.awt.eventActionEven
tevt)

// Тоффоли гейт

private void toffoliButtonActionPerformed(java.awt.event.Action Eventevt)

// Обратное квантовое преобразование Фурье

private void invQftButtonActionPerformed(java.awt.event.Action Eventevt)

// Квантовое преобразование Фурье

private void qftButtonActionPerformed(java.awt.event.Action
Eventevt)

// Оператор вычисления функции

private void U_fButtonActionPerformed(java.awt.event.Action Eventevt)

// Оператор Гровера

private void groverButtonActionPerformed(java.awt.event.Action Eventevt)

Реализация указанных функций упрощает задачу разработки математического ядра. Но также перед разработчиками встает другая задача: взаимодействие всех этих функций между собой.

Сравнение моделей преобразования изображений и их классификация

Технически эти новаторские усилия с последующими исследованиями, связанными с ними, можно разделить на три основные группы, из которых) первая и вторая считаются вне сферы действия этого обзора:

<u>Группа 1</u>. Квантовая обработка цифровых изображений: эти приложения предназначены для использования некоторых из свойств, ответственных

за эффективность алгоритмов квантовых вычислений, чтобы улучшить некоторые хорошо известные цифровые или классические обработки изображений задачи и приложения

Группа 2. Квантовая визуализация на основе оптики: эти приложения сосредоточены на разработке новых методов оптической визуализации и параллельной обработки информации на квантовом уровне за счет использования квантовой природы света и внутреннего параллелизма оптических сигналов.

Группа 3. QIP в классическом стиле: эти приложения черпают вдохновение из ожидания того, что оборудование квантовых вычислений скоро будет физически реализовано и, следовательно, такие исследования направлены на расширение классических задач обработки изображений и приложения к структуре квантовых вычислений.

С. Венегаз-Андраца и Д. Бозе предложили представление изображений на квантовых компьютерах, предложив метод решетки кубитов, где каждый пиксель был представлен в своем квантовом состоянии, а затем была создана квантовая матрица с ними. Однако это всего лишь квантовый аналог классического образа, и нет никакого дополнительного преимущества в квантовой форме. Тем не менее, следующим огромным достижением является создание модели гибкого представления квантовых изображений (ГПКИ) для нескольких уровней интенсивности. Представление ГПКИ выражается математически следующим образом:

$$|I(\theta)\rangle = \frac{1}{2^n} \sum_{i=0}^{2^{2n}-1} (\sin(\theta_i)|0\rangle + \cos(\theta_i)|1\rangle)|i\rangle,$$

где θ_i соответствует интенсивности *i*-го пикселя. Поскольку значения интенсивности кодируются в амплитудах квантового состояния, относительно просто применять различные преобразования, такие, как квантовое преобразование Фурье, так как оно применяется непосредственно к амплитуде изображения. Другой подход описывает представление значения пикселей изображения в базисных состояниях вместо амплитуд, как показано ниже:

$$|I> = \frac{1}{2^n} \sum_{X=0}^{2^{2n}-1} \sum_{Y=0}^{2^{2n}-1} |f(X,Y)>|XY>,$$

где f(X, Y) относится к интенсивности пикселей в (X, Y). Эти методы довольно всеобъемлющие, но у них есть свои собственные недостатки. Первый главный недостаток заключается в том, что они требуют квадратное изображение $(2^N \cdot 2^N)$ наряду с необходимостью кубитов для кодирования позиций вместе с интенсивностью пикселей. Кроме того, очень сложно получить классическую версию изображения из квантового изображения из-за дополнительной неопределенности. Действительно, изображения из-

влекаются с помощью нормализованного распределения вероятностей. Предложим представление квантового изображения через двумерные квантовые состояния и амплитуду нормализации. Этот подход может использоваться для представления прямоугольных изображений и интенсивности пикселя без использования дополнительных кубитов. Поэтому изображение с размерами (2^N · 2^M) может быть закодировано только в M + N кубитах. Сравнение существующих (представление значения пикселей изображения в базисных состояниях вместо амплитуд ПЗПИБСВА, а также представление квантового изображения через двумерные квантовые состояния и амплитуду нормализации ПКИЧДКСАН) и предложенной квантовой модели изображений (гибкое представление квантовых изображений ГПКИ) можно увидеть в таблице 2. Большинство квантовых моделей изображения может быть подготовлено с помощью гейтов Адамара и контролируемого переворота операторов. Для 2^{*N*} · 2^{*N*} первый шаг должен инициализировать *n* кубитов при $|0>^{\otimes 2n+1}$.

| ТАБЛИЦА 2. (| Сравнение моделей | квантовых изоб | ражений |
|--------------|-------------------|----------------|---------|
|--------------|-------------------|----------------|---------|

| Модель | ГПКИ | ПЗПИБСВА | ПКИЧДКСАН |
|-------------------------------|-------------------|---------------------|---------------------|
| Форма | $(2^N \cdot 2^N)$ | $(2^N \cdot 2^N)$ | $(2^N \cdot 2^M)$ |
| Число кубит | 2N + 1 | 2N + 1 | M + N |
| Вычислитель- ная сложность | $0(2^{4m})$ | 0(2 ^{2m}) | чистое состояние |

Затем мы применяем гейт Адамара к каждому кубиту, чтобы разместить их в суперпозиции.

$$H(|0\rangle^{\otimes 2n+1}) = \frac{1}{2^n}|0\rangle \otimes \sum_{i=0}^{2^{2n-1}}|i\rangle.$$

Далее применяем операторы управляемого вращения к каждому базовому состоянию, приводящему к совместному состоянию:

$$R \left| H \right\rangle = \left(\prod_{i=0}^{2^{2n}-1} R_i \right) \right| H \ge |I(\theta)\rangle.$$

Каждое из вращений R_i соответствует определенному пиксельному вращению. Следовательно, кодируем интенсивности посредством вращения этих квантовых состояний. Схема реализации может достигаться путем объединения гейтов Адамара, СNOT и сдвига фазы. Внедрим ГПКИ из-за его простой и эффективной функции, которая позволяет сохранять интенсивность изображения как амплитуды вероятности квантового состояния. Доступ к этим амплитудам будет связан с измерением. Однотипные гейты также используются в схеме квантового преобразования Фурье. Реализуем ГПКИ как на классическом компьютере, так и на квантовом симуляторе IBM.

Моделирование квантовых систем в классическом компьютере довольно дорого в вычислительном отношении. Это потому, что нам нужно явно определить суперпозицию (другими словами, хранить суперпозицию в памяти).



В реальном квантовом компьютере суперпозиция является собственностью системы, следовательно, не требует его хранения. Например, рассмотрим кодирование N битов информации в $\log_2 N$ битов, суперпозиция всех возможных комбинаций 0 и 1 могут быть сохранены в квантовом регистре, в отличие от квантового регистра, в котором мы можем сохранить только один из всех возможных состояний. Классический компьютер должен был бы хранить все возможные состояния в виде списка (занимая дополнительное место) в отличие от квантового компьютера. Это также означает, что мы не получаем доступ к этим квантовым битам, как в классической системе. Доступ к *п* битам информации в этих *п* кубитах возможен только посредством измерения. Состояние, которого мы хотим достичь, представлено в уравнении 3. Для построения схемы используем изображение 2×2, как показано ниже:

$$\begin{bmatrix} \theta_1 & \theta_2 \\ \theta_3 & \theta_4 \end{bmatrix}.$$

Закодируем информацию как:

$$\frac{1}{2}[(\cos(\theta_1) + \sin(\theta_1))|00 > + \\ + (\cos(\theta_2) + \sin(\theta_2))|01 > + (\cos(\theta_3) + \\ + \sin(\theta_3))|10 > + (\cos(\theta_4) + \sin(\theta_4))|11 >].$$

Такое кодирование возможно при использовании гейта управляемого вращения для поворота отдельных базовых состояний на основании интенсивности. Проверим этот алгоритм на 2×2 изображении. Симулятор IBM позволяет с помощью небольшого числа кубит хранить изображение больше, чем 2×2. Следовательно, представляем механику схемы, кодируя 2×2 изображение в квантовом регистре IBM. Будем использовать серверную часть симулятора для IBM Q 5 Tenerife. Используем простое 2×2 изображение:

$$I = \begin{bmatrix} 5 & 1 \\ 2 & 3 \end{bmatrix}$$

Отметим, что эти интенсивности будут нормализованы. Следовательно, мы не сможем точно восстановить изображение. Распределение вероятностей изображения показано на рисунке 8 (синий – исходное изображение).

Поскольку манипулирование интенсивностями просто означает контролируемое вращение, можем использовать схему (см. рисунок 7) для определения конкретных гейтов. Например, отрицание изображения будет просто означать вращение амплитуды на п. Операции над квантовым изображением могут быть сделаны вращением квантовых битов вокруг сферы Блоха. Например, чтобы инвертировать квантовое изображение, можно просто вращать кубиты вокруг сферы Блоха на 180° (рисунок 8, где красный – инвертированное изображение).



Fig. 8. The Resulting Image as a Probability Distribution

Заключение

Рассмотренная обработка изображений основывается на применении квантовых вычислений и последующей обработке информации для создания и работы с квантовыми изображениями. Исследования в области распознавания образов и объектов, можно разделить на три основные группы:

- квантовая обработка изображений;

- оптическая квантовая визуализация;

 квантовая обработка изображений, основанная на классических методах.

В рамках рассмотренного исследования была разработана модель преобразования различных типов изображений, отличающаяся от известных аналогов более высокой скоростью выполнения операций по распознаванию объектов на изображении. Что касается качества распознавания, то здесь выигрыш алгоритма квантовой природы минимален. Данный выигрыш обусловлен квантовыми преимуществами, а именно - параллелизмом всего вычислительного процесса, позволяющим производить ряд вычислений по распознаванию объектов на изображении в асинхронном режиме в несколько потоков. Также произведено компьютерное моделирование квантового алгоритма на разработанной ранее модели квантового вычислительного устройства для решения задачи преобразования классического изображения с использованием квантовых вычислительных средств и методов для подтверждения теоретических показателей, полученных в работе.

ИСТОЧНИК ФИНАНСИРОВАНИЯ

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта №19-07-01082.

Список используемых источников

1. Potapov V., Gushanskiy S., Guzik V., Polenov M. The Computational Structure of the Quantum Computer Simulator and Its Performance Evaluation // Proceedings of the 7th Computer Science On-line Conference on Software Engineering and Algorithms in Intelligent Systems (CSOC 2018, Vsetin, Czech Republic, 25–28 April 2018). Cham: Springer, 2018. Vol. 1. PP. 198–207. DOI:10.1007/978-3-319-91186-1_21

2. Vlasov A.Y. Quantum computations and images recognition. 1997. URL: https://arxiv.org/abs/quant-ph/9703010 (Accessed 12th March 2021)

3. Samoylov A., Gushanskiy S., Polenov M., Potapov V. The Quantum Computer Model Structure and Estimation of the Quantum Algorithms Complexity // Proceedings of the Computational Methods in Systems and Software on Computational and Statistical Methods in Intelligent Systems (CoMeSySo 2018, Szczecin, Poland, 12–14 September 2018). Cham: Springer, 2019. PP. 307–315. DOI:10.1007/978-3-030-00211-4_27

4. Beach G., Lomont C., Cohen C. Quantum image processing (QuIP) // Proceedings of the 32nd Applied Imagery Pattern Recognition Workshop (Washington, USA, 15–17 October 2003). IEEE, 2003. DOI:10.1109/AIPR.2003.1284246

5. Валиев К.А., Кокин К.К. Квантовые компьютеры: надежды и реальность. М.: Регулярная и хаотическая динамика, 2001. 352 с.

6. Yan F., Iliyasu A.M., Venegas-Andraca S.E. A survey of quantum image representations // Quantum Information Processing. 2016. Iss. 15. PP. 1–35. DOI:10.1007/s11128-015-1195-6

7. Yan F., Venegas-Andraca S.E. Quantum Image Processing. Singapore: Springer, 2020. DOI:10.1007/978-981-32-9331-1

8. Boneh D., Zhandry M. Quantum-Secure Message Authentication Codes // Proceedings of the 32nd Annual International Conference on the Theory and Applications of Cryptographic Techniques (EUROCRYPT 2013, Athens, Greece, 26–30 May 2013). Berlin, Heidelberg: Springer, 2013. PP. 592–608. DOI:10.1007/978-3-642-38348-9_35

9. Potapov V., Gushanskiy S., Polenov M. Optimization of Models of Quantum Computers Using Low-Level Quantum Schemes and Variability of Cores and Nodes // Proceedings of 8th Computer Science On-line Conference on Cybernetics and Automation Control Theory Methods in Intelligent Algorithms (SCOS 2019, Zlin, Czech Republic, 24–27 April 2019). Cham: Springer, 2019. PP. 264–273. DOI:10.1007/978-3-030-19813-8_27

10. Kleppner D., Kolenkow R. An Introduction to Mechanics. Cambridge: Cambridge University Press, 2014.

11. Raedt K.D., Michielsen K., De Raedt H., Trieu B., Arnold G., Richter M., et al. Massively parallel quantum computer simulator // Computer Physics Communications. 2007. Vol. 176. Iss. 2. PP. 121–136. DOI:10.1016/j.cpc.2006.08.007

* * *

Development and Research of Quantum Transformation Models

V. Guzik¹, S. Gushansky¹, V. Potapov¹

¹Southern Federal University, Taganrog, 347939, Russian Federation

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-20-30 Received 18th August 2020 Accepted 26th Junuary 2021

For citation: Guzik V., Gushansky S., Potapov V. Development and Research of Quantum Transformation Models. *Proc. of Telecom. Universities.* 2021;7(1):20–30. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-20-30.

Abstract: The article discusses the theory of quantum image processing and quantum image manipulation (fast geometric transformations, including the flip, orthogonal rotations and limited geometric transformations). In this work we have investigated the area of quantum image processing and have tested the FPQI model. Models (developed in the work and others) were investigated by explicitly modeling quantum behavior on a large quantum system. A basic scheme for encoding 2×2 image has been created to gain a clearer understanding of the mechanics of quantum image models.

Keywords: quantum simulation, quantum algorithm, quantum bit, quantum computing model, quantum entanglement, superposition, quantum parallelism.

FUNDING

This research was funded by RFBR according to the research project №19-07-01082.

References

1. Potapov V., Gushanskiy S., Guzik V., Polenov M. The Computational Structure of the Quantum Computer Simulator and Its Performance Evaluation. *Proceedings of the 7th Computer Science On-line Conference on Software Engineering and Algorithms in Intelligent Systems, CSOC 2018, 25–28 April 2018, Vsetin, Czech Republic.* Cham: Springer; 2018. vol.1. p.198–207. DOI:10.1007/978-3-319-91186-1_21

2. Vlasov A.Y. *Quantum computations and images recognition*. 1997. Available from: https://arxiv.org/abs/quant-ph/9703010 [Accessed 12th March 2021]

3. Samoylov A., Gushanskiy S., Polenov M., Potapov V. The Quantum Computer Model Structure and Estimation of the Quantum Algorithms Complexity. *Proceedings of the Computational Methods in Systems and Software on Computational and Statistical Methods in Intelligent Systems, CoMeSySo 2018, Szczecin, Poland, 12–14 September 2018.* Cham: Springer; 2019. p. 307–315. DOI:10.1007/978-3-030-00211-4_27

4. Beach G., Lomont C., Cohen C. Quantum image processing (QuIP). *Proceedings of the 32nd Applied Imagery Pattern Recognition Workshop*, *15–17 October 2003, Washington, USA*. IEEE; 2003. DOI:10.1109/AIPR.2003.1284246

5. Valiev K.A., Kokin K.K. *Quantum Computers: Hopes and Reality.* Moscow: Reguliarnaia i khaoticheskaia dinamika Publ.; 2001. 352 p. (in Russ.)

6. Yan F., Iliyasu A.M., Venegas-Andraca S.E. A survey of quantum image representations. *Quantum Information Processing*. 2016;15:1–35. DOI:10.1007/s11128-015-1195-6

7. Yan F., Venegas-Andraca S.E. *Quantum Image Processing*. Singapore: Springer; 2020. DOI:10.1007/978-981-32-9331-1

8. Boneh D., Zhandry M. Quantum-Secure Message Authentication Codes. *Proceedings of the 32nd Annual International Conference on the Theory and Applications of Cryptographic Techniques, EUROCRYPT 2013, 26–30 May 2013, Athens, Greece.* Berlin, Heidelberg: Springer; 2013. p.592–608. DOI:10.1007/978-3-642-38348-9_35

9. Potapov V., Gushanskiy S., Polenov M. Optimization of Models of Quantum Computers Using Low-Level Quantum Schemes and Variability of Cores and Nodes. *Proceedings of 8th Computer Science On-line Conference on Cybernetics and Automation Control Theory Methods in Intelligent Algorithms, SCOS 2019, 24–27 April 2019, Zlin, Czech Republic.* Cham: Springer; 2019. p.264–273. DOI:10.1007/978-3-030-19813-8_27

10. Kleppner D., Kolenkow R. An Introduction to Mechanics. Cambridge: Cambridge University Press; 2014.

11. Raedt K.D., Michielsen K., De Raedt H., Trieu B., Arnold G., Richter M., et al. Massively parallel quantum computer simulator. *Computer Physics Communications*. 2007;176(2):121–136. DOI:10.1016/j.cpc.2006.08.007

Сведения об авторах:

| ГУЗИК Вячеслав Филиппович | доктор технических наук, профессор кафедры вычислительной техники Инженерной технологической академии Южного федерального универси- тета, <u>vfguzik@sfedu.ru</u> | | |
|--------------------------------|---|--|--|
| | [©] https://orcid.org/0000-0001-9169-8787 | | |
| ГУШАНСКИЙ Сергей Михайлович | кандидат технических наук, доцент кафедры вычислительной техники Инженерной технологической академии Южного федерального универси- тета, <u>smgushansky@sfedu.ru</u> https://orcid.org/0000-0002-4549-3334 | | |
| ПОТАПОВ Виктор Сергеевич | ассистент кафедры вычислительной техники Инженерной технологиче- ской академии Южного федерального университета, <u>vpotapov@sfedu.ru</u> https://orcid.org/0000-0003-0661-6810 | | |

DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-31-40

Подходы к снижению потерь на рассеяние излучения в полимерных планарных оптических волноводах

Т.А. Радзиевская^{1, 2*}, Н.Н. Иванов³, С.А. Тарасов¹

¹Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» имени В.И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, 197376, Российская Федерация

²ОАО «Авангард»,

Санкт-Петербург, 195271, Российская Федерация

³Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича,

Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

*Адрес для переписки: tamaramanvelova239@mail.ru

Информация о статье

Поступила в редакцию 28.10.2020 Принята к публикации 12.01.2021

Ссылка для цитирования: Радзиевская Т.А., Иванов Н.Н., Тарасов С.А. Подходы к снижению потерь на рассеяние в полимерных планарных оптических волноводах // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 1. С. 31–40. DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-31-40

Аннотация: В статье рассмотрены перспективы использования полимерных материалов для создания планарных оптических волноводов оптико-электронных шин высокоскоростных систем передачи данных. Выявлены преимущества и недостатки использования неспециализированных полимерных материалов общего применения. Предложены технологии изготовления полимерных планарных оптических волноводов. Определены основные типы потерь в планарных оптических волноводах, причины их возникновения, а также подходы к их сокращению. На примере полимера PDMS и технологии мягкой литографии отмечены критические этапы технологического процесса изготовления полимерных планарных оптических волноводов, которые способствуют возрастанию потерь на рассеяние. Для каждого этапа предложены алгоритмы предотвращения увеличения потерь на рассеяние. Данные алгоритмы были реализованы на практике при изготовлении макетов полимерных планарных оптических волноводов оптико-электронной шины передачи данных.

Ключевые слова: полимерные планарные оптические волноводы, оптико-электронная шина передачи данных, мягкая литография, мастер-штамп, PDMS, SU-8, T-topping, адгезия.

Введение

С конца XX века динамичный рост объемов информации, передаваемой в единицу времени, определяет необходимость постоянного развития систем передачи данных. До определенного момента лимитирующим фактором создания высокоскоростных систем являлась пропускная способность сетей передачи данных между функциональными блоками системы. Применение оптоволоконных кабелей устранило эту проблему при построении новых высокоскоростных систем передачи данных.

Наряду с этим все чаще возникает обратная ситуация: появляется потребность в разработке новых средств передачи данных внутри функциональных блоков систем передачи данных, ответственных, к примеру, за обработку и маршрутизацию данных. Электрические проводники в таких блоках существенно уступают по пропускной способности оптоволоконным соединениям, создавая эффект «бутылочного горлышка» при высокоскоростной передаче информации [1–2].

Для исключения этого негативного эффекта предлагается заменить медленные электрические межсоединения на оптические проводники [1–2]. Примером такой замены является разработка объединительной платы с встроенной оптико-электронной шиной для функционального блока высокоскоростной системы передачи данных. Исследования в области создания макетов объединительных плат с оптико-электронной шиной передачи данных ведутся как в зарубежных научных лабораториях [3–5], так и в отечественных научных центрах [6].

На данный момент широко распространено употребление оптоволокна для коммутации между модулями отдельного блока системы. Предлагаемое решение – применить оптико-электронную шину передачи данных - рассматривается как более рациональное. На коротких расстояниях «модуль-модуль» внутри отдельного блока системы применение оптоволокна, обладающего малыми потерями на единицы километров, является избыточным. Кроме того, существует перспектива создания полностью оптических блоков системы передачи данных путем масштабирования применения оптикоэлектронных шин с объединительных плат блоков на дочерние платы модулей блоков [1-3, 5, 7-8]. Дочерние оптические платы смогут подключаться посредством специальных оптических разъемов к оптико-электронной шине объединительной платы. Подобная схема коммутации сигнала обеспечит дальнейшее увеличение пропускной способности блока и системы в целом за счет передачи сигнала только по оптическим каналам без повторного преобразования в электрический сигнал и передачи его по медленным электрическим межсоединениям.

Постановка задачи

Основным недостатком, ограничивающим распространение оптико-электронных шин передачи данных, является высокая величина потерь в оптических волноводах в сравнении с оптоволокном. По этой причине необходимо определить предпосылки к увеличению потерь и предложить методы их снижения для роста востребованности оптикоэлектронных шин передачи данных при создании новых высокоскоростных функциональных блоков систем передачи и обработки данных.

Оптико-электронная шина передачи данных

Оптико-электронная шина передачи данных – это оптико-электронное устройство, которое встроено в объединительную плату и применяется для коммутации сигналов посредством оптического излучения. По области размещения выделяют оптико-электронные шины, расположенные на поверхности печатной платы и встроенные между ее слоями [3–5, 6]. Второй вариант размещения является более выгодным с точки зрения защиты оптико-электронной шины от внешних воздействий [5].

Как следует из названия, использование оптикоэлектронной шины предусматривает предварительное преобразование сигнала из электрического в оптический с помощью специальных преобразователей [4, 9, 10]. Затем оптический сигнал с помощью устройств ввода/вывода, входящих в состав оптико-электронной шины, передается в массив планарных оптических волноводов. Далее сигнал передается оптическим излучением до необходимого узла на объединительной плате. Затем происходит обратное преобразование сигнала из оптического в электрический и его обработка в функциональном электронном узле, подключенном к объединительной плате [4].

Исходя из области размещения оптико-электронной шины (на поверхности или между слоями объединительной платы), применяют различные устройства ввода/вывода излучения. При расположении на поверхности объединительной платы используют устройства ввода/вывода, обеспечивающие сопряжение «встык» с оптическими волноводами оптико-электронной шины. Напротив, при встраивании между слоями объединительной платы чаще прибегают к развороту оптического излучения на 90° для достижения оптического слоя оптико-электронной шины. Для увеличения эффективности ввода/вывода излучения на торцах оптических волноводов оптико-электронной шины интегрируют 45° микрозеркала, а также применяют массивы микролинз для фокусировки оптического излучения при его выходе из устройства ввода/вывода излучения [9, 10].

Основным функциональным элементом оптикоэлектронной шины является массив планарных оптических волноводов. Как и электрические проводники, планарные оптические волноводы формируются на печатном основании и призваны коммутировать сигналы по объединительной плате. Топология планарных оптических волноводов, по аналогии с электрическими проводниками, определяется схемой (оптических в случае оптических межсоединений) соединений объединительной платы.

Главным отличием планарных оптических волноводов от электрических проводников является возможность передачи сигнала посредством оптического излучения, обеспечивающего более высокую пропускную способность межсоединений (до десятков Гбит/с [11] или даже до 1 Тбит/с [4]) и другие преимущества [1, 4], определяемые оптической природой передаваемого сигнала.

Планарные оптические волноводы – это устройства для передачи сигнала в виде оптического излучения. В основе функционирования планарных оптических волноводов лежит принцип полного внутреннего отражения оптического излучения на границе двух элементов оптического волновода: сердцевины и оболочки. Сердцевина оптического волновода изготавливается из материала, оптически прозрачного на определенной длине волны оптического излучения. По сердцевине оптического волновода осуществляется передача оптического сигнала за счет полного внутреннего отражения на границе с оболочкой оптического волновода. Оболочка также обеспечивает защиту сердцевины оптического волновода от внешних воздействий.

В зависимости от поперечного сечения сердцевины выделяют типы оптических волноводов. Цилиндрическая форма сердцевины соответствует оптоволоконным волноводам, плоское планарное сечение с отсутствующими боковыми слоями оболочки оптического волновода – планарным оптическим волноводам (оптический слой), а прямоугольное сечение – канальным (микрополосковым) оптическим волноводам.

Важно отметить, что существует расхождение в терминологии, приведенной в отечественных и зарубежных научных источниках. Термин планарный волновод (*nep. с англ.* planar waveguide) в зарубежной научной литературе [12] используется для определения канальных оптических волноводов, а плоский волновод (*nep. с англ.* slab waveguide) – для планарных волноводов. В связи с этим, здесь и далее в этой статье будем придерживаться зарубежной терминологии при описании оптических волноводов оптико-электронной шины, определяя их как планарные оптические волноводы вместо канальных оптических волноводов.

Рассмотрим упрощенную модель оптико-электронной шины, представленную на рисунке 1.



Рис. 1. Модель оптико-электронной шины передачи данных Fig. 1. Optoelectronic Data Bus Model

На печатном основании макета объединительной платы размещен нижний слой оболочки планарных оптических волноводов. Массив сердцевин оптических волноводов в виде прямых соединений расположен поверх нижнего слоя оболочки. Для ввода излучения выбрано сопряжение «встык» оптоволокна и вертикальных торцов сердцевин планарных оптических волноводов. Верхние и боковые слои оболочки отсутствуют и заменены на воздух окружающей среды, показатель преломления которого также обеспечивает полное внутреннее отражение на границе «сердцевина-окружающая среда». Кроме того, отсутствие верхней оболочки обеспечит контроль качества изготовления сердцевины планарного оптического волновода.

В общем случае выделяют следующие виды потерь сигнала в оптических волноводах [13–15]: потери на поглощение оптического излучения; потери на рассеяние; поляризационные потери; вносимые потери; потери на переходе из элемента ввода/вывода излучения и другие. Потери на поглощение излучения определяются материалом сердцевины и оболочки оптического волновода. Потери на рассеяние излучения подразделяются на потери от примесного и от собственного рассеяния [14–15]. Общей причиной увеличения данного типа потерь является недостаточная отработка технологического процесса формирования оптических волноводов. Поляризационные потери определяются анизотропией оптических свойств материалов и поляризацией проходящего оптического излучения [14]. Вносимые потери являются физической величиной, определяемой как значение затухания мощности оптического излучения, подаваемого на вход планарного оптического волновода [15]. Значения вносимых потерь выделяют из общих суммарных потерь излучения с учетом мощности источника и чувствительности приемника оптического излучения.

Существуют подходы к сокращению каждого типа потерь оптического излучения в планарных оптических волноводах. Так, сокращение потерь на поглощение обеспечивается путем специальной обработки материала сердцевины планарного оптического волновода, которая исключает причину возникновения пиков поглощения оптического излучения на заданной длине волны [15]. Значение поляризационных потерь уменьшается при сокращении внутренних напряжений в материале сердцевины оптического волновода [14]. Величина вносимых потерь, как и потерь на рассеяние излучения нивелируется при условии оптимизации технологии изготовление планарного оптического волновода. Снижение потерь при переходе излучения из оптоволокна достигается за счет соответствия модовой структуры оптоволокна и планарного волновода, а также за счет соответствия показателей преломления и размеров сердцевин [15]. Также можно добиться уменьшения потерь с помощью добавления буферных слоев для согласования показателя преломления на границах сердцевин оптоволокна и планарного оптического волновода. В настоящей статье подробнее будут рассмотрены методы снижения потерь на рассеяние в полимерных планарных оптических волноводах.

Материалы и технологии изготовления полимерных планарных оптических волноводов

При изготовлении оптических волноводов широко распространено использование полупроводниковых материалов [16]. Полупроводники применяются при создании источников и приемников оптического излучения. Соответственно, при формировании планарных оптических волноводов из полупроводниковых материалов появляется возможность создания интегральных полупроводниковых оптических устройств.

С конца XX века в связи с развитием материаловедения и технологий изготовления изделий интегральной оптики появилась идея создания полимерных интегральных оптических устройств. Преимуществом таких устройств является низкая стоимость изготовления за счет применения широко распространенных технологий микроэлектроники, возможность изготовления гибких интегральнооптических устройств. Другое преимущество употребления полимерных материалов заключается в решении проблемы растрескивания полупроводниковых планарных оптических волноводов под влиянием внешних температурных воздействий при их формировании на печатном основании. Согласно исследованиям [13, 17], величина температурного коэффициента линейного расширения полимерных материалов в большей мере соответствует температурному коэффициенту линейного расширения печатного основания, чем в случае полупроводниковых материалов. Как следствие этого, при внешнем температурном воздействии в полимерных планарных оптических волноводах не возникают избыточные внутренние напряжения, которые свойственны полупроводниковым планарным оптическим волноводам и приводят к увеличению значения потерь сигнала в подобных оптических волноводах, а в предельном случае - к необратимому нарушению целостности сердцевины планарного оптического волновода.

Критичным недостатком применения полимерных материалов при создании планарных оптических волноводов является большая в сравнении с полупроводниками величина удельных потерь оптического излучения. Этот недостаток может быть устранен за счет ограничения области применения полимерных материалов. Так, употребление полимеров подходит под требования, предъявляемые к материалам при создании планарных оптических волноводов оптико-электронных шин передачи данных, расстояние на которых необходима коммутация сигналов на объединительной плате, не превосходит 1 м, а значит, сравнительно большая величина потерь сигнала (доли или единицы дБ/см) не снизит эффективность передачи оптического излучения в полимерных планарных оптических волноводах оптико-электронной шины [13]. В работе [13] представлены результаты анализа величины потерь в полимерных материалах, предусматривающих создание полимерных планарных оптических волноводов.

Наиболее широко распространенной технологией изготовления полимерных планарных оптических волноводов является фотолитография. Выбор подвида фотолитографии определяется, в первую очередь, в зависимости от способности полимерного материала под действием УФ-излучения отверждаться. В случае обеспечения этой возможности элементы полимерных планарных оптических волноводов оптико-электронной шины передачи данных могут быть созданы при помощи прямой литографии.

Примерами таких полимерных материалов являются негативные фоторезисты, которые имеют полимерную основу и возможность УФ-отверждения

[13]. Фоторезист SU-8 [18] обладает возможностью УФ-отверждения, прозрачен в области видимого и инфракрасного спектра оптического излучения и используется при создании полимерных планарных оптических волноводов. Помимо фоторезистов широкого спектра применения при изготовлении планарных оптических волноводов путем прямой литографии могут применяться такие специализированные коммерческие материалы, как ЕроСоге/ЕроСlad и другие [19].

Отсутствие возможности УФ-отверждения требует проведения дополнительных операций, призванных обеспечить формообразование элементов полимерных планарных оптических волноводов. Для этого сначала на поверхности полимера сердцевины оптического волновода при помощи прямой фотолитографии создается маска из фоторезиста. Затем путем дополнительных воздействий, например, травления по фоторезистивной маске, формируется массив сердцевин полимерных планарных оптических волноводов. К подобным технологиям относится безмасочное рисование лазерным пучком по фоторезистивному слою с последующим травлением полимерного слоя по полученной маске.

Кроме микроэлектронных технологий при создании полимерных планарных оптических волноводов оптико-электронной шины передачи данных пригодны более нестандартные технологии, нашедшие свое применение в других областях. Например, можно обнаружить множество общих черт у полимерных микрофлюидных устройств и планарных оптических волноводов. Так, микрофлюидные микроканалы [15] отличаются от планарных (канальных) оптических волноводов лишь отсутствием заполнения канала полимерным материалом. Соответственно, можно сделать вывод, что и материалы, и технологии формирования микроканальных флюидных устройств могут найти применение при создании полимерных планарных оптических волноводов. Подходящими методами формирования являются аддитивные технологии, например, 3D-печать [20], а также большая группа технологий наноимпринтной литографии [21].

Полимерными материалами, наиболее часто употребляемыми в технологии наноимпринтной литографии, являются полиметилметакрилат (PMMA, *аббр. от англ.* Polymethylmethacrylate) и полидиметилсилоксан (PDMS, *аббр. от англ.* Polydimethylsiloxane) [12]. PDMS получил широкое применение среди материалов для изготовления изделий микрофлюидики [15], а также может использоваться при формировании полимерных планарных оптических волноводов. PDMS проявляет различные значения показателя преломления материала в зависимости от условий, в которых было проведено отверждение материала: температура, соотношение компонентов базы полимера и отверждающего агента и другие [22–23]. Это преимущество позволит создать и сердцевину, и оболочку полимерного планарного оптического волновода из одного материала (PDMS), имеющего различные показатели преломления в соответствующих слоях для обеспечения полного внутреннего отражения на их границах. Так будет обеспечено отсутствие предпосылок для возникновения внутренних напряжений в слоях полимерного планарного оптического волновода, так как оптические волноводы будут созданы из одного материала, и, следовательно, будут иметь одинаковые значения температурного коэффициента линейного расширения.

Среди подвидов наноимпринтной литографии в качестве наиболее подходящего выбрана мягкая литография [21]. Ключевым отличием мягкой литографии является использование «мягкого» штампа, изготовленного с помощью оттиска (импринта) «жесткого» мастер-штампа. В качестве материала для его формирования широко применяется фоторезист SU-8, а для мягкого штампа -PDMS. Важным преимуществом мягкой литографии является возможность изготовления полимерных планарных оптических волноводов из неспециализированных полимерных материалов общего применения. Рассмотрим технологический процесс изготовления полимерных планарных оптических волноводов при помощи технологии мягкой литографии с основными характеристиками, представленными в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Основные параметры полимерных планарных оптических волноводов

| Параметр | Сердцевина/оболочка | Значение |
|------------------------|---------------------|----------|
| Материал | | PDMS |
| Показатель | оболочка | 1,404 |
| преломления п | сердцевина | 1,41 |
| Соотношение смеси | оболочка | 20:1 |
| ций агент PDMS | сердцевина | 5:1 |
| Descent have | оболочка | 40 |
| высота п, мкм | сердцевина | 50 |
| Общая высота планарног | 130 | |
| Длина волны оптическог | 850 | |

TABLE 1. The Polymer Planar Optical Waveguides Main Parameters

Исходя из предположения, что полимерный планарный оптический волновод будет изготовлен из одного материала с разным показателем преломления в соответствующих слоях, было принято решение заменить оттиск мастер-штампа на заливку полимера PDMS сердцевины в топологию мастерштампа с последующим отверждением в каналах мастер-штампа. Затем поверх отвержденного PDMS сердцевины наносится слой PDMS оболочки и присоединяется печатное основание оптико-электронной шины. После отверждения полимерных слоев осуществляется «отрыв» полученной полимерной структуры из мастер-штампа.

Подходы к снижению потерь на рассеяние в полимерных планарных оптических волноводах

Основным критерием качества технологии изготовления полимерных планарных оптических волноводов является величина потерь на рассеяние излучения. Как уже было сказано ранее, значение потерь на рассеяние может быть снижено при достаточной отработке технологии формирования оптических волноводов. Основными пагубными явлениями, которые необходимо устранить при отработке технологического процесса, являются высокая шероховатость поверхности сердцевины полимерного планарного оптического волновода и присутствие неоднородностей в ее структуре. В предложенном технологическом процессе выделены две лимитирующие стадии, определяющие величину потерь на рассеяние в сформированных полимерных планарных оптических волноводах.

Во-первых, качество изготовления мастерштампа. Топологию мастер-штампа из фоторезиста SU-8 предлагается сформировать путем прямой контактной фотолитографии. Для негативных фоторезистов, к которым относится SU-8, свойственна проблема создания отрицательного наклона стенок фоторезистивной маски (T-topping). Предполагается, что присутствие данного паразитного эффекта повлечет за собой увеличение шероховатости боковых поверхностей сердцевин полимерных планарных оптических волноводов из-за их повреждения при попытке изъятия из мастер-штампа, а в предельном случае – отрыва сердцевин от нижнего слоя оболочки.

Причиной возникновения T-topping [24, 25] определяют приповерхностное поглощение широкополосного УФ-излучения (длина волны менее 350 нм). Как следствие этого избыточного поглощения, происходит переэкспонирование приповерхностного слоя и недоэкспонирование нижнего слоя фоторезиста SU-8. В свою очередь, приповерхностное поглощение возникает из-за наличия пиков поглощения оптического излучения на длинах волн 231,5, 268,5 и 276 нм [25] у соли гексафтороантимоната триарилсульфония, входящей в состав фоторезиста SU-8 как фотокислотный генератор (ФКГ). Следовательно, изза поглощения оптического излучения происходит избыточная генерация кислоты Льюиса, которая диффундирует из проэкспонированных участков фоторезиста и полимеризует приповерхностный слой непроэкспонированных областей, где ее концентрация наиболее велика. Схема возникновения паразитного T-topping при экспонировании фоторезиста SU-8 широкополосным УФ-излучением представлена на рисунке 2.


Рис. 2 Схема образования T-topping в слое фоторезиста SU-8 [24] Fig. 2 T-Topping Formation Scheme in the SU-8 Photoresist Layer [24]

Исходя из причин возникновения паразитного T-topping, необходимо исключить возможность экспонирования фоторезиста широкополосным спектром УФ-излучения. Для этих целей в руководстве по процессированию фоторезиста SU-8 рекомендуется использовать специализированные коммерческие светофильтры [26]. Данные устройства призваны отфильтровать УФ-излучение с длиной волны менее 350 нм при экспонировании фоторезиста SU-8.

В данной статье предлагается иной подход к решению проблемы паразитного T-topping. Предполагается, что использование светофильтра в виде стеклянной подложки со слоем фоторезиста SU-8 также будет стимулировать фильтрацию нежелательной части УФ-спектра и способствовать увеличению вертикальности стенок фоторезистивной маски. Для устранения T-topping при проведении контактного экспонирования мастер-штампа необходимо расположить изготовленный светофильтр между источником УФ-излучения и фотошаблоном с топологией мастер-штампа. Также следует определить, является ли фильтрующий эффект данного светофильтра постоянным или, напротив, он ограничен во времени; имеется ли зависимость эффективности фильтрации от толщины фоторезистивного слоя SU-8 на поверхности светофильтра. Кроме того, не следует забывать о необходимости определения значения, на которое требуется увеличить мощность экспонирующего УФ-излучения с учетом добавления светофильтра.

Во-вторых, следующий лимитирующий этап изготовления полимерных планарных оптических волноводов – «отрыв» оптических волноводов из мастер-штампа после отверждения. При неудачном отрыве возможно возникновение повышенной шероховатости поверхности сердцевины планарного оптического волновода и увеличение потерь на рассеяние излучения на границе «сердцевина-оболочка». Основной причиной возникновения шероховатостей из мастер-штампа является повышенная адгезия полимера к фоторезисту мастер-штампа.

При формировании полимерных планарных оптических волноводов сердцевина оптических волноводов вступает в контакт с тремя поверхностями: полимер PDMS оболочки, фоторезист SU-8 мастер-штампа и основание мастер-штампа (кремний). Следовательно, необходимо контролировать величину адгезии полимера PDMS сердцевины ко всем трем материалам [27]. При этом в первом случае величина адгезии должна быть достаточно высокой, чтобы сердцевины не оторвались от нижнего слоя оболочки, а в двух других случаях – наоборот, что создает дополнительные сложности. Для уменьшения количества материалов, приведенных в контакт с сердцевиной полимерного планарного оптического волновода, предлагается добавить дополнительный этап в технологический процесс изготовления мастер-штампа для формирования подслоя из фоторезиста SU-8. Данный подслой исключит контакт полимера PDMS сердцевины с основанием мастер-штампа. На рисунке 3 представлена блок-схема технологического процесса изготовления полимерных планарных оптических волноводов с учетом добавления дополнительного подслоя мастер-штампа.

Для снижения адгезии фоторезиста к двухслойному мастер-штампу предлагается нанести дополнительный буфферный слой поверхностного активного вещества или модификатора адгезии гексаметилдисилазана. Добавление буфферного слоя позволит извлекать полимерные планарные оптические волноводы из мастер-штампа без повреждения поверхностей, вступающих в контакт с мастерштампом, а, следовательно, без увеличения величины шероховатости и потерь на рассеяние оптического излучения.

С другой стороны, применение предложенных буфферных слоев обеспечит многократное использование мастер-штампа для формирования полимерных планарных оптических волноводов оптико-электронной шины передачи данных единой топологии без повторного изготовления мастерштампа.



Рис. 3. Схема технологического процесса изготовления макета оптико-электронной шины [20] Fig. 3. Optoelectronic Data Bus Fabrication Process [20]

Заключение

Таким образом, в представленной статье предложены подходы к снижению потерь на рассеяние в планарных оптических волноводах оптико-электронной шины передачи данных, которые заключаются в поэтапной доработке технологического процесса изготовления оптических волноводов.

Отличительной особенностью рассмотренных планарных оптических волноводов было отмечено их формирование из неспециализированного полимерного материала общего применения – полидиметилсилоксана (PDMS) – по технологии мягкой литографии. С учетом этой особенности были определены наиболее критичные этапы изготовления полимерных планарных оптических волноводов, а именно: формирование мастер-штампа из фоторезиста SU-8 и отрыв отвержденных оптических волноводов из мастер-штампа. Каждый из выбранных этапов имеет решающее значение в увеличении шероховатости поверхности элементов оптических волноводов и, как следствие, в возрастании потерь на рассеяние оптического излучения.

Причиной увеличения шероховатости поверхности полимерных планарных оптических волноводов на этапе изготовления мастер-штампа был определен паразитный эффект T-topping. Предложен алгоритм снижения величины T-topping путем фильтрации широкополосного УФ-излучения, которое используется при формировании мастерштампа с помощью технологии контактной фотолитографии. Также выдвинуто предположение о возможности замены дорогостоящего специализированного коммерческого светофильтра, рекомендованного руководством по применению фоторезиста SU-8, на светофильтр, изготовленный на основе стеклянной подложки с нанесенным слоем фоторезиста SU-8, для нивелирования эффекта Ttopping.

Избыточная и неравномерная адгезия полимерного материала PDMS к мастер-штампу была выявлена в качестве иного эффекта, способствующего увеличению шероховатости поверхностей сердцевин полимерных планарных оптических волноводов. Для борьбы с неравномерностью адгезии целесообразно внести изменения в конструкцию мастер-штампа, добавив дополнительный подслой. С целью снижения величины адгезии предлагается наносить на поверхность мастер-штампа дополнительный буфферный слой поверхностного активного вещества или модификатора адгезии гексаметилдисилазана (HMDS). Предложенный подход к снижению адгезии полимерного материала оптических волноводов также обеспечит возможность многократного применения мастер-штампа для формирования полимерных планарных оптических волноводов идентичной топологии.

Представленные подходы к снижению потерь на рассеяние излучения были успешно реализованы при изготовлении мастер-штампов и макетов полимерных планарных оптических волноводов оптико-электронной шины передачи данных.

ФИНАНСИРОВАНИЕ

Исследование выполнено при финансовой поддержке Фонда содействия инновациям (Договор № 14376ГУ/2019 от 11.07.2019 г.).

Список используемых источников

1. Ахманов А.С. Оптическая передача информации в супер-ЭВМ и микропроцессорных системах. Часть 1 // LIGHTWAVE. 2008. № 3. С. 46–53.

2. Copper versus optical: The battle begins // VITA Technologies. URL: http://vita.mil-embedded.com/articles/copper-versus-optical-battle-begins (дата обращения 20.10.2020)

3. Bamiedakis N., Hashim A., Penty R.V., White H. Regenerative polymeric bus architecture for board-level optical interconnects // Optics Express. 2012. Vol. 20. Iss. 11. PP. 11625–11636. DOI:10.1364/0E.20.011625

4. Schares L., Kash J.A., Doany F.E., Schow C.L., Schuster C., Kuchta D.M. Terabus: Terabit/Second-Class Card-Level Optical Interconnect Technologies // IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics. 2006. Vol. 12. Iss. 5. PP. 1032–1044. DOI:10.1109/JSTQE.2006.881906

5. Immonen M., Wu J., Yan H.J., Zhu L.X., Chen P., Rapala-Virtanen T. Development of electro-optical PCBs with embedded waveguides for data center and high performance computing applications // Proceedings of SPIE OPTO (San Francisco, USA, 1–6 February 2014). Vol. 8991. Optical Interconnects XIV. 2014. DOI:10.1117/12.2039875

6. Соколов В.И., Ахманов А.С., Китай М.С., Молчанова С.И., Панченко В.Я., Троицкая Е.В. и др. Лазерные технологии формирования полимерных элементов микро и нанофотоники для высокоскоростных информационных систем. URL: http://shatura.laser.ru/laser.ru/30/Polymer_photonics.pdf (дата обращения 05.05.2020)

7. Ахманов А.С. Оптическая передача информации в супер-ЭВМ и микропроцессорных системах. Часть 2 // LIGHTWAVE. 2008. № 4. С. 52–55.

8. Zhu L.X., Immonen M., Wu J., Yan H.J., Ruizhi S., Peifeng C., et al. Electro-optical line cards with multimode polymer waveguides for chip-to-chip interconnects // Proceedings of SPIE/COS Photonics Asia (Beijing, China, 9–11 October 2014). Vol. 9270. Optoelectronic Devices and Integration V. 2014. DOI:10.1117/12.2071965

9. Karppinen M., Mäkinen J.-T., Kataja K., Tanskanen A., Alajoki T., Karioja P., et all. Embedded optical interconnect on printed wiring board // Proceedings of Photonics Europe (Strasbourg, France, 26–30 April 2004). Vol. 5453. Micro-Optics, VCSELs, and Photonic Interconnects. 2004. PP. 150–164. DOI:10.1117/12.545931

10. Karppinen M., Alajoki T., Tanskanen A., Kataja K., Mäkinen J.-T., Karioja P., et all. Parallel optical interconnect between surface-mounted devices on FR4 printed wiring board using embedded waveguides and passive optical alignments // Proceed-ings of SPIE Photonics Europe (Strasbourg, France, 3–7 April 2006). Vol. 6185. Micro-Optics, VCSELs, and Photonic Interconnects II: Fabrication, Packaging, and Integration. 2006. DOI:10.1117/12.664386

11. Chen S., Pang F., Li K., Wu J., Immonen M., Zhang X., et al. Long distance optical printed circuit board for 10Gbps optical interconnection // Proceedings of Photonics Asia (Beijing, China, 5–7 November 2012). Vol. 8555. Optoelectronic Devices and Integration IV. 2012. DOI:10.1117/12.999969

12. Zgraggen E. Fabrication and System Integration of Single-Mode Polymer Optical Waveguides. D.Sc. Thesis. Zurich: ETH, 2014. 158 p.

13. Cai D. Optical and Mechanical Aspects on Polysiloxane Based Electrical-Optical-Circuits-Board. D.Sc. Thesis. Dortmund: TU Dortmund University, 2008. 129 p. DOI:10.17877/DE290R-8242

14. Ma H., Jen A.K.-Y., Dalton L.R. Polymer-Based Optical Waveguides: Materials, Processing, and Devices // Advanced Materials. 2002. Vol. 14. Iss. 19. PP. 1339–1365. DOI:10.1002/1521-4095(20021002)14:19<1339::AID-ADMA1339>3.0.CO;2-O

15. Sergeeva E. Fabrication of polymer-based optofluidic microsystems for optical fluid analysis on printed circuit boards. D.Sc. Thesis. Rostock: University of Rostock, 2019. 143 p.

16. Miller S.E. Integrated Optics: An Introduction // Bell System Technical Journal. 1969. Vol. 48. Iss. 7. PP. 2059–2069. DOI:10.1002/j.1538-7305.1969.tb01165.x

17. Cai D. Polydimethylsiloxane (PDMS) based optical interconnect with copper-clad FR4 substrates // Sensors and Actuators B: Chemical. 2011. Vol. 160. Iss. 1. PP. 777–783. DOI:10.1016/j.snb.2011.08.062

18. Immonen M. Fabrication and Characterization of Polymer Optical Waveguides With Integrated Micromirrors for Three-Dimensional Board-Level Optical Interconnects // IEEE Transactions on Electronics Packaging Manufacturing. 2005. Vol. 28. Iss. 4. PP. 304–311. DOI:10.1109/TEPM.2005.856538

19. Prajzler V., Neruda M., Nekvindova P., Mikulik P. Properties of Multimode Optical Epoxy Polymer Waveguides Deposited on Silicon and TOPAS Substrate // Radioengineering. 2017. Vol. 26. No. 1. PP. 10–15. DOI:10.13164/re.2017.0010

20. Иванов Н.Н., Радзиевская Т.А. Конвергенция технологий фотоники и радиоэлектроники при создании высокоскоростных шин передачи данных // IX Международная научно-технической и научно-методической конференции «Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании» (Санкт-Петербург, Россия, 26–27 февраля 2020). СПб: СПбГУТ, 2020. Т. 1. С. 510–514.

21. Zhou W. Principles and Status of Nanoimprint Lithography // Nanoimprint Lithography: An Enabling Process for Nanofabrication. Berlin, Heidelberg: Springer, 2013. 269 p. DOI:10.1007/978-3-642-34428-2

22. Chang-Yen D.A., Eich R.K., Gale B.K. A Monolithic PDMS Waveguide System Fabricated Using Soft-Lithography Techniques // Journal of Lightwave Technology. 2005. Vol. 23. Iss. 6. PP. 2088–2093. DOI:10.1109/JLT.2005.849932

23. Cai Z., Qiu W., Shao G., Wang W. A new fabrication method for all-PDMS waveguides // Sensors and Actuators A: Physical. 2013. Vol. 204. PP. 44–47. DOI:10.1016/j.sna.2013.09.019

24. Madou M.J. Fundamentals of Microfabrication and Nanotechnology. Irvine: CRC Press, 2011. 1992 p. DOI:10.1201/ 9781315274164

25. Mitra S.K. Microfluidics and nanofluidics handbook: Fabrication, implementation, and applications. Irvine: CRC Press, 2011. 624 p. DOI:10.1201/b11188

26. SU-8 3000 Permanent epoxy negaive photoresist (Data Sheet) // MicroChem. URL: http://microchem.com/pdf/SU-8%203000%20Data%20Sheet.pdf (дата обращения 20.10.2020)

27. Manvelova T.A. Polymer Optoelectronic Bus for High-Speed Data Transmission Systems // Journal of Physics: Conference Series. 2019. Vol. 1400. Iss. 6. DOI:10.1088/1742-6596/1400/6/066051

* * *

The Reducing Approaches of Scattering Losses in Polymer Planar Optical Waveguides

T. Radzievskaya^{1, 2}, N. Ivanov³, S. Tarasov¹

¹Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI", St. Petersburg, 197376, Russian Federation
²JSC «Avangard», St. Petersburg, 195271, Russian Federation
³The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications,

St. Petersburg, 193232, Russian Federation

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-31-40 Received 28th October 2020 Accepted 11th Junuary 2021

For citation: Radzievskaya T., Ivanov N., Tarasov S. The Reducing Approaches of Scattering Losses in Polymer Planar Optical Waveguides. *Proc. of Telecom. Universities.* 2021;7(1):31–40. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-31-40.

Abstract: The article presents the development prospects of planar optical waveguides for high-speed data transmission systems optoelectronic buses by polymer materials. The advantages and disadvantages of using non-specialized polymeric materials for general use are revealed. The polymer planar optical waveguides fabrication technologies are proposed. The main losses types in planar optical waveguides, the reasons for their occurrence, as well as approaches to their reduction are determined. Using the example of PDMS polymer and soft lithography technology, the technological process critical stages of polymer planar optical waveguides production are noted, which contribute to an scattering losses increase. For each stage, algorithms are proposed to prevent an scattering losses increase. These algorithms were implemented in practice in the manufacture of layouts of polymer planar optical waveguides of the optical-electronic data transmission bus.

Keywords: polymer planar optical waveguides, optoelectronic data bus, soft lithography, hard mold, PDMS, SU-8, T-topping, adhesion.

FUNDING

This research was funded by Innovation Assistance Fund (Contract no. 14376ГУ/2019, 11.07.2019).

References

1. Ahmanov A.S. Optical Transmission of Information in Super-Computers and Microprocessor Systems. Part 1. *LIGHTWAVE*. 2008;3:46–53. (in Russ.)

2. VITA Technologies. *Copper versus optical: The battle begins.* Available from: http://vita.mil-embedded.com/articles/ copper-versus-optical-battle-begins [Accessed 20th October 2020]

3. Bamiedakis N., Hashim A., Penty R.V., White H. Regenerative polymeric bus architecture for board-level optical interconnects. *Optics Express*. 2012;20(11):11625–11636. DOI:10.1364/OE.20.011625

4. Schares L., Kash J.A., Doany F.E., Schow C.L., Schuster C., Kuchta D.M. Terabus: Terabit/Second-Class Card-Level Optical Interconnect Technologies. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics.* 2006;12(5):1032–1044. DOI:10.1109/JSTQE.2006.881906

5. Immonen M., Wu J., Yan H.J., Zhu L.X., Chen P., Rapala-Virtanen T. Development of electro-optical PCBs with embedded waveguides for data center and high performance computing applications. *Proceedings of SPIE OPTO*, 1–6 February 2014, San Francisco, USA. Vol. 8991. Optical Interconnects XIV. 2014. DOI:10.1117/12.2039875

6. Sokolov V.I., Ahmanov A.S., Kitaj M.S., Molchanova S.I., Panchenko V.Ya., Troitskaya E.V. *Laser Technologies for the Formation of Polymer Elements of Micro and Nanophotonics for High-Speed Information Systems*. Available from: http://shatura.laser.ru/laser.ru/30/Polymer_photonics.pdf [Accessed 5th May 2020]. (in Russ.)

7. Ahmanov A.S. Optical Transmission of Information in Super-Computers and Microprocessor Systems. Part 2. *LIGHTWAVE*. 2008;4:52–55. (in Russ.)

8. Zhu L.X., Immonen M., Wu J., Yan H.J., Ruizhi S., Peifeng C., et al. Electro-optical line cards with multimode polymer waveguides for chip-to-chip interconnects. *Proceedings of SPIE/COS Photonics Asia*, 9–11 October 2014, Beijing, China. Vol. 9270. Optoelectronic Devices and Integration V. 2014. DOI:10.1117/12.2071965

9. Karppinen M., Mäkinen J.-T., Kataja K., Tanskanen A., Alajoki T., Karioja P., et all. Embedded optical interconnect on printed wiring board. *Proceedings of Photonics Europe, 26–30 April 2004, Strasbourg, France. Vol. 5453. Micro-Optics, VCSELs, and Photonic Interconnects.* 2004. p.150–164. DOI:10.1117/12.545931

10. Karppinen M., Alajoki T., Tanskanen A., Kataja K., Mäkinen J.-T., Karioja P., et all. Parallel optical interconnect between surface-mounted devices on FR4 printed wiring board using embedded waveguides and passive optical alignments. *Proceedings of SPIE Photonics Europe, 3–7 April 2006, Strasbourg, France. Vol. 6185. Micro-Optics, VCSELs, and Photonic Interconnects II: Fabrication, Packaging, and Integration.* 2006. DOI:10.1117/12.664386

11. Chen S., Pang F., Li K., Wu J., Immonen M., Zhang X., et al. Long distance optical printed circuit board for 10Gbps optical interconnection. *Proceedings of Photonics Asia, 5–7 November 2012, Beijing, China. Vol. 8555. Optoelectronic Devices and Integration IV.* 2012. DOI:10.1117/12.999969

12. Zgraggen E. Fabrication and System Integration of Single-Mode Polymer Optical Waveguides. D.Sc. Thesis. Zurich: ETH; 2014. 158 p.

13. Cai D. Optical and Mechanical Aspects on Polysiloxane Based Electrical-Optical-Circuits-Board. D.Sc. Thesis Dortmund: TU Dortmund University; 2008. 129 p. DOI:10.17877/DE290R-8242

14. Ma H., Jen A.K.-Y., Dalton L.R. Polymer-Based Optical Waveguides: Materials, Processing, and Devices. *Advanced Materials*. 2002;14(19):1339–1365. DOI:10.1002/1521-4095(20021002)14:19<1339::AID-ADMA1339>3.0.CO;2-O

15. Sergeeva E. Fabrication of polymer-based optofluidic microsystems for optical fluid analysis on printed circuit boards. D.Sc. Thesis. Rostock: University of Rostock; 2019. 143 p.

16. Miller S.E. Integrated Optics: An Introduction. *Bell System Technical Journal*. 1969;48(7):2059–2069. DOI:10.1002/j.1538-7305.1969.tb01165.x

17. Cai D. Polydimethylsiloxane (PDMS) based optical interconnect with copper-clad FR4 substrates. *Sensors and Actuators* B: Chemical. 2011;160(1):777–783. DOI:10.1016/j.snb.2011.08.062

18. Immonen M. Fabrication and Characterization of Polymer Optical Waveguides With Integrated Micromirrors for Three-Dimensional Board-Level Optical Interconnects. *IEEE Transactions on Electronics Packaging Manufacturing*. 2005;28(4):304–311. DOI:10.1109/TEPM.2005.856538

19. Prajzler V., Neruda M., Nekvindova P., Mikulik P. Properties of Multimode Optical Epoxy Polymer Waveguides Deposited on Silicon and TOPAS Substrate. *Radioengineering*. 2017;26(1):10–15. DOI:10.13164/re.2017.0010

20. Ivanov N.N., Radzievskaja T.A. Convergence of Photonics and Radio Electronics Technologies in the Creation of High-Speed Data Transmission Buses. *Proceedings of the IXth International Conference on Infotelecommunications in Science and Education, 26–27 February 2020, St. Petersburg, Russia.* St. Petersburg: The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications Publ.; 2020, vol.1. p.510–514. (in Russ.)

21. Zhou W. Principles and Status of Nanoimprint Lithography. In: *Nanoimprint Lithography: An Enabling Process for Nanofabrication*. Berlin, Heidelberg: Springer; 2013. 269 p. DOI:10.1007/978-3-642-34428-2

22. Chang-Yen D.A., Eich R.K., Gale B.K. A Monolithic PDMS Waveguide System Fabricated Using Soft-Lithography Techniques. *Journal of Lightwave Technology*. 2005;23(6):2088–2093. DOI:10.1109/JLT.2005.849932

23. Cai Z., Qiu W., Shao G., Wang W. A new fabrication method for all-PDMS waveguides. *Sensors and Actuators A: Physical*. 2013;204:44–47. DOI:10.1016/j.sna.2013.09.019

24. Madou M.J. Fundamentals of Microfabrication and Nanotechnology. Irvine: CRC Press; 2011. 1992 p. DOI:10.1201/9781315274164

25. Mitra S.K. *Microfluidics and nanofluidics handbook: Fabrication, implementation, and applications*. Irvine: CRC Press; 2011. 624 p. DOI:10.1201/b11188

26. MicroChem. SU-8 3000 Permanent epoxy negaive photoresist (Data Sheet). Available from: http://microchem.com/pdf/SU-8%203000%20Data%20Sheet.pdf [Accessed 20th October 2020]

27. Manvelova T.A. Polymer Optoelectronic Bus for High-Speed Data Transmission Systems. *Journal of Physics: Conference Series*. 2019;1400(6). DOI:10.1088/1742-6596/1400/6/066051

Сведения об авторах:

| РАДЗИЕВСКАЯ Тамара Александровна | аспирант кафедры фотоники Санкт-Петербургского государственного элек- тротехнического университета «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина), инженер- технолог Центра Микросистемотехники ОАО «Авангард» <u>tamaramanvelova239@mail.ru</u> b https://orcid.org/0000-0001-6360-810X |
|-------------------------------------|---|
| ИВАНОВ | доктор технических наук, старший научный сотрудник, заместитель директора по научной работе Института магистратуры Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, <u>ivanov.2nik@yandex.ru</u> |
| Николай Николаевич | bttps://orcid.org/0000-0001-8511-8494 |
| ТАРАСОВ | доктор технических наук, доцент, заведующий кафедрой фотоники, директор департамента науки Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина), satarasov@mail.ru |
| Сергей Анатольевич | b https://orcid.org/0000-0002-6321-0019 |



DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-42-53

Исследование цифровых методов генерации сигналов гидроакустических фазированных антенных решеток

В.А. Александров¹, А.П. Буянов¹, Л.В. Маркова^{2*}, М.А. Сиверс²

¹АО «Концерн «Океанприбор»,

Санкт-Петербург, 197376, Российская Федерация

²Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. М.А. Бонч-Бруевича

Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация *Адрес для переписки: ljubvblinva@mail.ru

Информация о статье Поступила в редакцию 27.10.2020

Принята к публикации 15.03.2021

Ссылка для цитирования: Александров В.А., Буянов А.П., Маркова Л.В., Сиверс М.А. Исследование цифровых методов генерации сигналов гидроакустических фазированных антенных решеток // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 1. С. 42–53. DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-42-53

Аннотация: В работе рассмотрены цифровые методы формирования, коррекции и параметрического управления характеристиками сигналов многоканальных генераторных устройств (ГУ) гидроакустических передающих трактов. Приведены данные по корректировке амплитудно-фазового распределения выходных сигналов ГУ с учетом взаимного влияния каналов гидроакустических излучающих антенн. Показана перспектива внедрения цифровых методов формирования периодических широтно-импульсных сигналов для улучшения характеристик высокочастотной гидролокации. Приведен пример эффективности использования цифрового параметрического регулирования для устранения режимов перегрузки при резком уменьшении импеданса гидроакустических преобразователей. Представленные способы цифрового управления выходных ными сигналами гидроакустических передающих трактов характеризуются научной новизной и оригинальностью предложенных технических решений.

Ключевые слова: многоканальное генераторное устройство, ключевой усилитель мощности, широтноимпульсная модуляция, гидроакустический передающий тракт, гидролокация, цифровые методы формирования и управления.

Введение

Настоящая статья посвящена вопросам генерации сигналов возбуждения гидроакустических излучающих антенн с использованием цифровых методов формирования и управления параметрами зондирующих сигналов. Гидроакустические излучающие тракты в подводных условиях решают задачи во многом аналогичные задачам типовых средств радиолокации и радиосвязи. Однако простой перенос принципов построения радиопередающей аппаратуры [1] в область разработки гидроакустических передающих трактов (ГАПТ) режимов гидролокации (ГЛ) и гидросвязи (ГС) невозможен в силу физических особенностей распространения звука в водной среде [2]. Здесь, прежде всего, следует отметить на много порядков более низкую скорость распространения, значительное затухание и многолучевость прохождения сигналов в гидроакустическом канале [3, 4]. При этом для наиболее энергоемких режимов дальней и ближней гидролокации используются многоканальные излучающие антенны в диапазонах частот от сотен Гц до сотен кГц с полосой частот излучаемых сигналов 1–3 октавы [4–7]. С учетом волновых размеров гидроакустических преобразователей (ГАП) в обеспечении требуемых характеристик направленности (ХН) в гидроакустические антенны должны входить десятки и сотни каналов излучения [7, 8]. Мощность возбуждения отдельных ГАП высокочастотного и низкочастотного диапазонов может достигать сотни ВА и десятки кВА при суммарной выходной мощности ГАПТ, достигающей сотни кВА.

Передающая аппаратура гидроакустических комплексов (ГАК) относится к одной из наиболее энергоемких составляющих радиотехнического

оснащения надводных кораблей и подводных лодок. В свою очередь внедрение электронного управления характеристикой направленности гидроакустической антенны, выполненной в виде фазированной антенной решетки (ФАР) в условиях расширения частотного динамического диапазона излучаемых сигналов обуславливает возрастающие требования к показателям качества генераторных устройств. Последнее обстоятельство связано с расширением частотного и динамического диапазонов изменения напряжения возбуждения каналов ФАР при заданной равномерности и высокой идентичности АЧХ и ФЧХ сигналов ГАПТ. При этом энергетическая эффективность и качество выходных сигналов приборов генераторных устройств (ГУ) в значительной степени определяют тактико-технические характеристики ГАК.

Здесь принципиальное значение имеет обоснованный выбор наиболее эффективных широкополосных усилительных устройств требуемой мощности [9-11]. Выполнение требований к энергетическим характеристикам и показателям качества каналов ГУ наиболее полно реализуется в ключевых усилителях мощности (КУМ) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), определенных по принятой классификации как усилители класса D [12, 13]. В таких усилительных устройствах метод ключевого усиления реализуется посредством преобразования аналогового сигнала в последовательность импульсов тактовой частоты при последующем ключевом усилении по мощности и выделении на нагрузке полезных составляющих модулированного импульсного напряжения фильтрами низкой частоты (ФНЧ).

Усилители класса D, выполненные на основе современных полевых транзисторов [14, 15], в том числе реализованные на основе карбид-кремниевых технологий (транзисторы SiC) [16] обладают высоким КПД (93–95 %) и весьма малыми нелинейными искажениями, обусловленными неидеальностью полупроводниковых приборов в ключевом режиме работ. ГУ на основе КУМ с ШИМ широко применяются в ГАПТ базовых изделий АО «Концерн «Океанприбор» и практически не имеют альтернативы для обеспечения режимов ГЛ низкочастотного и высокочастотного диапазона.

Ключевые усилители низкой частоты весьма близки к генераторам импульсного напряжения с выходом на нагрузку через ФНЧ в условиях высокого отношения частоты переключений ω к частоте усиливаемого сигнала $\Omega(\omega \ge \Omega)$ для активной нагрузки. Однако в условиях существенного емкостного характера проводимости ГАП и наличия взаимного влияния между каналами ФАР задача согласования ГУ требует проведения дополнительных исследований, открывающих перспективу цифровой коррекции амплитудно-фазового распределения выходных сигналов ГАПТ. При использовании детерминированных ЧМ-сигналов ГЛ расширяются возможности цифрового синтеза модулированных импульсных последовательностей с ШИМ, в том числе при кратном отношении тактовой частоты к частоте генерируемых колебаний [17–24].

Не меньший интерес представляет внедрение цифровых методов регулирования характеристик каналов ГАПТ в условиях кратковременных перегрузок [7, 13], обусловленных резким изменением нагрузки при динамическом управлении ХН, в частности связанным с взаимным влиянием между каналами ФАР. Исследование потенциала цифровых методов формирования сигналов и управления ГАПТ, а также анализ результатов внедрения новых технических решений цифровых ГУ на основе КУМ с ШИМ представлены в материалах настоящей работы.

Коррекция сигналов возбуждения каналов ФАР

Современные гидроакустические антенны строятся как многоканальные, диаграмма направленности (ДН) которых определяется необходимым амплитудно-фазовым распределением сигналов возбуждения отдельных ГАП от многоканального ГУ. Формирование сигналов возбуждения ГАП учитывает геометрию антенны, координаты отдельных преобразователей, заданное направление максимума ДН в пространстве в условиях принципиально одинаковых характеристик каналов и отсутствия их взаимного влияния через конструктивные элементы антенны и по акустическому полю.

В результате акустическое поле, формируемое *N*-канальной антенной, определяется как суперпозиция акустических сигналов отдельных независимых идентичных ГАП известным выражением для акустического давления [8]:

$$P(\theta,\beta) = C \sum_{m=1}^{N} A_m e^{j[(k,r_m) + \phi_m]} R_m(\theta,\beta), \qquad (1)$$

где A_m – амплитудный коэффициент возбуждения *m*-го канала антенны; k – волновой вектор для точки наблюдения с угловыми координатами θ,β ; r_m – координата *m*-го канала в составе антенны; C – известная константа [5, 8] нормированных коэффициентов; ϕ_m – фазовое распределение возбуждения; $R_m(\theta,\beta)$ – ДН *m*-го ГАП антенны.

Параметры r_m и R_m определяются конструкцией антенны и ее элементов, обеспечиваются специальной технологией и контролируются при изготовлении. При этом основной задачей для реализации заданной характеристики $P(\theta,\beta)$ является формирование величины $A_m \exp(j\phi_m)$, исходя из расчетных значений амплитудно-фазового распределения сигналов возбуждения ФАР. Как правило, алгоритм формирования ДН основывается на пропорциональности и фазовой идентичности между напряжением возбуждения ГАП $U_m \exp(j\psi_m)$ и комплексным коэффициентом возбуждения $A_m \exp(i\phi_m)$, что соответствует идеализированным условиям идентичности и независимости каналов ФАР.

На практике в многоканальных гидроакустических антеннах присутствуют существенные связи между каналами, а электрические и акустические параметры сигналов не являются идентичными. Эти факторы искажают характеристики изготовленных антенн, что приводит к невыполнению требований к многоканальным излучающим трактам как по развиваемому акустическому давлению, так и по ДН.

Единственной возможностью изменения величин A_m , ϕ_m с целью восстановления расчетных значений выходных характеристик для реальных многоканальных антенн в составе гидроакустических комплексов является решение задачи изменения (корректировки) комплексного возбуждения U_m , ψ_m таким образом, чтобы результирующая функция $P(\theta,\beta)$ равнялась заданному значению.

Принципиальным отличием предложенного метода цифровой коррекции [18] является переход от применяемых ранее пассивных эквивалентных схем ГАП к полным активным схемам замещения, учитывающим взаимное влияние преобразователей в составе ФАР. Действительно, в пассивных схемах преобразователей их взаимодействие описывается кажущимся изменением параметров колебательной системы, что не позволяет определить параметры внешнего корректирующего воздействия.

В активных эквивалентных схемах параметры колебательной системы ГАП сохраняются неизменными, а вынуждающее воздействие от других преобразователей определяется параметрами эквивалентных генераторов напряжения. Причем величины корректирующего напряжения возбуждения должны компенсировать суммарное воздействие эквивалентных генераторов, определяющих взаимодействие преобразователей для заданной ФАР.





Fig. 1. The Model Interaction of the HAC (Hydroacoustic Converter)

Модель взаимодействия ГАП в составе N-канальной ФАР для N = 60 иллюстрируется рисунком 1. Согласно предложенной модели, в составе контура возбуждения сопротивление излучения R_m *m*-го

канала присутствует генератор напряжения возбуждения U_m и сумма эквивалентных генераторов $U_{mq}(m, q = \overline{1,N})$, определяющих взаимное влияние между каналами ФАР.

Для реальной многоканальной гидроакустической антенны восстановление основного максимума ДН достигается определением величин напряжения возбуждения каналов в виде мультипликативно-аддитивной суммы напряжений эквивалентных генераторов, исходя из обеспечения требуемого уровня и фазы сигнала на сопротивлении излучения каждого канала с учетом импедансных характеристик ГАП и взаимодействия между отдельными каналами:

$$U_m(\theta_0,\beta_0) = c_1 A_m(\theta_0,\beta_0) \cdot D_{mz} \sum_{q=1}^{N} e_{qm} K_q(\theta_0,\beta_0), \quad (2)$$

где e_{qm} – нормированное напряжение эквивалентного генератора, определяющего взаимодействие между *q*-ым и *m*-ым каналами антенны; $K_q(\theta_0,\beta_0)$ – комплексный коэффициент возбуждения *q*-го канала; θ_0,β_0 – угловые координаты максимума диаграммы направленности; c_1 – нормировочный комплексный коэффициент; D_{mz} – комплексный коэффициент возбуждения *m*-ого канала с учетом импедансных характеристик ГАП.

В соответствии с предложенной последовательностью исследований и расчетов [18] восстановленная величина углового распределения давления многоканальной гидроакустической антенны определяется мультипликативно-аддитивным соотношением:

$$P(\theta, \beta) = Cc_1 \sum_{m=1}^{N} D_{mz} R_m(\theta, \beta) \times e^{j[(k, r_m) + \phi_m]} \sum_{q=1}^{N} U_q(\theta_0, \beta_0) e_{qm}.$$
(3)

Эффективность метода иллюстрируется численными расчетами характеристик цилиндрической антенны, содержащей N = 60 каналов для случая относительного взаимного влияния между соседними каналами $K_1 = 0,1$ при фазовом сдвиге наведенных сигналов $\phi = \pi/4$. Результаты расчета ДН приведены на рисунке 2. Зависимости ДН для идеализированного случая и при коррекции взаимного влияния совпадают и представлены кривой б. Без коррекции амплитудно-фазового распределения ДН искажается, а давление уменьшается (кривая а), что отражено на указанной кривой уменьшением величины главного максимума. Сопоставление расчетных зависимостей показывает, что в случае некомпенсированного взаимного влияния амплитуда максимума ДН уменьшается до относительного уровня 0,7. Применение предлагаемого метода коррекции обеспечивает восстановление максимального давления до относительных значений 0,9 при существенном уменьшении ореола ДН.



Рис. 2. Расчетные значения относительного давления цилиндрической антенны без учета коррекции взаимного влияния между каналами (а) и с учетом коррекции (б) Fig. 2. Calculated DP (Directional Pattern) of Cylindrical Antenna Excluding Correction Mutual Influence between the Channels (a) and with Considered Correction (b)

Выделенные преимущества позволяют рекомендовать применение метода цифровой коррекции амплитудно-фазового распределения возбуждения многоканальных гидроакустических антенн для улучшения основных характеристик гидроакустических систем.

Цифровое формирование ШИМ-сигналов

Традиционно при работе на ключевых УНЧ на согласованную активную нагрузку для обеспечения требуемого качества выходного сигнала (коэффициент нелинейных искажений не более 1 %) достаточно ограничиться соотношением требуемой частоты ω следования импульсов над верхней частотой Ω рабочего диапазона не более чем в 10 раз. Однако при работе на ГАП с выраженной емкостной составляющей проводимости в условиях заданной неравномерности амплитудно-частотной характеристики сигналов возбуждения соотношение частот ω/Ω выбирается равным 15...20. Такое повышение частоты коммутаций полупроводниковых приборов оконечных каскадов КУМ приводит к росту динамических потерь энергии, что существенно сдерживает применимость усилителей класса D для передающих трактов режимов высокочастотной гидролокации (ВЧ ГЛ).

Принципиально понизить коммутационные потери на переключениях позволяет переход к многоканальным схемам ключевого усиления, где реализация потенциала метода многоканальной ШИМ обеспечивает возможность значительного снижения частоты коммутации полупроводниковых приборов оконечных каскадов отдельных каналов КУМ [19]. При этом сохраняется высокая частота переключений суммарного импульсного напряжения, достаточная для требуемого качества результирующего выходного сигнала ГУ.

В усилителях класса D наиболее широкое применение получила двухсторонняя симметричная ШИМ первого рода (ДШИМ-1), отличающаяся меньшим уровнем комбинационных составляющих спектра модулированной последовательности импульсов

и отсутствием дополнительных гармонических составляющих полезного низкочастотного (НЧ) сигнала [12, 24]. Как правило, формирование модулированных импульсов при ДШИМ-1 осуществляется посредством сравнения усиливаемого сигнала U_{Ω} с симметричным линейно изменяющимся напряжением U_п тактовой частоты ω. Таким образом, достигается модуляция временного положения фронта и спада импульсов относительно тактовых моментов времени в соответствии с мгновенными значениями НЧ сигнала. Спектр выходного импульсного напряжения канала КУМ при такой модуляции для гармонического сигнала частотой Ω содержит составляющую низкой частоты V_н, амплитуда которой пропорциональна амплитуде модулирующего воздействия $U_{M\Omega}$:

$$V_{\rm MH} = E \cdot m, \tag{4}$$

где $m = U_{\rm M\Omega}/U_{\rm MII}$ – индекс модуляции; E – амплитуда импульсного напряжения; $U_{\rm MII}$ – амплитуда пилообразного напряжения.

При модуляции первого рода нелинейность импульсного преобразования выражается в наличии составляющих комбинационных частот $\Omega_{kn} = k\omega \pm \pm n\Omega$, причем для ДШИМ-1 имеют место только нечетные комбинации ($k \pm n$ – нечетные).

При использовании многоканальной ШИМ модулированные последовательности импульсов формируются с равномерным сдвигом фазы на частоте переключений. Например, как иллюстрируется на рисунке 3 для многоканальной схемы ключевого усиления (рисунок 3а для N = 4) при ШИМ первого рода, модулированные импульсы $V_1...V_N$ (рисунок 3b) определяются по результату сравнения входного сигнала U с рядом пилообразных напряжений $U_{n1}...U_{n4}$ частотой ω и относительным фазовым смещением $\Delta \phi_{n} = 2 \pi/N$. При этом суммарное импульсное напряжение $V_{\rm H}$ имеет частоту переключений в N раз выше частоты ω исходных импульсных сигналов $\omega_N = N\omega$.



Рис. 3. Структура реализации многоканальной схемы ключевого усиления (а) и временные диаграммы сигналов, поясняющие его работу (b)

Fig. 3. The Structure of Multichannel Principe with Switch-Mode Amplifier (a) and Timing Charts of Signals, Explaining it Work (b)

Суммарное импульсное напряжение $V_N(t)$ при *N*канальной ДШИМ-1 определяется из соотношений [19] для спектра широтно-модулированных импульсных последовательностей и при нормированном гармоническом сигнале $u_{\Omega} = m \sin(\Omega t + \theta)$ может быть приведен к тригонометрическому ряду следующего вида [22]:

$$V_N(t) = m \sin(\Omega t + \theta) + \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{4}{k\pi} J_n\left(\frac{kN\pi m}{2}\right) \times ((-1)^{k+N} + (-1)^n) \sin(\Omega_{Nkn} + \theta_{kn}),$$
(5)

где $\Omega_{Nkn} = kN\omega + n\Omega$ – комбинационные частоты; θ и θ_{kn} – фазовый сдвиг входного сигнала и комбинационных составляющих спектра; $J_n(x)$ – функция Бесселя первого рода, аргумента *x*, *n*-го порядка.

Анализируя выражение (5), отметим, что использование равномерного фазового сдвига при *N*-канальной ШИМ обеспечивает перенос комбинационных составляющих к гармоникам результирующей частоты переключений $\omega_N = N\omega$. При этом в спектре отсутствуют дополнительные гармонические составляющие модулирующего сигнала, что характерно для модуляции первого рода. Повышение результирующей частоты исключает из спектра суммарного импульсного напряжения групп комбинаций, характерных для одноканальной ШИМ, расположенных вокруг частот $l\omega$ при $l \neq kN$.

Современная тенденция развития мощных генераторных устройств высокочастотных гидроакустических излучающих трактов связана с внедрением цифровых методов формирования сигналов с ШИМ. С переходом к быстродействующим процессорам и элементам программируемой логики все более очевидным становятся преимущества применения цифрового формирования ШИМ в многоканальной передающей аппаратуре для возбуждения фазированных антенных решеток систем ближней гидролокации. Вместе с тем прямой перенос принципов модуляции первого рода на алгоритм цифрового формирования ряда импульсных последовательностей требует больших вычислительных ресурсов и приводит к ограничению динамического диапазона регулирования ШИМ вследствие дискретизации сигналов.

Процедура расчета модулированных импульсных сигналов может быть существенно упрощена при переходе к модуляции второго рода. При ДШИМ-2 формирование фронта и спада импульсов осуществляется в соответствии значениям кода модулирующего сигнала *S* в тактовые моменты времени, соответствующие максимальным и минимальным значениям пилообразного цифрового сигнала *VP*. Соответственно выборка кода сигнала *SK* осуществляется на удвоенной частоте переключений канала ключевого усиления по синхроимпульсам от формирователя кода *VP*, обеспечивающего временную развертку двоичного кода импульсного сигнала *PWM*.

Аналогичным образом может быть сформирован ряд последовательностей импульсов *PWM1...PWMN* по выборкам кода сигнала *SK1...SKN* на удвоенной суммарной частоте переключений $f_n = Nf = \omega_N/2 \pi$ в условиях сравнения с кодами *VP1...VPN* пилообразных сигналов (6).

Для многоканальной ДШИМ-2 сигнал суммарного импульсного напряжения, исходя из обобщенных методов расчета спектров импульсных сигналов [24], может быть определен выражением (7).

$$\begin{cases} PWM1 = \operatorname{sign}(SK1 - VP1) \\ \dots \\ PWML = \operatorname{sign}(SKL - VPL) \\ \dots \\ PWMN = \operatorname{sign}(SKN - VPN) \end{cases} \qquad \begin{cases} VP1\left(t + \frac{T}{N}\right) = VP2(t) \\ \dots \\ VPL(t) = VP1\left(t + \frac{LT}{N}\right), \\ \dots \\ VPN\left(t - \frac{T}{N}\right) = VP1(t) \end{cases}$$
(6)

где $T = 1/f_{\pi}$ – период пилообразных сигналов.

$$V_{N}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2\omega}{n\pi\Omega} J_{n} \left(\frac{n\Omega\pi m}{2\omega}\right) \cos\left(\frac{n\Omega\pi}{\omega}\right) \cos\left(n\Omega t + n\theta + \frac{n\pi}{2}\right) \left(1 - (-1)^{n}\right) + \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{2\omega}{\pi\Omega_{Nkn}} J\left(\frac{\Omega_{Nkn}\pi m}{2\omega}\right) \sin\left(\frac{\Omega_{Nkn}\pi}{\omega} - \frac{n\pi}{2}\right) \cos\left(\Omega_{Nkn}t + \theta_{kn} + \frac{n\pi}{2}\right) ((-1)^{k+N} - (-1)^{n}).$$

$$\tag{7}$$

Следует выделить отличительную особенность модуляции второго рода, связанную с появлением в спектре выходного сигнала гармонических составляющих модулирующего воздействия, амплитуда которых возрастает с увеличением индекса модуляции *m* и отношения частот Ω/ω и практически не зависит от канальности ШИМ.

Сопоставление расчетных значений спектральных составляющих импульсных сигналов с двухканальной и четырехканальной ДШИМ при модуляции первого и второго рода для параметров m = 0,9и $\Omega/\omega = 0,28$, приведенных на рисунке 4, подтверждает преимущества ДШИМ-1. В этом случае отсутствие дополнительных гармоник модулирующего воздействия существенно улучшает качество результирующего выходного сигнала, особенно для четырехканальной схемы ключевого усиления. Вместе с тем при модуляции первого рода заметно возрастают комбинационные составляющие, проникающие в область полосы пропускания фильтров нижних частот, обеспечивающих выделение полезного сигнала на нагрузке. При понижении отношения частоты переключений к верхней частоте модулирующего сигнала $\omega_N \simeq 6\Omega_B$ комбинационные составляющие в области 3-й гармоники при модуляции первого рода практически соизмеримы с дополнительной гармоникой при ДШИМ-2, что нивелирует преимущества качественных показателей различного рода ШИМ применительно к ВЧ ГУ.



Рис. 4. Спектры импульсных сигналов с *N*-канальной ДШИМ первого (*a*) и второго (*b*) рода для параметров *m* = 0,9; Ω/ω = 0,28

Fig. 4. The Spectrum Pulse Signals with N-Channel DPWM (Double-Side Pulse-Width Modulation) First (a) and Second (b) Kind for Parameters $m = 0.9, \Omega/\omega = 0.28$

Для генераторов квазигармонических сигналов с заданной частотой сигналов возбуждения ГАП достоинства ДШИМ-1 могут быть восстановлены при переходе к способу целочисленного формирования импульсов для многоканальной модуляции. Такой способ формирования двухканальной последовательности импульсов предложен в патенте [21]. Здесь частотно-модулированный тактовый генератор управляется кодом *F* частоты входного сигнала, исходя из условия заданного целочисленного отношения периода *T_s* НЧ колебания к периоду *T_p* сигналов *VP1, VP2* на выходах счетчика 2: $\gamma = T_s/T_p = 6...10$.

Таким образом, по результату сравнения противофазных цифровых сигналов VP1, VP2 с цифровым сигналом S формируются периодические последовательности импульсов модулированные по длительности с периодом повторения, совпадающим с периодом НЧ колебания. Соответственно, модулированный импульсный сигнал может быть представлен как сумма гармоник входного воздействия:

$$V(t) = \sum_{i=1}^{\infty} \dot{C}_i \sin(i\Omega t + \theta_i), \text{где} \, \dot{C}_i = \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{C}_{kn}, \quad (8)$$

где i = n + k.

Предложенный подход к цифровому формированию ШИМ первого рода значительно упрощает структуру спектра последовательности модулированных импульсов при генерации квазигармонических сигналов с изменением амплитуды и частоты НЧ колебаний. Причем при записи кода F в регистр, синхронно с нулевой фазой цифрового сигнала S, обеспечивается заданное число γ импульсов за период T_{Ω} и сохраняется структура гармонического состава импульсного напряжения V(t). Пример такого формирования модулированного сигнала для $\gamma = 6$ иллюстрируется на рисунке 5.



ДШИМ-1 Fig. 5. Digital Diagrams of Signals with Two-Channel DPWM-1

Следует отметить, что в отличие от традиционного метода синхронной ШИМ с неизменной частотой следования импульсов способ целочисленных частот предполагает изменение частоты переключений и частот комбинационных спектральных составляющих результирующего импульсного напряжения.

Выделенное обстоятельство наглядно иллюстрируется при генерации частотно-модулируемых (ЧМ) сигналов, типичных для ближней гидролокации. На рисунке 6 представлены сопоставительные спектрограммы модулированных импульсных напряжений при генерации ЧМ колебаний для изменяющейся (см. рисунок 6а) и постоянной (см. рисунок 6b) частоты переключений при девиации частоты НЧ колебаний 10 % на примере γ = 10.



Рис. 6. Спектрограммы импульсных последовательностей с двухканальной ДШИМ-1 для Ω/ω ~ 5 при целочисленной (а) и синхронной (b) ШИМ в случае ЧМ сигнала

Fig. 6. Spectrograms of Pulse Sequence with Two-Channel DPWM-1 for $\Omega/\omega \simeq 5$ with Integer (a) and Synchronous (b) PWM in Case of Signal with Frequency Modulation

Можно видеть, как изменение частоты модулирующего воздействия при способе целочисленных частот приводит к аналогичной девиации частоты комбинационных составляющих в отличие от синхронной ШИМ, где частота ближайших комбинационных составляющих ($\omega_N \pm \Omega$) практически не изменяется.

Сопоставление спектров сигналов подтверждает, что переход к способу целочисленных частот значительно улучшает структуру распределения комбинационных составляющих, устраняет общий фон спектра, связанный с непериодическим характером синхронной ШИМ, и принципиально уменьшает уровень низкочастотных искажений полезного сигнала, обусловленный ближайшими спектральными составляющими. Здесь основной вклад в нелинейные искажения выходного сигнала ГУ вносит наличие третьей гармоники НЧ колебания, относительная амплитуда которой определяется суммой комплексных амплитуд комбинационных составляющих C_{kn} при $k \pm n = 3$. Например, для двухканальной и четырехканальной ДШИМ-1 при соотношении $\omega_N/\Omega = 6$ величина C_3 может быть оценена по наибольшей амплитуде комбинации с частотой $\Omega_{kn} = \omega_N - 3\Omega$, совпадающей с третей гармоникой сигнала:

$$C(3\Omega) \simeq 4/\pi J_3(N\pi m/2). \tag{9}$$

Аналогичным образом способ целочисленных частот может быть реализован при использовании цифровых средств формирования импульсных сигналов. Здесь могут быть заданы не только целочисленные отношения частот суммарной частоты ω_N к частоте генерируемого сигнала, но и может быть установлен фазовый сдвиг импульсов относительно фазы НЧ модулирующего воздействия. Последнее обстоятельство позволяет использовать новый фактор улучшения качественных показателей напряжения возбуждения ГАП, присущий только ДШИМ-2. Суть настоящего обстоятельства заключается в том, что при модуляции такого вида для отношения $\omega_N/\Omega = 6$ может быть обеспечена взаимная компенсация гармонических и комбинационных составляющих, совпадающих с частотой 3Ω.

Действительно, при способе целочисленных частот коэффициенты *C_i* гармонического ряда (8) находятся как сумма гармонических и комбинационных составляющих разложения (7). В частности, с учетом ближайших комбинаций для двух- и четырехканальной ДШИМ-2 запишем амплитуды гармоник в спектре суммарного импульсного напряжения в следующем виде:

$$C_{1} \approx \frac{24}{\pi} J_{1} \left(\frac{\pi m}{12}\right) \sin \frac{\pi}{3} ,$$

$$C_{3} \approx \frac{8}{3\pi} J_{3} \left(\frac{\pi m}{4}\right) \sin \frac{\Phi_{k}}{3} ,$$

$$C_{5} \approx \frac{24}{10\pi} J_{5} \left(\frac{5\pi m}{12}\right) \sin \frac{2\pi}{3} ,$$
(10)

где ϕ_k – фазовый сдвиг ближайшего максимума одного из пилообразных напряжений относительно максимума модулирующего гармонического воздействия.

В работе [24] определены значения ϕ_k для двухи четырехканальной ШИМ, позволяющие обеспечить практически полное подавление третьей гармоники при соотношении частоты переключений канала, соответственно, $\omega = 3\Omega$ и $\omega = 1,5\Omega$ в условиях сохранения соотношения $\omega_N/\Omega = 6$.

Целочисленная двухканальная ДШИМ-2 использована в аппаратуре высокочастотного многоканального передающего тракта (16 каналов ГУ мощностью 1 кВт на каждый канал). Прибор ГУ в составе изделия успешно прошел все этапы испытаний. При частоте генерируемого сигнала 70– 110 кГц частота переключений каналов ключевого усиления не превышала 330 кГц, при относительных потерях энергии не более 7 %.

Дальнейшее улучшение энергетических характеристик мощных ГУ высокочастотного диапазона может быть обеспечено в четырехканальных схемах ключевого усиления. Здесь внедрение способа целочисленных частот при ДШИМ-2 позволяет обеспечить требуемые показатели качества при отношении частоты $\omega/\Omega = 1,5$. Следующее повышение числа каналов нецелесообразно, так как не позволяет понизить частоту переключений, значение которой ограничено необходимостью трансформаторного сложения мощности отдельных каналов ключевого усиления.

Таким образом, способ целочисленного отношения частот при многоканальной широтно-импульсной модуляции является наиболее перспективным для реализации ключевых усилителей мощности развития энергетически эффективных ГУ высокочастотного диапазона. С развитием цифровых средств формирования модулированных импульсных сигналов все более предпочтительным является применение двух- и четырехканальной ДШИМ-2 для многоканальных передающих трактов высокочастотного диапазона.

Параметрическое ограничение выходного тока цифрового ГУ

Многоканальные ГАПТ должны обеспечивать преобразование энергии объектовой электросети в энергию массива сигналов возбуждения активной зоны ФАР с заданными амплитудным и временным распределением. При этом каналы ГУ должны обеспечивать устойчивую работу в условиях существенного изменения импеданса $Z_{\rm H}$ и коэффициента активной мощности созф_H каналов ФАР.

Важным дестабилизирующим фактором для выходных характеристик ГУ является наличие взаимного влияния между каналами ФАР, что может приводить к резким уменьшениям нагрузки ГАП в зависимости от его положения в активной зоне излучающей антенны.

Другой фактор экстремального увеличения выходного тока связан с генерацией сложных сигналов, имеющих значительный пик-фактор, а также сдвиги частоты, фазы и амплитуды. Как следствие воздействия выделенных динамических факторов имеют место переходные процессы, приводящие к резкому увеличению выходного тока ключевых усилителей мощности.

Безаварийное функционирование ГАПТ в этих условиях ранее обеспечивалось отключением ряда каналов ГУ с выявленным режимом перегрузки на весь цикл излучения. Такое отключение отрицательно сказывается на формировании ДН, приводит к возрастанию дополнительных лепестков ДН, уменьшению давления основного максимума и в конечном счете к срыву работы излучающего тракта.

Улучшить ситуацию в организации режима ГЛ позволяет внедрение режима динамического ограничения максимально допустимого выходного тока за счет введения пороговой отрицательной связи [22].

Функциональная схема усилителя класса D с обратной связью (OC) по выходному току через дискриминатор амплитуды представлена на рисунке 7. Устройство содержит сумматор – 1, компаратор – 2, ключевой усилитель – 3, фильтр нижних частот – 4, выходной трансформатор – 5, трансформатор тока – 6, датчик тока – 7, цепь передачи OC – 8, амплитудный дискриминатор – 9, генератор пилообразного напряжения – 10.

При номинальном режиме работы при импедансе нагрузки $Z_{\rm H}$ не менее установленного минимального значения $Z_{\rm Hmin}$ выходной ток усилителя $I_{\rm H}$ не превышает предельно допустимого значения $I_{\rm M}$, что соответствует отсутствию сигнала $U_{\rm OC} = 0$ на выходе амплитудного дискриминатора 9. В этом случае обеспечивается стабильность нагрузочной характеристики выходного напряжения, в соответствии в номинальным коэффициентом усиления усилителя класса D.





Fig. 7. The Functional Scheme of D-Class Amplifier with Current Mode NFB (Negative Feedback) Through Amplitude Discriminator (a) and Diagram explaining it Work (b) В условиях уменьшения импеданса нагрузки $Z_{\rm H} < Z_{\rm Hmin}$ выходной сигал U_i датчика 7 может превышать порог U_0 срабатывания амплитудного дискриминатора 9, что приводит к выделению на его выходе разнополярного напряжения:

$$U_{\rm OC} = \begin{cases} U_i - U_0 & для \ U_i > U_0 \\ U_i + U_0 & для \ U_i < -U_0 \end{cases}$$
(11)

Сигнал $U_{\rm OC}$ формируется противофазно входному сигналу, что соответствует введению ОС по выходному току, глубина которой может достигать 20–30 дБ и возрастать по мере увеличения перегрузки. В результате обеспечивается жесткое ограничение выходного тока усилителя в экстремальных режимах без необходимости аварийного срабатывания механизмов защиты.

Таким образом, предложенное техническое решение сохраняет устойчивость работы канала КУМ в режиме перегрузки при ограничении уровня выходного сигнала U_i датчика тока на заданном уровне U_0 . Однако в этом случае имеет место искажение формы выходного напряжения $U_{\rm H}$ и изменение спектрального состава излучаемого сигнала. В результате может нарушаться структура спектра широкополосных акустических колебаний имеющего принципиальное значение для задачи подводного наблюдения.

Именно в таком режиме работы демонстрируются возможности цифровой корректировки сигнала с учетом режима работы канала ГУ. Структурная схема цифрового ГУ [22] на основе многоканального КУМ и диаграммы сигналов, поясняющие его работу в режиме ограничения, приведены на рисунке 8. Здесь, в дополнение к обратной связи (ОС) по выходному току через пороговый усилитель 9, реализована ОС по огибающей выходного сигнала датчика тока 8 через пороговый усилитель 11, АЦП 12 и цифровой сумматор 13.

При превышении огибающей выходного тока установленного уровня $\Delta I > I_1$, формируется цифровой код $S\Delta$, влияющий на плавное уменьшение уровня выходного напряжения $U_{\rm H}$ посредством уменьшения коэффициента усиления параметрического усилителя 2.1. При устранении токовой перегрузки коэффициент усиления восстанавливается и каналы усиления переходят в номинальный режим работы.

В условиях резких изменений нагрузки или входного сигнала при токе нагрузки $I < I_2 < I_1$ срабатывает пороговый усилитель 9, чем обеспечивается ОС по мгновенным значениям сигнала по выходному току. Одновременно продолжает действовать цифровая обратная связь по огибающей сигнала выходного тока. Таким образом, устраняются экстремальные режимы работы каналов КУМ в условиях динамического ограничения выходного тока. Далее обеспечивается плавная регулировка амплитуды выходного напряжения вплоть до устранения искажений, связанных с режимом перегрузки. Изменение амплитуды напряжения на нагрузке достигается цифровым управлением параметрическим усилителем с учетом огибающей выходного тока, поступающей от амплитудного детектора 10 через пороговый усилитель 11 на вход АЦП 12.



Рис. 8. Структура построения цифрового ГУ на основе многоканального КУМ с динамическим ограничением тока и плавной корректировкой уровня напряжения (а), временные диаграммы сигналов, поясняющие режим цифрового управления (b)

Fig. 8. The Structure Build of Digital GD (Generator Device), Based on Multichannel SA (Switched Amplifier) with Dynamic Current Limitation and Smooth Voltage Level Adjustment (a), Timing Charts of Signals, Explaining Digital Control Mode (b) Выходной сигнал Δ*A* порогового усилителя 11 определяется из условия:

$$\Delta A = \begin{cases} 0 & \text{при } A_I < I_1 \\ K_{\text{OCI}}(A_I - I_1) & \text{при } A_I < I_1' \end{cases}$$
(12)

где $K_{\text{OC}I}$ – коэффициент ОС по сигналу A_I с выхода амплитудного детектора.

После цифрового преобразования код SA, пропорциональный значению ΔА, вычитается из кода S_м огибающей усиливаемого сигнала. В результате формируется код $S_A = S_M - S\Delta$, поступающий с выхода цифрового сумматора 13 на цифровую шину управления коэффициентом параметрического усилителя. Тем самым реализуется ООС по огибающей амплитуды выходного тока усилителя. Устойчивость такой цифровой обратной связи обеспечивается соответствующим выбором времени нарастания и спада сигнала А₁, которое может быть скорректировано соответствующим алгоритмом работы АЦП 12. Проведенные исследования показали возможность регулировки коэффициента передачи параметрического усилителя и, соответственно, уровня выходного напряжения с точностью, достаточной для стабилизации амплитуды выходного тока в диапазоне 5–10 % от заданного уровня I_1 .

Результаты проведенной разработки и исследований генераторного устройства на основе усилителя класса D с развитой системой цифровой коррекции уровня выходного напряжения при динамическом ограничении выходного тока показывают целесообразность внедрения предложенных технических решений для реализации многоканальных ГАПТ режимов гидролокации. Сохранение возможности устойчивой работы каналов ГУ в том же режиме при кратковременной перегрузке без отключения и с сохранением формы генерируемого сигнала позволяет существенно повысить мощность возбуждения ФАР при обеспечении необходимых запасов на надежную работу передающей аппаратуры. Выделенные преимущества подтверждают новый потенциал развития передающих трактов за счет внедрения цифровых технологий управления работой мощных ГУ.

Заключение

Исследованы цифровые методы формирования, коррекции и параметрического управления уровнем сигналов возбуждения ФАР режимов ближней и дальней гидролокации. Показано, что при определенных параметрах взаимного влияния между каналами излучающей антенны коррекция амплитуднофазового распределения выходных сигналов ГАПТ является эффективным средством восстановления заданной ДН ФАР при установке в составе изделия. Рассмотрен способ оценки взаимного влияния из эквивалентной схемы замещения ГАП с включением в контур с сопротивлением излучения эквивалентного генератора напряжения. Предложен мультипликативно-аддитивный подход к расчету коэффициентов коррекции АЧХ и ФЧХ сигналов возбуждения ФАР для улучшения характеристик ГА многоканальных излучающих антенн.

Проведен анализ спектральных характеристик симметричной ШИМ первого и второго рода для многоканальных систем ключевого усиления. Показаны преимущества цифрового формирования периодических последовательностей импульсов с ШИМ в случае целочисленного отношения частоты ω переключений к частоте Ω усиливаемого сигнала. Приведены значения фаз импульсов с 2-канальной и 4-канальной ШИМ для отношения $\omega/\Omega = 6$, при которых достигаются преимущества модуляции второго рода, что особенно важно для ГУ высокочастотного диапазона частот.

Рассмотрен способ цифрового параметрического регулирования уровня выходного напряжения ГУ на основе КУМ с многоканальной ШИМ, исключающее срабатывание механизмов защиты в режимах токовой перегрузки при динамическом сканировании ХН ФАР. Представленные данные подтверждают целесообразность применения цифровой пороговой обратной связи по огибающей выходного тока для обеспечения устойчивой работы при резком уменьшении импеданса нагрузки.

Совокупность представленных результатов позволяет выделить внедрение цифровых средств формирования, коррекции и управления сигналами ГАПТ в качестве наиболее перспективного направления развития передающих трактов ГАК.

Список используемых источников

- 1. Шахгильдян В.В. Радиопередающие устройства. Москва: Радио и Связь, 2003. 560 с.
- 2. Урик Р.Дж. Основы гидроакустики. Пер. с англ. Л.: Судостроение, 1978. 448 с.
- 3. Бреховских Л.М. Акустика океана. М.: Наука, 1974. 694 с.

4. Корякин Ю.А., Смирнов С.А., Яковлев Г.В. Корабельная гидроакустическая техника. Состояние и актуальные проблемы. СПб.: Наука, 2004. 410 с.

5. Евтютов А.П., Колесников А.Е., Корякин Е.А. и др. Справочник по гидроакустике. Л.: Судостроение, 1988. 552 с.

6. Богородский А.В., Яковлев Г.В., Корепин Е.А. и др. Гидроакустическая техника исследования и освоения океана. Л.: Гидрометеоиздат, 1984. 264 с.

7. Александров В.А., Майоров В.А., Никитин К.К., Сиверс М.А. Передающие устройства в гидроакустике // Труды учебных заведений связи. 1999. № 165. С. 138–150.

8. Смарышев М.Д., Добровольский Ю.Ю. Гидроакустические антенны. Л.: Судостроение, 1984. 300 с.

9. Hoomes B., Bhatt A. Class G amplifier with improved supple rail transition control. Patent US, no. 8072266B1, 06.12.2011.

10. Schuurmans H.M. Class H amplifier. Patent US, no. 8149061B2, 03.04.2012.

11. Class D amplifier and wireless communication device. Patent WO, no. 2012035713A1, 22.03.2012.

12. Артым А.Д. Усилители класса D и ключевые генераторы в радиосвязи и радиовещании. Москва: Связь, 1980. 209 с.

13. Кибакин В.М. Основы ключевых методов усиления. М.: Энергия, 1980. 232 с.

14. Алексанян А.А., Галахов В.А., Никитин К.К. Современные методы проектирования и построения транзисторных вещательных передатчиков. Л.: ЛЭИС, 1989. 54 с.

15. Конюшенко И. Основы устройства и применения силовых МОП-транзисторов (MOSFET) // Силовая Электроника. 2011. Т. 2. № 30. С. 10–14.

16. Войтович В., Гордеев А., Думаневич А. Si, GaAs, SiC, GaN – силовая электроника. Сравнение, новые возможности // Силовая электроника. 2010. № 28. С. 4–10.

17. Арбузов А.А., Киселев П.А., Никитин К.К. Мощные транзисторы в ключевых усилителях для гидроакустической аппаратуры (Краткий очерк истории отечественного применения) // Морская радиоэлектроника. 2018. № 1(63). С. 38–41.

18. Александров В.А., Островский Д.Б., Киселев П.А., Кузнецов Г.Н. Способ коррекции амплитудно-фазового распределения возбуждения многоканальной гидроакустической антенны. Патент на изобретение RU 2346294 C2 от 09.04.2007. Опубл. 10.02.2009.

19. Александров В.А., Никитин К.К., Сиверс М.А., Рештаков К.Ю. Особенности построения ключевых усилителей гидроакустических передающих трактов с многоканальной ШИМ // Труды учебных заведений связи. 1997. № 163. С. 157–163.

20. Bowes S.R., Clements R.R. Computer-aided design of PWM inverter systems // IEE Proceedings B (Electric Power Applications). 1982. Vol. 129. Iss. 1. PP. 1–17. DOI:10.1049/ip-b.1982.0001

21. Kenly S., Latham P.W. Methods and systems for digital pulse width modulator. Patent US, no. 20120062290A1, 15.03.2012.

22. Komarura M. PWM signal generator and PWM signal generating method. Patent US, no. 20040212524A1, 28.10.2004.

23. Слепов Н.Н., Дроздов Б.В. Широтно-импульсная модуляция. Анализ и применение в магнитной записи. М.: Энергия, 1978. 191 с.

24. Александров В.А. Применение периодических широтно-модулированных импульсных последовательностей в цифровых генераторных устройствах высокочастотных гидроакустических передающих трактов // Гидроакустика. 2019. Вып. 39(3). С. 72–80.

* * *

Researching Digital Methods of Generation Signals of Hydroacoustic Phased Antenna Grids

V. Alexandrov¹, A. Buyanov¹, L. Markova², M. Sivers²

¹JSC Concern "OCEANPRIBOR"

St. Petersburg, 197376, Russian Federation

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

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-42-53 Received 27th October 2020 Accepted 15th March 2021

For citation: Alexandrov V., Buyanov A., Markova L., Sivers M. Researching Digital Methods of Generation Signals of Hydroacoustic Phased Antenna Grids. *Proc. of Telecom. Universities.* 2021;7(1):42–53. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-42-53

Abstract: Solving tasks of creation, correction and parametric control of signals excitation hydroacoustic phased antenna grids is actual problem of creating multichannel generated devices, based on switch-mode amplifiers with pulse-width modulation. In this article were reviewed correction methods output signals of hydroacoustic transmission paths, periodic pulse sequence creation and parametric voltage level control of excitation channels of phased antenna grid with abrupt decrease impedance of hydroacoustic converters. Was shown the perspective implementation digital technologies for improvement parameters modes of hydrolocation with deterministic library of signals.

Presented digital control methods of output signals in hydroacoustic transmission paths are characterized by scientific novelty and originality of the proposed technical decisions.

Keywords: multichannel generator device, switched amplifier, pulse-width modulation, hydroacoustic transmission path, hydrolocation, digital control methods.

References

1. Shahgildyan V.V. Radio Transmitting Devices. Moscow: Radio and Communication Publ.; 2003. 560 p. (in Russ.)

2. Urik R.J. Fundamentals of Hydroacoustics. Leningrad: Sudostroenie Publ.; 1978. 448 p. (in Russ.)

3. Brekhovskikh L.M. Ocean Acoustics. Moscow: Science Publ.; 1974. 694 p. (in Russ.)

4. Koryakin Yu.A., Smirnov S.A., Yakovlev G.V. *Ship Sonar Technology. State and Current Problems.* St. Petersburg: Nauka Publ.; 2004. 410 p. (in Russ.)

5. Evtyutov A.P., Kolesnikov A.E., Korepin E.A., et al. *Handbook of Hydroacoustics*. Leningrad: Sudostroenie Publ.; 1988. 549 p. (in Russ.)

6. Bogorodsky A.V., Yakovlev G.V., Korepin E.A., et al. *Hydroacoustic Technology of Research and Development of the Ocean*. Leningrad: Gidrometeoizdat Publ.; 1984. 264 p. (in Russ.)

7. Aleksandrov V.A., Mayorov V.A., Nikitin K.K., Sivers M.A. Transmitting Devices in Hydroacoustics. *Proc. of Telecom. Universities*. 1999;165:138–150. (in Russ.)

8. Smaryshev M.D., Dobrovolsky Yu.Yu. Hydroacoustic Antennas. Leningrad: Sudostroenie Publ.; 1984. 300 p. (in Russ.)

9. Hoomes B., Bhatt A. Class G amplifier with improved supple rail transition control. Patent US, no. 8072266B1, 06.12.2011

10. Schuurmans H.M. Class H amplifier. Patent US, no. 8149061B2, 03.04.2012.

11. Class D amplifier and wireless communication device. Patent WO, no. 2012035713A1, 22.03.2012.

12. Artym A.D. *Class D Amplifiers and Switch Generators in Radiocommunications and Broadcasting*. Moscow: Communication Publ.; 1980. 209 p. (in Russ.)

13. Kibakin V.M. The Basics of Switch Amplification Techniques. Moscow: Energiya Publ.; 1980. 232 p. (in Russ.)

14. Aleksanyan A.A., Galakhov V.A., Nikitin K.K. *Modern Methods of Design and Construction of Transistor Broadcast Transmitters*. Leningrad: Leningrad Electrotechnical Institute of Communications Publ.; 1989. 54 p. (in Russ.)

15. Konyushenko I. Fundamentals of Construction and Application of Power MOS-Transistors (MOSFET). *Silovaia elektronika*. 2011;2(30):10–14. (in Russ.)

16. Voytovich V., Gordeev A., Dumanevich A. Si, GaAs, SiC, GaN - Power Electronics. Comparison, New Opportunities. *Silovaia elektronika*. 2010;28:4–10 (in Russ.)

17. Arbuzov A.A., Kiselev P.A., Nikitin K.K. High-Power Transistors in the Key Intensifiers for Hydroacoustic Equipment (Brief Sketch of the Domestic Application). *Marine Radio electronics (Morskaya radioelektronika)*. 2018;1(63):38–41. (in Russ.) 18. Aleksandrov V.A., Ostrovsky D.B., Kiselev P.A., Kuznetsov G.N. *The Method for Correcting Amplitude-Phase Distribution*

Excitation of the Multichannel Hydroacoustic Antenna. Patent RF, no. 2346294C2, 09.04.2007. (in Russ.)

19. Aleksandrov V.A., Nikitin K.K., Sivers M.A., Reshtakov K.Yu. Features of the Construction of Switch Amplifiers for Hydroacoustic Transmission Paths with Multichannel PWM. *Proc. of Telecom. Universities*. 1997;163:157–163 (in Russ.)

20. Bowes S.R., Clements R.R. Computer-aided design of PWM inverter systems. *IEE Proceedings B (Electric Power Applica-tions)*. 1982;129(1):1–17. DOI:10.1049/ip-b.1982.0001

21. Kenly S., Latham P.W. Methods and systems for digital pulse width modulator. Patent US, no. 20120062290A1, 15.03.2012.

22. Komarura M. PWM signal generator and PWM signal generating method. Patent US, no. 20040212524A1, 28.10.2004.

23. Slepov N.N., Drozdov B.V. Pulse Width Modulation. Analysis and Application in Magnetic Recording. Moscow: Energiya Publ.; 1978. 191 p. (in Russ.)

24. Alexandrov V.A. Application of the Periodic Width Modulated Pulse Sequences in Digital Generating Devices of High-Frequency Radiating Sonar Subsystems. *Hydroacoustics*. 2019;39(3):72–80. (in Russ.)

Сведения об авторах:

| АЛЕКСАНДРОВ Владимир Александрович | доктор технических наук, старший научный сотрудник, начальник научно- исследовательской лаборатории АО «Концерн «Океанприбор», <u>info@niibriz.ru</u> |
|---------------------------------------|--|
| БУЯНОВ Андрей Павлович | ведущий научный сотрудник АО «Концерн Океанприбор», <u>buyanov.andrey@gmail.com</u> |
| МАРКОВА Любовь Васильевна | аспирант кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государ- ственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, ljubvblinva@mail.ru |
| СИВЕРС Мстислав Аркадьевич | доктор технических наук, профессор, профессор кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телеком- муникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, nadir@fppk.ru |

УДК 621.396

Использование активного метаматериала в качестве интегрированного в волновод фазовращателя

Ю.Г. Пастернак¹, Е.А. Ищенко²⁶, В.А. Пендюрин², С.М. Фёдоров¹

¹Воронежский государственный технический университет,

Воронеж, 394006, Российская Федерация

²АО НПП «Автоматизированные системы связи»,

Воронеж, 394062, Российская Федерация *Адрес для переписки: kursk1998@yandex.ru

Информация о статье

Поступила в редакцию 13.01.2021 Принята к публикации 03.03.2021

Ссылка для цитирования: Пастернак Ю.Г., Ищенко Е.А., Пендюрин В.А., Фёдоров С.М. Использование активного метаматериала в качестве интегрированного в волновод фазовращателя // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 1. С. 54–62. DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-54-62

Аннотация: Применение активных метаматериалов является одним из самых перспективных способов управления характеристиками антенн, волноводов и других СВЧ-устройств. В данной статье предлагается конструкция управляемого метаматериала в виде электромагнитного кристалла с коммутаторами, размещенными в узлах кристаллической решетки. Исследуется применение данного метаматериала для изменения фазы основной моды волновода WR-137. Управление характеристиками метаматериала выполняется путем коммутаций pin-диодов в узлах решетки, так данный способ управления позволяет добиться высокой скорости работы системы, а также выполнить коммутацию только определенных pinдиодов. Проведено электродинамическое моделирование, на основе которого были получены характеристики волновода при разных сочетаниях замкнутых узлов метаматериала, осуществляющего изменение фазы электромагнитной волны.

Ключевые слова: метаматериал, волноводный фазовращатель, S-параметры, H₁₀-волна.

Введение

Разработка новых методов управления фазой электромагнитной волны является важной задачей, так как создание сдвига фазы играет важную роль в построении активных фазированных антенных решеток.

В исследовании [1] авторы предложили конструкцию на основе анизотропного метаматериала, который перекрывает часть волновода, что позволяет реализовать задержку распространения электромагнитной волны. Недостаток предложенной конструкции заключается в том, что для изменения значений сдвига фазы требуется изменение геометрических параметров волновода и метаматериала. В данной статье предлагается реализация подобного подхода к управлению фазой электромагнитной волны, однако для изменения фазы используется коммутация узлов электромагнитного кристалла, причем управление осуществляется с использованием электрических устройств, как оптоуправляемые pin-диоды и МЭМС-ключи. В работе [2] рассматривается волноводный фазовращатель на основе МЭМС-коммутаторов, которые являются одними из самых перспективных устройств для реализации высокоскоростных переключений в структуре метаматериала, так как обладают высокой изоляцией (более 30 дБ) в выключенном состоянии, а в активном режиме – малым электрическим сопротивлением (менее 0,25 Ом на частоте 10 ГГц).

В исследовании [3] было показано, что использование метаматериала позволяет изменять параметр электромагнитной волны. Данное свойство можно использовать при построении антенн с управляемой диаграммой направленности: электромагнитная волна огибает зону коммутации, формируя таким образом динамически смещаемую стенку волновода.

В качестве пассивных метаматериалов [4], используемых для сдвига фазы электромагнитной волны в волноводе, применяются различные геометрические структуры. Однако такой подход не позволяет осуществлять быстрое изменение фазы волны.

В данной работе предлагается конструкция управляемого метаматериала в виде электромагнитного кристалла, в узлах которого находятся коммутирующие устройства. Путем коммутации узлов мы можем сформировать электродинамическую структуру с достаточно произвольной геометрией, формируемой динамически и с высокой скоростью. Сталкиваясь со стенками такой структуры, электромагнитная волна будет претерпевать отражение, приводящее к изменению ее основных характеристик. Предложенный управляемый метаматериал может использоваться для сдвига фазы электромагнитной волны (например, распространяющейся в волноводе) путем изменения расстояния, которое она проходит до выхода, с помощью быстрого переключения pin-диодов или, в перспективе, оптоуправляемых МЭМС-коммутаторов. При этом не требуется изменять геометрические параметры структуры метаматериала, а также осуществлять механическое перемещения стенки волновода.

Также, предлагаемый подход к созданию управляемого метаматериала может использоваться для создания отражательных фазированных антенных решеток, функционирующих с электронной перестройкой по частоте в широком диапазоне.

Кроме того, управляемый метаматериал может использоваться в системах и комплексах радиоэлектронной борьбы для пеленгования радиолокационных станций противника в широкой полосе частот, а также для существенного уменьшения эффективной поверхности рассеяния защищаемых объектов в направлениях радиолокационных станций противника путем адаптивного формирования глубоких нулей диаграммы рассеянного излучения объекта.

Разработка конструкции управляемого метаматериала

Для формирования структуры активного метаматериала используются тонкие медные проводники, представляющие собой цилиндры длиной 3 мм с диаметром 0,2 мм, которые образуют ячейку метаматериала. Данные ячейки полностью заполняют волновод по всей ширине и высоте. В качестве опорных точек коммутации применяются малые медные кубические ячейки с длиной ребра 0,1 мм. Конструкция одиночной ячейки, из которой выполняется формирование всего объема структуры метаматериала, приведена на рисунке 1. Длина одного проводника ячейки определяется в соответствии с выражением:

$$l = \frac{c}{16 \cdot f_d} = \frac{3 \cdot 10^8}{16 \cdot 6,25 \cdot 10^9} = 3 \text{ MM},$$
 (1)

где
 c – скорость света в вакууме; f_d – частота из рабочего диапазона.

Таким образом, длина проводника в структуре метаматериала будет равна 1/16 длины волны.

Для коммутации узлов структуры метаматериала были использованы электрические модели ріпдиодов, размещенных в углах ячейки. Путем замыкания узла и проводника осуществляется активация ячейки метаматериала. Данная коммутация приводит к изменению диэлектрической проницаемости структуры, а, следовательно, и к изменению параметров распространения электромагнитной волны, на чем и базируется основная функциональная идея предложенной конструкции, как волноводного фазовращателя.



Рис. 1. Элементарная ячейка разработанного метаматериала *Fig. 1. Unit Cell of the Developed Metamaterial*

Структура метаматериала может быть сформирована для работы на различных частотах. Основными этапами построения управляемого метаматериала являются:

1) выбор длины проводника, которая должна составлять 1/8 или 1/16 от длины волны в рабочем диапазоне частот волновода;

2) выбор оптимального устройства коммутации, которое будет обеспечивать наиболее стабильный режим работы;

3) размещение разработанной структуры в волноводе с целью управления параметрами электромагнитной волны путем последовательного замыкания узлов в решетчатой структуре метаматериала.

Последний этап может быть заменен на создание других устройств на основе предложенного метаматериала (например, рефлектора или отражательной фазированной решетки). Для переключения слоев метаматериала предпочтительно использовать оптоуправляемые устройства, которые способны изменять свое состояние под воздействием падающего на них светового потока (примерами таких устройств могут выступать рin-диоды или микроэлектромеханические ключи). Поэтому они не нуждаются в металлических проводниках для передачи управляющих сигналов, наличие которых искажает структуру электромагнитной волны.

Исследование влияния метаматериала на характеристики волновода

Для проведения исследований был выбран волновод WR-137 с размерами поперечного сечения 34,85×15,80 мм, что соответствует рабочему диапазону частот 5,85–8,2 ГГц. Для изменения характеристик электромагнитной волны в волноводе размещался метаматериал, изображенный на рисунке 2.



Рис. 2. Исследуемый метаматериал, размещенный в волноводе

Fig. 2. Studied Metamaterial Integrated in the Waveguide

Для определения влияния метаматериала на рабочие характеристики волновода рассмотрим графики коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН), которые были получены в ходе выполнения электродинамического моделирования (рисунок 3).



Гис. 5: Козффицисите стоя тем волы по исприменно для случая: волновода без метаматериала (зеленый график); с метаматериалом (красный график)
Fig. 3. Voltage Standing Wave Ratio for the Case of Waveguide: Without the Metamaterial (Green Curve);

with the Metamaterial (Red Curve)

Как видно по полученным результатам, интеграция в конструкцию волновода метаматериала приводит к увеличению КСВН, вызванное наличием отражений электромагнитных волн от структуры, однако критическое значение (КСВН = 2) не было превышено в диапазоне рабочих частот.

Полученные результаты показывают, что при отсутствии коммутаций метаматериал вносит малые потери в протекающие в волноводе электромагнитные волны, а следовательно, позволяет сохранить высокий уровень коэффициента полезного действия в диапазоне рабочих частот.

Описание методики вычисления электродинамических параметров структуры

Для расчета электромагнитных характеристик устройства использовался метод конечного интегрирования, разработанный Т. Вейландом [5]. Данный метод основан на уравнениях Максвелла в интегральной форме:

$$\oint \vec{E} \, d\vec{l} = -\iint_{S} \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} d\vec{s}, \quad \oint_{l} \vec{H} \, d\vec{l} = \iint_{S} \left(\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{j} \right) d\vec{s}, \quad (2)$$

$$\iint_{S} \vec{D} \, d\vec{s} = \iiint_{V} \rho dV, \qquad \oiint_{S} \vec{B} \, d\vec{s} = 0. \quad (3)$$

В процессе выполнения моделирования определяется область расчетов, которая разбивается на ячейки, использующиеся для формирования двух сеток – первичной и вторичной (ортогональной первичной). Вблизи поверхностей, состоящих из проводниковых материалов, происходит уплотнение сетки, что повышает точность расчетов. После этого производится дискретизация уравнений Максвелла на этих ортогональных сетках, а затем записываются уравнения для каждой грани ячейки:

$$\oint_{\partial A} \vec{E} (\vec{r}, t) d\vec{s} = -\iint_{A} \frac{\partial}{\partial t} \vec{B} (\vec{r}, t) d\vec{A} \quad \forall A \in \mathbb{R}^{3}.$$
(4)

На рисунке 4 изображена ячейка, которая используется для расчетов в процессе реализации метода конечного интегрирования.



Рис. 4. Ячейка с указанными электрическими напряжениями \hat{e} на ребрах и магнитными потоками $\hat{\bar{b}}$ через поверхность

Fig. 4. Cell with the Indicated Electric Voltages \hat{e} at the Edges and Magnetic Fluxes $\hat{\bar{b}}$ Through the Surface

Уравнение (4) может быть заменено обыкновенным дифференциальным уравнением:

$$\hat{e}_{x}(i,j,k) + \hat{e}_{y}(i+1,j,k) - \hat{e}_{x}(i,j+1,k) - \hat{e}_{y}(i,j,k) = -\frac{d}{dt}\hat{b}_{z}(i,j,k).$$
(5)

Если провести замену уравнения (4) на (5) для каждой ячейки, тогда правило расчета может быть представлено в матричном виде: топологической матрице *С* как дискретном эквиваленте аналитическому оператору ротора:



Если применить описанную выше схему к правилу Ампера для вторичной сетки (ортогональной первичной), применяемой для дискретизации уравнений, можно получить соответствующий дискретный оператор циркуляции \tilde{C} . Похожим образом дискретизация оставшихся уравнений дивергенции дает дискретные операторы \tilde{S} и *S*, которые соответствуют потоку, принадлежащему первичной и вторичной сетке, соответственно. Эти дискретные матричные операторы состоят только из элементов 0, 1, –1 и обозначают исключительно топологическую информацию. В результате мы получаем набор сеточных уравнений Максвелла:

$$C\boldsymbol{e} = -\frac{\partial}{\partial t}\boldsymbol{b}, \widetilde{\boldsymbol{C}}\boldsymbol{h} = \frac{\partial}{\partial t}\boldsymbol{d} + \boldsymbol{j}, \qquad (7)$$

$$\hat{S}d = q, Sb = 0. \tag{8}$$

Используемый численный метод обладает высокой эффективностью в задачах, в которых необходимо производить анализ нестационарных процессов в однородном, неоднородном и анизотропном пространствах для объектов, обладающих произвольной геометрической формой. Особенность метода Вейланда состоит в возможности универсальной пространственной дискретизации, которую возможно использовать для различных задач расчетов характеристик электромагнитного поля во временной и частотных областях.

Определение диэлектрической и магнитной проницаемости управляемого метаматериала

Значения относительной диэлектрической и магнитной проницаемости разработанного метаматериала отличаются от значений для вакуума, что создает некоторое сопротивление распространяющейся волне. Для определения этих величин воспользуемся методом, основанным на параметрах матрицы рассеяния [6].

На основе графиков *S*-параметров, полученных в результате моделирования разомкнутого метаматериала, рассчитываются основные параметры среды, которые не должны оказывать серьезного влияния на распространение волны.

Для определения волнового сопротивления метаматериала воспользуемся следующей формулой:

$$\eta_s = \pm \eta_0 \sqrt{\frac{(S_{11} + 1)^2 - S_{21}^2}{(S_{11} - 1)^2 - S_{21}^2}},$$
(9)

где S_{11} и S_{21} – соответствующие элементы матрицы рассеяния (*S*-параметров); η_0 – волновое сопротивление свободного пространства $\left(\frac{\mu_0}{\epsilon_0}\right)$.

Эффективное значение волнового сопротивления с учетом выражения (9):

$$Z_A = \frac{S_{21}(\eta_s + \eta_0)}{(\eta_s + \eta_0) - S_{11}(\eta_s - \eta_0)}.$$
 (10)

Для определения волнового числа для данной среды воспользуемся следующим выражением:

$$k_s = \frac{1}{d} \left[-(Arg(Z_A) + 2p\pi) + j \cdot \ln(|Z_A|) \right], \quad (11)$$

где p – выбор ветви значений (при расчетах p = 1); d – толщина структуры.

Тогда относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости будут равны:

$$\mu_s(f) = \frac{k_s \cdot \eta_s}{2\pi f \cdot \mu_0},\tag{12}$$

$$\varepsilon_s(f) = \frac{k_s}{2\pi f \cdot \varepsilon_0 \cdot \eta_s}.$$
 (13)

На основе приведенных выше уравнений были рассчитаны значения действительных и мнимых частей относительных магнитных и диэлектрических проницаемостей (рисунок 5).



Рис. 5. Электрические параметры среды: а) относительная диэлектрическая проницаемость; b) относительная магнитная проницаемость

Fig. 5. Electrical Parameters of Metamaterial: a) Permittivity; b) Permeability

Влияние коммутации линий метаматериала на фазу электромагнитной волны

Для изменения параметров распространяющейся в волноводе электромагнитной волны производились коммутации линий метаматериала. При моделировании этого процесса использовалась spice модель pin-диода, а основными исследуемыми характеристиками выступали фазы *S*₂₁-параметров и картины полей внутри волновода. В процессе исследования производилась коммутация четырех слоев метаматериала (рисунок 6).



Рис. 6. Коммутируемые линии метаматериала *Fig. 6. Switched Lines of Metamaterial with Marked Layers*

На рисунке 6 изображен сформированный плавный переход (в каждом последующем слое метаматериала коммутируется на 2 ячейке меньше), обусловленный особенностями распространения электромагнитной волны в волноводе: из-за сужения перехода происходит уменьшение полосы рабочих частот волновода, а наличие плавного перехода позволяет снизить потери электромагнитной энергии, а значит обеспечить более оптимальные рабочие характеристики системы.

Чтобы определить влияние замкнутых линий метаматериала на характеристики электромагнитной волны, воспользуемся полученными в результате моделирования графиками S₂₁-параметров, которые выступают коэффициентами передачи для волновода со входа на выход (рисунок 7), по которым определим влияние замкнутых линий на диапазон рабочих частот волновода.

По полученным результатам видно, что вследствие коммутации линий метаматериала произошло сужение диапазона рабочих частот волновода с 5,85–8,2 ГГц до 7–8,2 ГГц, что вызвано уменьшением поперечного сечения волновода. Эти изменения являются полностью ожидаемыми, так как распространяющаяся в прямоугольном волноводе основная *H*₁₀-волна имеет частоту среза, определяемую по следующей формуле:

$$f_c = \frac{c}{2 \cdot W'} \tag{14}$$

где c – скорость света в вакууме; f_c – критическая частота; W – ширина стенки волновода.



Рис. 7. *S*₂₁-параметры волновода при коммутации различных линий метаматериала: Line1 – первая линия; Line2 – вторая; Line3 – третья; Line4 – четвертая

Fig. 7. S₂₁-Parameters of the Waveguide at Various Commutations in the Metamaterial: Line1 – the First Line; Line2 – Second; Line3 – Third; Line4 – Fourth

При коммутации четырех линий метаматериала ширина стенки волновода составила 24,35 мм. Приведем графики для фаз *S*₂₁-параметров для различных вариантов коммутаций линий метаматериала (рисунок 8).



Рис. 8. Фаза S₂₁ при коммутации различных линий метаматериала: МТ – без коммутаций; LineN – коммутация N-ой линии

Fig. 8. Phase S₂₁ for Various Switching Cases: MT – Without Switching; LinenN – Closed Line

Для удобства анализа полученных результатов воспользуемся таблицей 1, в которой приводятся значения разности фаз для различных коммутаций в метаматериале.

ТАБЛИЦА 1. Фазы *S*₂₁-параметров волновода (*f* = 7,768 ГГц) *TABLE 1. Phases of S*₂₁-*Parameters of the Waveguide* (*f* = 7,768 *GHz*)

| Тип коммутаций | Нет коммутаций | 1-я линия | 2-я линия | 3-я линия | 4-я линия |
|---|-------------------|--------------|--------------|--------------|--------------|
| φ ₄ — φ _i , град. | 62,26 | 41,46 | 27,99 | 14,27 | 0 |
| φ ₃ – φ _i , град. | 48,67 | 27,65 | 14,12 | 0 | 343,46 |
| φ ₂ – φ _i , град. | 34,95 | 14,03 | 0 | 344,39 | 328,54 |
| $\varphi_1 - \varphi_i$, град. | 20,8 | 0 | 344,01 | 329,68 | 313,02 |

Из таблицы 1 видно, что предложенная концепция позволяет реализовать управление фазой электромагнитной волны. Во всем рассматриваемом диапазоне частот отклонение значений сдвига фаз от представленных в таблице 1 составило не более 5 %, что показывает высокую стабильность предложенной конструкции в широком диапазоне частот.

Проведем сравнение картин поля для различных сочетаний коммутируемых линий метаматериала. Картины поля были получены на частоте 8 ГГц, так как данная частота попадает в рабочий диапазон для всех вариантов коммутаций линий метаматериала (рисунок 9). По полученным картинам полей видно, что электромагнитная волна огибает зоны коммутации. Вследствие чего увеличивается расстояние, проходимое волной, а значит происходит смещение фазы волны. При этом в процессе протекания электромагнитной волны происходит незначительное уменьшение энергии поля, так как возникают отражения от структуры метаматериала.

Фазовращатель отражательного типа на основе управляемого метаматериала

Рассмотренный в данной работе активный метаматериал является перспективным устройством для управления параметрами электромагнитных волн. Как было показано выше, при интеграции метаматериала в конструкцию волновода удается создавать смещение фазы электромагнитной волны путем частичной коммутации слоев структуры. Другим способом изменения фазы является коммутация плоскости структуры с последующим отражением электромагнитной волны от нее, как показано на рисунке 10. Сдвиг фазы реализуется за счет изменения расстояния, которое проходит волна: от входа до замкнутой стенки метаматериала и обратно.

Для исследования предложенного отражательного фазовращателя было проведено математическое моделирование при поочередном замыкании плоскостей метаматериала. Отсчет плоскостей производился справа налево (рисунок 11). Помимо графиков фаз *S*-параметров, были получены 3Dкартины полей в волноводе. Для примера, приведены картины поля при всех разомкнутых линиях (см. рисунок 11а), при замыкании третьей линии (см. рисунок 11b), седьмой (см. рисунок 11с), девятой (см. рисунок 11d).

Как видно из представленных рисунков, при замыкании плоскости метаматериала от нее происходит отражение электромагнитной волны в обратную сторону. При этом, незначительная часть энергии волны просачивается через замкнутую плоскость метаматериала.

На основе такой конструкции метаматериала возможно формирование активного рефлектора зеркальных антенн, что позволит осуществить управление характеристиками диаграммы направленности, при этом благодаря использованию электрических коммутирующих устройств возможно быстрое переключение режимов работы без изменения геометрических параметров антенны, что является перспективным, так как применение сверхширокополосных антенн востребовано.



Рис. 9. Картины поля при коммутации различных линий: а) нет коммутаций; b) коммутация 1 линии; c) коммутация 2 линий; d) коммутация 3 линий; e) коммутация 4 линий

Fig. 9. Image of EMF, for Various Cases of Switching: a) no Switching; b) Switching of 1 Line; c) Switching of 2 Line; d) Switching of 3 Line; e) Switching of 4 Line



Рис. 10. Отражательный фазовращатель на основе активного метаматериала: а) вид структуры и выполненной коммутации слоя; b) фаза S₁₁-параметров волновода при замыкании различных линий

Fig. 10. Reflection Phaseshifter Based on the Active Metamaterial: a) View of Structure and Performed Layer Switching; b) Phase of S₁₁-Parameters of the Waveguided for Different Switched Lines



Рис. 11. Картины электрического поля в волноводе заполненным активным метаматериалом при замыкании различных линий Fig. 11. Images of Electric Field Inside the Waveguide Filled with the Active Metamaterial when Different Lines were Switched

Заключение

Предложенная в данной статье структура позволяет реализовать управление фазой электромагнитной волны с помощью активного метаматериала. Для коммутации узлов применяются pin-диоды, которые в перспективе могут быть заменены МЭМСкоммутаторами, что позволит повысить скорость переключений в метаматериале, а следовательно, и скорость изменения фазы, также улучшить электрические характеристики структуры, так как микроэлектромеханические устройства позволяют обеспечить лучшую изоляцию в отключенном режиме и малое сопротивление в активном режиме. В данной работе представлено исследование волноводных фазовращателей на основе предложенного метаматериала.

Также перспективным способом применения управляемого метаматериала является интеграция метаматериала в конструкцию антенн. Так на основе предложенного метаматериала возможно реализовать управление характеристиками диаграммы направленности пирамидальной рупорной антенны, как было показано в работе [3]. При построении фазированных антенных решеток обычно используются фазовращатели с перекрытием рабочей полосы частот 2, что ограничивает рабочую полосу частот и всей антенны в целом. Фазированные антенные решетки, построенные на основе фазовращателей, использующих предложенный активный метаматериал, будут лишены этого недостатка. Кроме того, разработанный активный метаматериал может служить основным строительным элементом для рефлекторов отражательных антенных решеток, что позволит гибко изменять диаграмму направленности в сверхширокой полосы частот. На основе конструкции метаматериала возможно формирование планарных активных антенн, в которых активация слоев метаматериала приводит к появлению новых резонансных частот, что позволяет сформировать многодиапазонную печатную антенну с управляемыми диапазонами, так как изначально печатные антенны обладают узким рабочим диапазоном частот.

Предложенная конструкция метаматериала может быть использована для реализации сверхширокополосных антенных систем, которые являются перспективными устройствами связи. Особенностью предложенного метаматериала является то, что управление параметрами волны реализуется путем выполнения электрической коммутации узлов электромагнитного кристалла, при этом не изменяются геометрические параметры системы, что является существенным преимуществом.

ИСТОЧНИК ФИНАНСИРОВАНИЯ

Работа выполнена при поддержке гранта Президента РФ для молодых ученых № МК-57.2020.9.

Список используемых источников

1. Ozgun O., Kuzuoglu M. Utilization of Anisotropic Metamaterial Layers in Waveguide Miniaturization and Transitions // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2007. Vol. 17. Iss. 11. PP. 754–756. DOI:10.1109/LMWC.2007.908039

2. Wu Z., Liu J. A new design of MEMS coplanar waveguide phase shifter // Proceedings of the International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium – China (ACES, Beijing, China, 29 July – 1 August 2018). IEEE, 2018. PP.1–2. DOI:10.23919/ACESS.2018.8669307

3. Ищенко Е.А., Пастернак Ю.Г., Сиваш М.А., Фёдоров С.М. Исследование влияния интегрированного в конструкцию пирамидального рупора метаматериала на диаграмму направленности // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2020. Т. 16. № 5. С. 107–113. DOI:10.36622/VSTU.2020.16.5.016

4. Palomares-Caballero Á., Alex-Amor A., Valenzuela-Valdés J., Padilla P. Holey and pinned structures comparison for waveguide phase shifters // Proceedings of the 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP, Copenhagen, Denmark, 15–20 March 2020). IEEE, 2020. PP. 1–5. DOI:10.23919/EuCAP48036.2020.9135457

5. Weiland T.A. Discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component fields // Electronics and Communication. 1977. Vol. 31. PP. 116–120.

6. Arslanagić S., Hansen T.V., Mortensen N.A., Gregersen A.H., Sigmund O., Ziolowsky R.W., et al. A Review of Scattering-Parameter Extraction Method with Clarification of Ambiguity Issues in Relation to Metamaterial Homogenization // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2013. Vol. 55. Iss. 2. PP. 91–106. DOI:10.1109/MAP.2013.6529320

* * *

Use of Active Metamaterial as a Phase Shifter Integrated into the Waveguide

Yu. Pasternak¹, E. Ishchenko², V. Pendyurin², S. Fedorov¹

¹Voronesh State Technical University, Voronezh, 394006, Russian Federation ²Research and Development Enterprise "Automated Communication Systems", JSC, Voronezh, 394062, Russian Federation

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-54-62 Received 13th January 2021 Accepted 03rd March 2021

For citation: Pasternak Yu., Ishchenko E., Pendyurin V., Fedorov S. Use of Active Metamaterial as a Phase Shifter Integrated into the Waveguide. *Proc. of Telecom. Universities.* 2021;7(1):54–62. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-54-62

Abstract: Active metamaterials usage is one of the most promising ways to control the characteristics of antennas, waveguides, and other microwave devices. This article proposes the controlled metamaterial design in the form of an electromagnetic crystal with switches located at the nodes of the crystal lattice. This metamaterial application for changing the fundamental mode phase of the WR-137 waveguide is investigated. Controlling the characteristics of the metamaterial is performed by switching pin diodes at the nodes of the lattice, so this control method allows you

to achieve a high speed system, as well as to switch only certain pin diodes. Electrodynamic modeling was carried out, on the basis of which the characteristics of the waveguide were obtained for different metamaterial closed nodes combination, which changes the the electromagnetic wave phase.

Keywords: *metamaterial, waveguide phase shifter, S-parameters, TE*₁₀*-wave.*

FUNDING

This research was funded by the Russian President's grant for young researchers no. MK-57.2020.9.

References

1. Ozgun O., Kuzuoglu M. Utilization of Anisotropic Metamaterial Layers in Waveguide Miniaturization and Transitions. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2007;17(11):754–756. DOI:10.1109/LMWC.2007.908039

2. Wu Z., Liu J. A new design of MEMS coplanar waveguide phase shifter. *Proceedings of the International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium – China, ACES, 29 July – 1 August 2018, Beijing, China.* IEEE; 2018. p.1–2. DOI:10.23919/ACESS.2018.8669307

3. Ishchenko E.A., Pasternak Yu.G., Sivash M.A., Fedorov S.M. Investigation of the Influence of the Metamaterial Pyramidal Horn Integrated into the Construction on the Directional Diagram. *Bulletin of Voronezh State Technical University*. 2020;16(5):107–113. DOI:10.36622/VSTU.2020.16.5.016

4. Palomares-Caballero Á., Alex-Amor A., Valenzuela-Valdés J., Padilla P. Holey and pinned structures comparison for waveguide phase shifters. *Proceedings of the 14th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP, 15–20 March 2020, Copenhagen, Denmark*. IEEE; 2020. p.1–5. DOI:10.23919/EuCAP48036.2020.9135457

5. Weiland T.A. Discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component fields. *Electronics and Communication*. 1977;31:116–120.

6. Arslanagić S., Hansen T.V., Mortensen N.A., Gregersen A.H., Sigmund O., Ziolowsky R.W., et al. A Review of Scattering-Parameter Extraction Method with Clarification of Ambiguity Issues in Relation to Metamaterial Homogenization. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. 2013;55(2):91–106. DOI:10.1109/MAP.2013.6529320

Сведения об авторах:

| ПАСТЕРНАК Юрий Геннадьевич | доктор технических наук, профессор кафедры «Радиоэлектронных устройств и систем» Воронежского государственного технического уни- верситета, <u>pasternakyg@mail.ru</u> |
|--------------------------------|--|
| ИЩЕНКО Евгений Алексеевич | инженер-исследователь АО НПП «Автоматизированные системы связи», <u>kursk1998@yandex.ru</u> © https://orcid.org/0000-0002-5270-0792 |
| ПЕНДЮРИН Владимир Андреевич | генеральный директор АО НПП «Автоматизированные системы связи», <u>infonpp-acc.ru@yandex.ru</u> |
| ФЁДОРОВ Сергей Михайлович | кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиоэлектронных устройств и систем» Воронежского государственного технического уни- верситета, <u>fedorov_sm@mail.ru</u> bhttps://orcid.org/0000-0001-9027-6163 |

УДК 530.145.3

DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-63-70

Методика проектирования экранированного многослойного направленного ответвителя

Кузьмин С.В.¹[®], Коровин К.О.¹[®], Андропов А.В.¹[®]

¹Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, 191186, Российская Федерация *Адрес для переписки: sergey-v-kuzmin@yandex.ru

Информация о статье

Поступила в редакцию 01.03.3021 Принята к публикации 18.03.2021

Ссылка для цитирования: Кузьмин С.В., Коровин К.О., Андропов А.В. Методика проектирования экранированного многослойного направленного ответвителя // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 1. С. 63–70. DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-63-70

Аннотация: В статье рассматривается реализация направленных ответвителей в микрополосковой линии, предназначенной для линий связи в диапазоне частот 2–3 ГГц, на подложке из широко используемого и общедоступного материала RO4350, с коэффициентом связи 3–7 дБ. Эти направленные ответвители были разработаны с учетом дополнительных граничных условий для уменьшения габаритных размеров устройства. В ходе численного моделирования уточнялись поправочные коэффициенты, использованные для предварительных аналитических расчетов. Данные численного эксперимента были проверены при помощи измерений макета.

Ключевые слова: СВЧ-устройства, направленный ответвитель с лицевой связью, методы оптимизации, миниатюризация

Введение

Несмотря на то, что общая тенденция развития высокочастотной техники направлена на сокращение аналоговой части фидерного тракта, направленные ответвители по-прежнему востребованы. Развитие их конструкций идет в направлениях увеличения ширины полосы рабочих частот и уменьшения массогабаритных характеристик. В статье рассматривается реализация направленных ответвителей в микрополосковом тракте.

Существует множество конструкций направленных ответвителей в микрополосковом тракте, но с точки зрения технологичности и возможности серийного производства, лишь некоторые из них нашли широкое применение в промышленности. В основном это структуры с боковой и лицевой связью [1].

Направленные ответвители в печатном исполнении с боковой связью применяются, как правило, когда необходимо обеспечить переходное ослабление 10–20 дБ для измерения мощности в фидерном тракте. При этом, стремятся увеличить направленность, как правило, за счет применения структур, описанных в [2–4]. Поскольку при таком переходном ослаблении зазор между полосками получается широким и реализуемым по технологии печатных плат, то такие направленные ответвители обладают повторяющимися характеристиками и успешно применяются. Кроме того, подобные устройства выдерживают высокие уровни средней и импульсной мощности, особенно, после покрытия лаком.

Направленные ответвители с переходным ослаблением в 3–8 дБ необходимы в основном при создании диаграммообразующих схем, в частности, матричных [5]. При таком переходном ослаблении зазор между полосками в структуре с боковой связью становится узким и практически не реализуемым по технологии печатных плат. Даже применяя другие технологии (напыление и т. п.), не удается обеспечить повторяемость, высокие рабочие мощности, технологичность и низкую стоимость. Поэтому был осуществлен переход к структурам с лицевой связью.

Выпускаемые серийно образцы многослойных печатных направленных ответвителей с лицевой связью через тонкий слой диэлектрика имеют ряд недостатков, существенными из которых являются следующие:

 – при монтаже на печатную плату возникают паразитные реактивности, которые, в результате, ухудшают характеристики направленных ответвителей в составе изделия; серийно выпускаются самые востребованные номиналы по переходному ослаблению, которые не всегда подходят для построения диаграммообразующих схем для формирования необходимого амплитудно-фазового распределения;

– изготовление направленных ответвителей по технологии многослойных печатных плат затрудняет прототипирование из-за высокой стоимости единичных образцов.

Указанные недостатки привели к тому, что возникла необходимость поиска более технологичной структуры направленных ответвителей. На данный момент активно развиваются направленные ответвители с лицевой связью через щель в экране. В [6] было отмечено, что степень связи определяется шириной щели. Подобная структура описана в [7]. Там, в области связи, полосковые линии имеют большую ширину, чем регулярные линии и скошены под углом 45° для снижения коэффициента отражения. В [8] форма полосков в области связи предлагается в виде ромбов, а щель имеет форму шестиугольника. В [9] полоски и щель выполнены в форме эллипсов, что, при правильном подборе размеров, позволяет существенно улучшить характеристики.

Постановка задачи

Направленный ответвитель, описанный в [9], имеет открытую структуру. Полоски в области связи неэкранированные, и на них могут влиять внешние границы, например, крышки корпуса или соседние элементы на плате. Если, например, диаграммообразующая схема обладает плотной компоновкой, то необходимо уменьшить габариты входящих в него элементов. В связи с этим возникла необходимость создания методики проектирования подобных направленных ответвителей с учетом влияния экранов, с целью уменьшения габаритных размеров.

В качестве примера рассматриваются направленные ответвители, построенные для линий связи в диапазоне частот 2–3 ГГц, на подложке из распространенного и широкодоступного материала RO4350, с переходным ослаблением 3–7 дБ.

Методы исследования

На данный момент нет аналитической модели, позволяющей синтезировать конструкцию рассматриваемого направленного ответвителя с достаточной точностью. Известные аналитические выражения помогают получить предварительные размеры структуры. Поэтому, проектирование направленных ответвителей включает в себя этап предварительных аналитических расчетов и этап численных экспериментов в системе автоматизированного проектирования (САПР).

Поскольку численные эксперименты в САПР требуют больших вычислительных мощностей, то для расчетов выбран метод конечных разностей во временной области. При этом есть возможность использования вычислительных систем на основе графических процессоров, что приводит к многократному ускорению расчетов, которое снижает время вычислений до разумных величин, и применение численных методов оптимизации становится возможным.

Аналитические расчеты

Приведем аналитические выражения из [9–11] для расчета структур, показанных на рисунке 1. Конструкция, приведенная на рисунке 1b состоит из двух слоев диэлектрика и трех слоев металлизации. На внешних слоях металлизации формируются микрополосковые линии, переходящие в эллипсы. Часть металлизации во внутреннем слое удаляется и формируется эллиптическое окно. Центры и большие полуоси всех эллипсов совпадают. Малая полуось внутреннего эллиптического окна больше одинаковых малых полуосей внешних металлизированных эллипсов.



Рис. 1. Геометрия задачи: а) исходная структура; b) рассматриваемая структура

Fig. 1. Structure of Design: a) Initial Structure; b) Structure Under Consideration

Требуемые волновые сопротивления для четных и нечетных волн находятся из уравнений:

$$Z_{oe} = Z_0 \sqrt{\frac{1 + 10^{\frac{-C_{AB}}{20}}}{1 - 10^{\frac{-C_{AB}}{20}}}},$$

$$Z_{oo} = Z_0 \sqrt{\frac{1 - 10^{\frac{-C_{AB}}{20}}}{1 + 10^{\frac{-C_{AB}}{20}}},}$$
(1)

где С_{дБ} – коэффициент связи ответвителя в дБ; *Z*₀ – волновое сопротивление подводящей линии.

Для структуры, изображенной на рисунке 1а, указанные волновые сопротивления будут равны:

$$Z_{oe} = \frac{60\pi}{\sqrt{\varepsilon_r}} \frac{K(k_1)}{K'(k_1)},$$

$$Z_{oo} = \frac{60\pi}{\sqrt{\varepsilon_r}} \frac{K'(k_2)}{K(k_2)},$$
(2)

где

$$k_{1} = \sqrt{\frac{\sinh^{2}\left(\frac{\pi w_{s}}{4h}\right)}{\sinh^{2}\left(\frac{\pi w_{s}}{4h}\right) + \cosh^{2}\left(\frac{\pi w_{p}}{4h}\right)}},$$

$$k_{2} = \tanh\left(\frac{\pi w_{p}}{4h}\right),$$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \begin{cases} \frac{2}{\pi}\ln\left(2\sqrt{\frac{1+k}{1-k}}\right), & \text{для } 0,707 < k \le 1\\ \frac{\pi}{2\ln\left(2\sqrt{\frac{1+\sqrt{1-k^{2}}}{1-\sqrt{1-k^{2}}}}\right)}, & \text{для } 0 \le k \le 0,707 \end{cases}.$$

Прировняв соответствующие волновые сопротивления в уравнениях (1) и (2) мы получим искомые размеры линий. В простейшем случае решение можно найти графически.

Введём некоторые вспомогательные обозначения: $R_x = 0.5D_1, R_y = 0.5D_3, R_m = 0.5D_2.$

Для нахождения полуосей эллипсов вводятся поправочные коэффициенты:

$$D_{3} = k_{y} \left(\sqrt{l_{p}^{2} + w_{p}^{2}} + l_{p} \right),$$

$$D_{1} = k_{x} \left(\frac{w_{p}l_{p}}{D_{3}} \right),$$

$$D_{2} = k_{m} \left(\frac{w_{s}l_{p}}{D_{3}} \right),$$
(3)

где $l_p = \Lambda/4$ в микрополосковой линии.

B [1]
$$k_x = 1,273, k_y = 0,5, k_m = 1,273.$$

Подготовка модельного эксперимента

Исходно, для предварительных расчетов и оптимизации характеристик, формируется упрощенная модель, показанная на рисунке 2.



Рис. 2. Предварительная модель направленного ответвителя *Fig. 2. Preliminary Model of Directional Coupler*

Как видно из рисунка 2, сформированная предварительная модель упрощена. Для изготовления экспериментального образца необходимо развести подводящие линии по сторонам, чтобы появилась возможность установки радиочастотных соединителей. Такая модель нужна для ускорения оптимизации характеристик ответвителя при изменении полуосей эллипсов за счет уменьшения размеров структуры. Еще одной причиной формирования именно такой начальной модели является возможность корректного переноса референсных плоскостей портов к началу эллипсов для исключения подводящих линий и ускорения расчетов.

Результаты работы с моделью

Подставим в модель значения полуосей, вычисленные аналитически. После численных расчетов в САПР методом конечных разностей во временной области получаются результаты для *Rx* = 2,75 мм, *Ry* = 9,03 мм, *Rm* = 2,93 мм, показанные на рисунках 3 и 4.



Рис. 4. Коэффициент стоячей волны (КСВ) по напряжению Fig. 4. Voltage Standing Wave Ratio (VSWR)

Проведем оптимизацию характеристик для Rx = 2,42 мм, Ry = 11,0 мм, Rm = 5,0 мм. Результаты можно увидеть на рисунках 5 и 6.



Рис. 5. Коэффициенты передачи после оптимизации *Fig. 5. Transmission Coefficients After Optimization*



Fig. 6. VSWR After Optimization

Уровень КСВ понижается при помощи трансформатора между регулярной микрополосковой линией и внешними эллипсами. Найти размеры трансформатора можно в результате численных экспериментов, но это занимает много времени. Поэтому применим другую методику. Перенесем референсные плоскости портов к началам внешних эллипсов и получим матрицу рассеяния направленного ответвителя. Затем экспортируем эту матрицу в САПР, основанную на теории цепей СВЧ. Дополним новую модель трансформаторами и проведем оптимизацию характеристик. Результаты показаны на рисунках 7 и 8. Размеры трансформатора Ltr = 3,92 мм, Wtr = 1,67мм.



Рис. 7. Коэффициенты передачи после оптимизации в САПР, основанной на теории цепей СВЧ





Рис. 8. КСВ после оптимизации в САПР, основанной на теории цепей

Fig. 8. VSWR After Optimization with CAD, Based on Circuit Theory

Описанный подход к вычислению размеров трансформатора является гибридным и совмещает аналитические расчеты методом теории цепей СВЧ и численные методы оптимизации. При этом скорость получения результатов возрастает многократно, по сравнению с расчетами в САПР с применением численных методов электродинамики.

Новая, уточненная, модель направленного ответвителя изображена на рисунке 9. Выходы разнесены, поскольку на основе этой модели изготавливается макет для натурных экспериментов.



Рис. 9. Уточненная модель направленного ответвителя с трансформаторами

Fig. 9. Refined Model of Directional Coupler with Baluns

После очередной корректировки геометрических размеров в ходе оптимизации характеристик получаются результаты для Rx = 2,64 мм, Ry = 10,5 мм, Rm = 5,86 мм, Ltr = 3,11 мм, Wtr = 1,7 мм, показанные на рисунках 10–11.



Уточнение аналитических выражений

Полученные в результате оптимизации в ходе численных экспериментов геометрические размеры позволяют скорректировать коэффициенты в (3). Новые коэффициенты будут: $k_x = 1,363$, $k_y = 0,609$, $k_m = 2,640$. Используем их для получения размеров направленного ответвителя, характеристики которого сдвинуты на 300 МГц вверх по частоте. Результаты численного моделирования для Rx = 2,41 мм, Ry = 9,86 мм, Rm = 4,98 мм приведены на рисунках 12 и 13. Таким образом возможно получить коэффициенты в (3) и для других значений ослабления. Полученные коэффициенты приведены в таблице 1.

Так, выражения (3) с учетом табличных коэффициентов позволяют синтезировать необходимые размеры направленного ответвителя без продолжительных численных экспериментов, в результате чего сокращается время получения характеристик.



ТАБЛИЦА 1. Поправочные коэффициенты TABLE 1. Correction Factors

| <i>С</i> , дБ <i>к</i> | 3,0 | 6,0 | 6,6 | 10,5 |
|---------------------------|-------|-------|-------|-------|
| kx | 1,363 | 1,339 | 1,315 | 1,252 |
| ky | 0,609 | 0,613 | 0,614 | 0,615 |
| km | 2,640 | 1,823 | 1,840 | 1,696 |

Результаты натурных экспериментов

Для проведения натурных экспериментов был сконструирован направленный ответвитель из материала RO4350 с высотой от полоска до экрана 3 мм, показанный на рисунке 14. Результаты измерений для Rx = 2,64 мм, Ry = 10,5 мм, Rm = 5,86 мм, Ltr = 3,11 мм, Wtr = 1,7 мм показаны на рисунках 15 и 16.



Рис. 14. Макет направленного ответвителя *Fig. 14. Prototype of Directional Coupler*

При изменении высоты экрана характеристики меняются существенным образом и перестают меняться при высоте более 5 мм. Изменяя высоту экрана, возможно осуществлять точную настройку характеристик направленного ответвителя и устройств на их основе, например, диаграммообразующих схем.



Fig. 15. Measured Transmission Coefficients



Заключение

В работе показана методика предварительного расчета и уточнения коэффициентов для создания направленного ответвителя. Представленная методика позволяет ускорить проектирование НО с лицевой связью эллиптических проводников через эллиптическую щель в экране с учетом внешних близко расположенных экранов. Полученные в ходе численных экспериментов коэффициенты могут быть использованы для синтеза конструкции направленных ответвителей с переходным ослаблением 3–11 дБ без длительных численных расчетов. В результате введения в конструкцию экранов общая высота структуры уменьшается более, чем в два раза.

Дальнейшее развитие тематики миниатюрных и экранированных СВЧ-устройств с лицевой связью через щель может быть направлено на увеличение рабочей полосы частот, как предлагается, например, в [13]. Другим важным направлением является создание ответвителей с высокой направленностью, как показано в [3]. С увеличением направленностью, как показано в [3]. С увеличением направленности повышаются требования к окружающим граничным условиям. В том числе требуется дополнительная экранировка.

На основе структур, рассмотренных в работе [10], также могут быть созданы широкополосные фазосдвигающие цепи [14], которые особенно актуальны в современных антенных решетках. Введение в конструкцию элементов настройки может позволить создание нового класса фазовращателей с ручным и электромеханическим управлением [15].

Экранированные широкополосные направленные ответвители и фазовращатели могут быть основой для построения матриц Батлера в двумерных многолучевых антенных системах.

Список используемых источников

1. Неганов В.А., Яровой Г.П. Теория и применение устройств СВЧ. М.: Радио и связь, 2006. 720 с.

2. High-directivity microstrip coupler having periodically indented conductors. Patent US, no. 3629733A, 21.12.1971

3. Uysal S., Turner C.W., Watkins J. Nonuniform transmission line codirectional couplers for hybrid MIMIC and superconductive applications // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1994. Vol. 42. Iss. 3. PP. 407–414. DOI:10.1109/22.277434

4. Uysal S., Aghvami H. Synthesis, design, and construction of ultra-wide-band nonuniform quadrature directional couplers

in inhomogeneous media // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1989. Vol. 37. PP. 969–976. DOI:10.1109/22.25398

5. Ibrahim S.Z., Bialkowski M.E. Wideband butler matrix in microstrip-slot technology // Asia Pacific Microwave Conference (Singapore, 7–10 December 2009). IEEE, 2009. PP. 2104–2107. DOI:10.1109/APMC.2009.5385262

6. Веселов Г.И. Микроэлектронные устройства СВЧ. М.: Высшая школа, 1988. 279 с.

7. Гвоздев В.И., Нефедов Е.И. Объемные интегральные схемы СВЧ. М.: Наука, 1985. 255 с.

8. Abdelghani L., Denidni T.A., Nedil M. Design of a broadband multilayer coupler for UWB beamforming applications // Proceedings of the 41st European Microwave Conference (Manchester, UK, 10–13 October 2011). IEEE, 2011. PP. 810–813. DOI:10.23919/EuMC.2011.6101895

9. Abbosh A.M., Bialkowski M.E. Design of Compact Directional Couplers for UWB Applications // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2007. Vol. 55. Iss. 2. DOI:10.1109/TMTT.2006.889150

10. Abbosh A.M. Ultra-Wideband Phase Shifters // Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2007. Vol. 55. Iss. 9. DOI:10.1109/TMTT.2007.904051

11. Пименов Ю.В., Вольман В.И., Муравцов А.Д. Техническая электродинамика. М.: Радио и связь, 2000. 536 с.

12. Moroz A.V., Davydov V.V., Malanin K.Y., Krasnov A.A., Rud V.Yu. Features of the construction of the noise compensation circuit of a small-sized active phased antenna array // Journal of Physics: Conference Series. 2019. Vol. 1400. Iss. 4.

13. Binti Muklas, N.S., Rahim, S.K.A., Seman, N. et al. A Design of Compact Ultra Wideband Coupler for Butler Matrix // Wireless Personal Communications. 2013. Vol. 70. PP. 915–926. DOI:10.1007/s11277-012-0729-9

14. Chang W.S., Chang C.Y. A High Slow-Wave Factor Microstrip Structure with Simple Design Formulas and its Application to Microwave Circuit Design // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2012. Vol. 60. Iss. 11. PP. 3376–3383. DOI:10.1109/TMTT.2012.2216282

15. Кочемасов В., Белов Л., Майстренко А. Фазовращатели с ручным и электромеханическим управлением // Компоненты и технологии. 2016. № 6(179). С. 57–68.

* * *

Design Technique for Shielded Multilayer Directional Coupler

S. Kuzmin¹, K. Korovin¹, A. Andropov¹

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

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-63-70 Received 1st March 2021 Accepted 18th March 2021

For citation: Kuzmin S., Korovin K., Andropov A. Design Technique for Shielded Multilayer Directional Coupler. *Proc. of Telecom. Universities.* 2021;7(1):63–70. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-63-70

Abstract: The article discusses the implementation of directional couplers in a microstrip line, designed for communication lines in the frequency range of 2-3 GHz, on a substrate made of a widely used and generally available material R04350, with a coupling factor of 3-7 dB. These directional couplers have been designed with additional boundary conditions to reduce the size of the device. In the course of numerical modeling, the correction factors used for preliminary analytical calculations were refined. The data of the numerical experiment were verified using the measurements prototype model.

Keywords: SHF devices, directional coupler with front coupling, optimization methods, miniaturization.

References

1. Neganov V.A., Yarovoy G.P. *Theory and Application of Microwave Devices*. Moscow: Radio i sviaz Publ.; 2006. 720 p. (in Russ.)

2. High-directivity microstrip coupler having periodically indented conductors. Patent US, no. 3629733A, 21.12.1971

3. Uysal S., Turner C.W., Watkins J. Nonuniform transmission line codirectional couplers for hybrid MIMIC and superconductive applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1994;42(3):407–414. DOI:10.1109/22.277434

4. Uysal S., Aghvami H. Synthesis, design, and construction of ultra-wide-band nonuniform quadrature directional couplers in inhomogeneous media. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1989;37:969–976. DOI:10.1109/22.25398

5. Ibrahim S.Z., Bialkowski M.E. Wideband butler matrix in microstrip-slot technology. *Asia Pacific Microwave Conference*, 7–10 December 2009, Singapore. IEEE; 2009. p.2104–2107. DOI:10.1109/APMC.2009.5385262

6. Veselov G.I. *Microelectronic Microwave Devices*. Moscow: Vysshaia shkola Publ.; 1988. 279 p. (in Russ.)

7. Gvozdev V.I., Nefedov E.I. Volumetric microwave integrated circuits. Moscow: Nauka Publ.; 1985. 255 p. (in Russ.)

8. Abdelghani L., Denidni T.A., Nedil M. Design of a broadband multilayer coupler for UWB beamforming applications. *Proceedings of the 41st European Microwave Conference 10–13 October 2011, Manchester, UK.* IEEE; 2011. p.810–813. DOI:10.23919/EuMC.2011.6101895

9. Abbosh A.M., Bialkowski M.E. Design of Compact Directional Couplers for UWB Applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2007;55(2). DOI:10.1109/TMTT.2006.889150

10. Abbosh A.M. Ultra-Wideband Phase Shifters. *Transactions on Microwave Theory and Techniques.* 2007;55(9). DOI:10.1109/TMTT.2007.904051

11. Pimenov Yu.V., Volman V.I., Muravtsov A.D. *Technical Electrodynamics*. Moscow: Radio i sviaz Publ.; 2000. 536 p. (in Russ.)

12. Moroz A.V., Davydov V.V., Malanin K.Y., Krasnov A.A., Rud V.Yu. Features of the construction of the noise compensation circuit of a small-sized active phased antenna array. *Journal of Physics: Conference Series.* 2019;1400(4).

13. Binti Muklas, N.S., Rahim, S.K.A., Seman, N. et al. A Design of Compact Ultra Wideband Coupler for Butler Matrix. *Wireless Personal Communications*. 2013;70:915–926. DOI:10.1007/s11277-012-0729-9

14. Chang W.S., Chang C.Y. A High Slow-Wave Factor Microstrip Structure with Simple Design Formulas and its Application to Microwave Circuit Design. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2012;60(11):3376–3383. DOI:10.1109/TMTT.2012.2216282

15. Kochemasov V., Belov L., Maistrenko A. Phase Shifters with Manual and Electromechanical Control. *Components and Technologies*. 2016;6(179):57–68. (in Russ.)

Сведения об авторах:

| КУЗЬМИН Сергей Викторович | кандидат физико-математических наук, доцент кафедры конструирования и производства радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государ- ственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, sergey-v-kuzmin@yandex.ru https://orcid.org/0000-0002-5496-2702 |
|--------------------------------|---|
| КОРОВИН Константин Олегович | кандидат физико-математических наук, заведующий кафедрой радиосистем и обработки сигналов Санкт-Петербургского государственного универси- тета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, konstkor@mail.ru https://orcid.org/0000-0001-7979-3725 |
| АНДРОПОВ Алексей Викторович | аспирант кафедры конструирования и производства радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, <u>mixphixion@mail.ru</u> mixphixion@mail.ru |

DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-71-80

Численный анализ процессов переключения в модуляторах класса D

В.В. Николаев¹, Е.А. Рылов², Д.В. Девяткин^{1, 2*}, Р.В. Николаев²

¹Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, Санкт-Петербург, 194021, Российская Федерация ²АО «ПКБ «РИО»,

Санкт-Петербург, 199155, Российская Федерация

*Адрес для переписки: denisdevyatkin9@mail.ru

Информация о статье

Поступила в редакцию 27.01.2021 Принята к публикации 15.02.2021

Ссылка для цитирования: Николаев В.В., Рылов Е.А. Девяткин Д.В., Николаев Р.В. Численный анализ процессов переключения в модуляторах класса D // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 1. С. 71–80. DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-71-80

Аннотация: В статье исследуются процессы переключения активных приборов в ключевых модуляторах (усилителях) класса D с целью решения вопросов оптимального управления ими (транзисторами, триодами, тетродами и т. п.) в реальных условиях, снижения потерь мощности и нелинейных искажений выходного напряжения модуляторов, а также более точного определения КПД устройств. Представленная математическая модель учитывает инерционность процессов переключения, конечность длительности фронтов нарастания и спада импульсов напряжения и тока, а также потери в переключающих элементах.

Ключевые слова: дроссельный модулятор, усилитель, класс D, активный элемент, тетрод.

Введение

Общей особенностью ключевых усилителей (модуляторов) класса D является тот факт, что подключение к анодам (коллекторам, стокам и т. п.) активных приборов источников питания (E_a) происходит через дроссели L, существенная величина индуктивности которых позволяет считать подводимый к активным приборам ток неизменным за время переключения приборов, то есть можно заменить их на интервале переключения источником тока [1-6]. Этот факт, присущий данному классу усилителей, существенно влияет на результирующий процесс переключения и другие, качественные и энергетические характеристики ключевых усилителей класса D. Так, в ряде работ [1-4] при исследовании процессов в ключевых усилителях принимаются допущения, что на выходных силовых электродах активных приборов формируются последовательности идеальных прямоугольных импульсов, которые впоследствии поступают на демодуляторы (фильтр нижних частот или другие схемы). Однако, как показывает детальный математический анализ и результаты экспериментальных исследований [5, 6], во многих случаях это недопустимо, поскольку вызывает существенные ошибки как в расчетах энергетических и качественных характеристик устройств, так и выборе самих активных элементов схемы.

Расчет модели модулятора класса D

Для проведения анализа работы активных приборов в ключевом режиме построим модель модулятора класса D, достаточно точно отражающую физические процессы, происходящие в нем с учетом паразитных параметров, основными из которых являются входная $C_{\text{вх}}$, выходная $C_{\text{вых}}$ и проходная $C_{\text{пр}}$ емкости, вносимые активным прибором и другими элементами цепи, а также емкость диода C_D [7].

Для исследования процессов переключения активных приборов в усилителях класса *D* воспользуемся линейно-ломаной аппроксимацией их статических характеристик, предложенной А.И. Бергом [1, 2]. В качестве примера, для полноты общности описания процессов, при исследовании переключения активных приборов в усилителях класса *D* рассмотрим процессы переключения на предложенной в [3] модели дроссельного модулятора, построенного на современном тетроде (рисунок 1).

Исходя из вышеизложенного, подводимый к модулятору питающий ток $I_o(m)$ будем считать постоянным не только в интервалах переключения приборов, но и в пределах одного периода звуковой частоты.


Рис. 1. Модель дроссельного модулятора класса D с нагрузкой в цепи диода

Fig. 1. Class D Choke Modulator Model with Diode Load

Ток *I*₀(*m*) согласно [8, 9] может изменяться только в зависимости от коэффициента амплитудной модуляции *m* по закону:

$$\hat{I}_o(\hat{U}_{\Omega}) = \frac{1}{\left[1 - \hat{\tau}_{\mu 0}(\hat{U}_{\Omega})\right]^2 + 0.5 \hat{\tau}_{\mu m}^2(\hat{U}_{\Omega})}.$$
 (1)

В активной области анодный ток $i_a(t)$ триода выражается:

$$i_{a}(t) = S\{U_{g}(t) + D[U_{a}(t) - E_{ao}]\} =$$

$$= S\{U_{g}(t) - E_{go} + DU_{a}(t)\} =$$

$$= S\{U_{g}(t) - E_{go}\} + \frac{U_{a}(t)}{R_{i}},$$
(2)

где E_{ao} и $E_{go} = DE_{ao}$ – анодное и сеточное напряжения приведения; D – проницаемость лампы.

Для анодного тока тетрода имеем:

$$i_{a}(t) = S[U_{g}(t) - E_{go} + D_{2}E_{g2} + DU_{a}(t)] =$$

= S[U_{g}(t) - E'_{go} + D_{2}E_{g2} + DU_{a}(t)], (3)

где $E'_{go} = E_{go} - D_2 E_{g2}$; $D2 = \Delta U_g / \Delta E_{g2}$ – проницаемость управляющей сетки тетрода; R_i – внутреннее сопротивление лампы.

Определяем величины напряжений Ugo и Ec возбуждения и запирания, требуемые для введения триодов и тетродов в области насыщения и отсечки анодного тока (рисунок 2а). При этом будем считать, что минимально возможное анодное напряжение тетрода не может быть ниже напряжения на его второй сетке *E*_{g2}. В противном случае резко возрастает ток ig2 второй сетки тетрода и мощность *P*_{g2}, рассеиваемая на ней. Поскольку амплитуда импульсов анодного тока изменяется по закону тока *I*_o(*m*), зависящего от глубины модуляции т, амплитуда напряжения возбуждения Ugo(m), в общем случае, также зависит от m и определяется путем подстановки в (1) в соотношения (2, 3) при напряжении на аноде Ua, равном для триода:

$$U_{\rm Hac}(m) = I_o(m) R_{\rm Hac} = \frac{I_o(m)}{S_{\rm rp}},$$
 (4)

а для тетрода:

$$U_{\rm Hac} = U_{a\,\rm min} = E_{g2}.\tag{5}$$

Напряжение на сетке, определяющее величину напряжения возбуждения $U_{go}(m)$ для триода, соответствует:

$$U_{go}(m) = \{I_o(m) + S[E_{go} - DU_{Hac}(m)]\}/S = \{I_o(m) + S[E_{go} - DI_o(m)R_{Hac}]\}/S,$$
(6)

а для тетрода:

$$U_{go}(m) = \{I_o(m) + S[E_{go} - E_{g2}(D + D_2)]\}/S.$$
 (7)

Напряжение смещения E_c выбираем из условия полного запирания лампы ($i_a = 0$) с учетом того, что огибающая импульсов $U_{a\Omega}$ анодного напряжения определяется выходным напряжением $U_{\rm H}(\hat{\tau}_{\mu})$ модулятора.



Рис. 2. Временные диаграммы реальных изменений сеточного и анодного напряжений (a, b), анодных токов лампы и диода (c, e), тока через емкость C_a (d), мощности потерь (f) в модуляторе класса D

Fig. 2. Timing Diagrams of Real Changes in the Grid and Anode Voltages (a, b), Anode Currents of the Lamp and Diode (c, e), Current through the Capacitor C_a (d), Power Losses (f) in the Class D Modulator Таким образом, получаем соотношение для напряжения запирания триода:

$$E_{c}(m) = [U_{g}(t)]i_{a=0} = E_{go} - DU_{a}(t) =$$

= $E_{go} - DI_{o}(m)R_{H}(1 - \hat{\tau}_{H}),$ (8)

и тетрода:

$$E_{c}(m) = [U_{g}(t)]i_{a=0} = E_{go} - D_{2}E_{g2} - DU_{a}(t) =$$

= $E'_{go} - DI_{o}(m)R_{H}(1 - \hat{\tau}_{H}).$ (9)

Для анализа процессов, протекающих в дроссельном модуляторе, может быть использована схема замещения, составленная из линейных элементов (резисторов, емкостей, зависимых и независимых источников тока и напряжения) и переключателей (ключей), изменяющих структуру схемы при переходе от одного этапа работы к другому. Схема замещения такой электрической системы представляет собой некоторую совокупность схем замещения отдельных элементов, которые соединены в том же порядке, что и на исходной схеме. При этом все магнитосвязанные цепи расчетной схемы заменены одной эквивалентной цепью. На каждом этапе процессы описываются линейными дифференциальными уравнениями и «сшиваются» при переходе от одного этапа к другому. Таким образом, модель модулятора описывается рядом эквивалентных схем, соответствующих каждому из временных интервалов и соответствующими уравнениями, что позволяет анализировать процессы, проходящие в нем, поэтапно.

Для большей общности уравнений целесообразно использовать нормированные переменные и параметры. Поскольку характер процессов зависит от параметров цепи, время t и комплексную частоту p удобно нормировать к постоянной времени $R_{\rm H}C_a$. С учетом этого для анализа процессов переключения внутри периода T_T тактовой частоты введем нормированные величины:

$$\hat{t} = \frac{t}{R_{\rm H}C_a},\tag{10}$$

$$\hat{p} = pR_{\rm H}C_a,\tag{11}$$

$$\hat{C} = \frac{C}{C_a},\tag{12}$$

$$\widehat{\tau'}_{\mu} = \frac{\tau_{\mu}}{R_{\mu}C_{a}} = (\frac{\tau_{\mu}}{T_{T}})(\frac{T_{T}}{R_{\mu}C_{a}}) = \widehat{\tau}_{\mu}\widehat{T}_{T}, \qquad (13)$$

$$\hat{T}_T = \frac{T_T}{R_{\rm H} C_a}.$$
(14)

Составление уравнений, определяющих процессы переключения активных приборов, начнем с интервала времени [t₁, t₂], соответствующего процессу запирания лампы VL (рисунок 2). Эквивалентная схема (рисунок За: слева) для этого промежутка времени может быть получена из модели модулятора. Здесь входная емкость C_{вх} лампы VL заряжена до напряжения U_{go} за счет действия источника напряжения возбуждения в предшествующий рассматриваемому период тактовой частоты.

На интервале [t1, t2] диод VD заперт (ключ S2 разомкнут), в схеме действуют три источника тока. Источник *I*₀(*m*) определяет ток, подводимый к аноду лампы VL, зависимый источник тока (для триода $i_a(t) = S[U_g(t) - E_{go}]$ или для тетрода $i_a(t) =$ $= S[U_g(t) - E'_{go}])$ определяет ток, протекающий через лампу. Преобразуя источник напряжения смещения К_{ф1}Е_с, получим эквивалентный источник тока $K_{\phi 1}I_c = K_{\phi 1}E_c/R_{EC}$, под действием которого происходит перезаряд емкостей и образование на сетке лампы отрицательного напряжения запирания. Резистивная составляющая входного сопротивления лампы Rg1 оказывается включенной параллельно сопротивлению R_{EC} источника смещения, поэтому образующее эквивалентное сопротивление $R'_{EC} = R_{EC}R_{q1}/(R_{EC} + R_{q1})$. Сопротивление R_{q1} в триодах с магнитной фокусировкой электронного луча достаточно велико, составляет единицы кОм, практически линейно и не зависит от напряжения на сетке [10]. В тетродах величина сопротивления *R*_{g1} значительно меньше (десятки, сотни Ом), и также линейна, поскольку ток первой сетки мало зависит от напряжения на аноде при постоянном напряжении на второй сетке [10].

В начальный момент t_1 в эквивалентной схеме (см. рисунок 1а) напряжение на аноде $U_a(t_1) = U_{\text{нас}}(m) = I_o(m)R_{\text{нас}}$, ток лампы $i_a(t) = I_o(m)$, напряжение на сетке $U_g(t_1) = U_{go}$. В реальных условиях напряжение насыщения электронных ламп $U_{\text{нас}}$ больше или равно напряжению возбуждения, поэтому проходная емкость $C_{\text{пр}}$ ламп заряжена до напряжения $U_{c.\text{пр}} = U_{\text{нас}} - U_{go} \ge 0$.

Для определения уравнений для сеточного напряжения $U_g(t)$, анодного напряжения $U_a(t)$ и тока $i_a(t)$ используем метод операционного исчисления, который основывается на линейном интегральном преобразовании Лапласа и предполагает перенос расчета переходного процесса из области функций действительной переменной в область функции операторной переменной. Перейдем от обычной (см. рисунок За: слева) к операторной (см. рисунок За: справа) схеме замещения и получим уравнения:

$$\begin{split} \hat{U}_{a}(\hat{p}) \left[\hat{p} \left(1 + \hat{C}_{np} \right) + \frac{1}{\hat{R}_{i}} \right] &- \hat{U}_{g}(\hat{p}) [\hat{p} \hat{C}_{np} - \hat{S}] = \\ &= \frac{\hat{I}_{o}(m)}{\hat{p}} + \hat{U}_{\text{Hac}} + \left(\hat{U}_{\text{Hac}} - \hat{U}_{go} \right) \hat{C}_{np} + \frac{\hat{S} \hat{E}_{go}}{\hat{p}}, \end{split} \tag{15}$$

$$&- \hat{U}_{a}(\hat{p}) \hat{p} \hat{C}_{np} + \hat{U}_{g}(\hat{p}) \left[\hat{p} (\hat{C}_{np} + \hat{C}_{\text{BX}}) + \frac{1}{\hat{R}_{EC}} \right] = \\ &= -K_{\phi 1} |\hat{I}_{c}| + \hat{U}_{go} \hat{C}_{\text{BX}} - (\hat{U}_{\text{Hac}} - \hat{U}_{go}) \hat{C}_{np}. \end{split}$$

Из (15 и 16) определим изображения искомых напряжений:

$$\widehat{U}_{g}(\hat{p}) = \frac{a_{1}\hat{p}^{2} + a_{2}\hat{p} + a_{3}}{\hat{p}(b_{1}\hat{p}^{2} + b_{2}\hat{p} + b_{3})},$$
(17)

где

$$a_{1} = \widehat{U}_{go}(\widehat{C}_{BX} + \widehat{C}_{\Pi p} + \widehat{C}_{BX}\widehat{C}_{\Pi p});$$

$$a_{2} = \frac{\widehat{U}_{go}(\widehat{C}_{BX} + \widehat{C}_{\Pi p})}{\widehat{R}_{i}} + [\widehat{I}_{o}(m) + \widehat{S}\widehat{E}_{go}]\widehat{C}_{\Pi p} - K_{\phi 1}|\widehat{I}_{c}|(1 + \widehat{C}_{\Pi p}); \quad a_{3} = \frac{|\widehat{I}_{c}|}{\widehat{R}_{i}};$$

$$b_{1} = \widehat{C}_{BX} + \widehat{C}_{\Pi p} + \widehat{C}_{BX}\widehat{C}_{\Pi p}; \quad b_{2} = \frac{1 + \widehat{C}_{\Pi p}}{\widehat{R}_{EC}} + (\widehat{C}_{BX} + \widehat{C}_{\Pi p}) + \widehat{C}_{BX}\widehat{C}_{\Pi p}; \quad b_{3} = \frac{1}{\widehat{R}_{EC}}\widehat{R}_{i}.$$

$$\widehat{U}_{a}(\widehat{p}) = \frac{a_{4}\widehat{p}^{2} + a_{5}\widehat{p} + a_{6}}{\widehat{p}(b_{1}\widehat{p}^{2} + b_{2}\widehat{p} + b_{3})},$$
(18)

где

$$a_{4} = \hat{U}_{\text{Hac}}(\hat{C}_{\text{BX}} + \hat{C}_{\text{np}} + \hat{C}_{\text{BX}}\hat{C}_{\text{np}});$$

$$a_{5} = \left[\hat{U}_{\text{Hac}}(1 + \hat{C}_{\text{np}}) - \hat{U}_{go}\hat{C}_{\text{np}}\right]\hat{R}_{EC} + \left[\hat{I}_{o}(m) + \hat{S}(\hat{E}_{go} - \hat{U}_{go})\right](\hat{C}_{\text{np}} + \hat{C}_{\text{BX}}) + \hat{U}_{\text{Hac}}\hat{S}\hat{C}_{\text{np}} - -K_{\phi 1}|\hat{I}_{c}|\hat{S};$$

$$a_{6} = \frac{\left[\hat{I}_{o}(m) + \hat{S}\hat{E}_{go}\right]}{\hat{R}_{EC}} + K_{\phi 1}|\hat{I}_{c}|\hat{S}.$$

Оригиналы напряжений Ug(t), Ua(t) получим путем обратного преобразования Лапласа:

$$\widehat{U}_{g}(\widehat{t}) = \widehat{U}_{o} + \widehat{U}_{1} \exp\left(-\frac{\widehat{t}}{\widehat{\tau}_{1}}\right) + \widehat{U}_{2} \exp\left(-\frac{\widehat{t}}{\widehat{\tau}_{2}}\right),$$
(19)

$$\widehat{U}_{a}(\widehat{t}) = \widehat{E}_{o} + \widehat{E}_{1} \exp\left(-\frac{\widehat{t}}{\widehat{\tau}_{1}}\right) + \widehat{E}_{2} \exp\left(-\frac{\widehat{t}}{\widehat{\tau}_{2}}\right),$$
(20)

где

$$\begin{split} \hat{U}_{o} &= \frac{a_{3}}{b_{3}}; \quad \hat{U}_{1} &= \frac{\frac{a_{1}}{b_{1}} \Big[b_{2}^{2} - b_{2}\sqrt{b_{2}^{2} - 4b_{1}b_{3}} - 2b_{1}b_{3} \Big] - a_{2} \left(\sqrt{b_{2}^{2} - 4b_{1}b_{3}} - b_{2}\right) + 2a_{3}b_{1}}{\sqrt{b_{2}^{2} - 4b_{1}b_{3}} \left(\sqrt{b_{2}^{2} - 4b_{1}b_{3}} - b_{2}\right)}; \\ \hat{U}_{2} &= \frac{\frac{a_{1}}{b_{1}} \Big[b_{2}^{2} + b_{2}\sqrt{b_{2}^{2} - 4b_{1}b_{3}} - 2b_{1}b_{3} \Big] - a_{2} \left(\sqrt{b_{2}^{2} - 4b_{1}b_{3}} + b_{2}\right) + 2a_{3}b_{1}}{\sqrt{b_{2}^{2} - 4b_{1}b_{3}} \left(\sqrt{b_{2}^{2} - 4b_{1}b_{3}} + b_{2}\right)}; \\ \hat{E}_{0} &= \frac{a_{6}}{b_{3}}; \quad \hat{E}_{1} &= \frac{\frac{a_{4}}{b_{1}} \Big[b_{2}^{2} - b_{2}\sqrt{b_{2}^{2} - 4b_{1}b_{3}} - 2b_{1}b_{3} \Big] - a_{5} \left(\sqrt{b_{2}^{2} - 4b_{1}b_{3}} - b_{2}\right) + 2a_{6}b_{1}}{\sqrt{b_{2}^{2} - 4b_{1}b_{3}} \left(\sqrt{b_{2}^{2} - 4b_{1}b_{3}} - b_{2}\right)} \\ \hat{E}_{2} &= \frac{\frac{a_{4}}{b_{1}} \Big[b_{2}^{2} + b_{2}\sqrt{b_{2}^{2} - 4b_{1}b_{3}} - 2b_{1}b_{3} \Big] - a_{5} \left(\sqrt{b_{2}^{2} - 4b_{1}b_{3}} - b_{2}\right) + 2a_{6}b_{1}}{\sqrt{b_{2}^{2} - 4b_{1}b_{3}} \left(\sqrt{b_{2}^{2} - 4b_{1}b_{3}} - b_{2}\right)} \\ \hat{E}_{2} &= \frac{\frac{a_{4}}{b_{1}} \Big[b_{2}^{2} + b_{2}\sqrt{b_{2}^{2} - 4b_{1}b_{3}} - 2b_{1}b_{3} \Big] - a_{5} \left(\sqrt{b_{2}^{2} - 4b_{1}b_{3}} - b_{2}\right) + 2a_{6}b_{1}}{\sqrt{b_{2}^{2} - 4b_{1}b_{3}} \left(\sqrt{b_{2}^{2} - 4b_{1}b_{3}} + b_{2}\right)} \\ \hat{E}_{1} &= \frac{2b_{1}}{\sqrt{b_{2}^{2} - 4b_{1}b_{3}} \left(\sqrt{b_{2}^{2} - 4b_{1}b_{3}} + b_{2}\right)} \\ \hat{\tau}_{1} &= \frac{2b_{1}}{b_{2} - \sqrt{b_{2}^{2} - 4b_{1}b_{3}}}; \quad \hat{\tau}_{2} = \frac{2b_{1}}{b_{2} + \sqrt{b_{2}^{2} - 4b_{1}b_{3}}}. \end{split}$$

$$i_{a}(t) = \hat{S} \left[\hat{U}_{o} + D\hat{E}_{0} - \hat{E}_{go} + (\hat{U}_{1} + D\hat{E}_{1}) \exp\left(-\frac{\hat{t}}{\hat{\tau}_{1}}\right) + (\hat{U}_{2} + D\hat{E}_{2}) \exp\left(-\frac{\hat{t}}{\hat{\tau}_{2}}\right) \right].$$
⁽²¹⁾

Приравняв соотношение (21) к нулю, получим уравнение, позволяющее определить интервал времени $[t_1, t_2]$, на котором происходит полное запирание лампы $(i_a(t) = 0)$:

$$(\widehat{U}_1 + D\widehat{E}_1)\exp\left(-\frac{\Delta\widehat{\tau}_{1-2}}{\widehat{\tau}_1}\right) + (\widehat{U}_2 + D\widehat{E}_2)\exp\left(-\frac{\Delta\widehat{\tau}_{1-2}}{\widehat{\tau}_2}\right) = \widehat{E}_{go} - \widehat{U}_o - D\widehat{E}_o.$$
(22)

Определим уравнения для сеточного и анодного напряжений на последующем интервале $[t_2, t_3]$, когда напряжение на аноде возрастает до величины, равной напряжению на емкости $C_{\Phi 1}$. В этот промежуток времени лампа заперта, и анодный ток через нее отсутствует. Поэтому крутизна S = 0, а внутреннее сопротивление $R_i \to \infty$.

С учетом начальных условий, определяемых из (19–21) для момента $t = t_2$ запирания лампы, уравнения в операторной форме, описывающие процессы на интервале времени [t_2, t_3], имеют вид:

$$\widehat{U}_{a}(\hat{p})[\hat{p}(1+\hat{C}_{np})] - \widehat{U}_{g}(\hat{p})\hat{p}\hat{C}_{np} = \frac{\hat{I}_{o}(m)}{\hat{p}} + \\
+ \widehat{U}_{a}(\hat{t}_{a}) + [\widehat{U}_{a}(\hat{t}_{a}) + \widehat{U}_{a}(\hat{t}_{a})]\hat{C}$$
(23)

$$-\widehat{U}_{a}(\hat{p})\widehat{p}\widehat{C}_{np} + \widehat{U}_{g}(\hat{p})\left[\widehat{p}(\widehat{C}_{np} + \widehat{C}_{BX}) + \frac{1}{\widehat{R}_{EC}}\right] = = -\frac{K_{\phi1}|\widehat{E}_{c}|}{\widehat{p}\widehat{R}_{EC}} - \widehat{U}_{g}(\widehat{t}_{2})\widehat{C}_{BX} - [\widehat{U}_{a}(\widehat{t}_{2}) + +\widehat{U}_{g}(\widehat{t}_{2})]\widehat{C}_{np}.$$
(24)

После решения системы уравнений (23, 24), воспользовавшись обратным преобразованием Лапласа, определим оригиналы напряжений:

$$\widehat{U}_g(\widehat{t}) = \widehat{U}_1 \exp\left(-\frac{\widehat{t}}{\widehat{\tau}}\right) + \widehat{U}_2\left[1 - \exp\left(-\frac{\widehat{t}}{\widehat{\tau}}\right)\right], \quad (25)$$

$$\widehat{U}_{a}(\widehat{t}) = \widehat{E}_{0}\widehat{t} + \widehat{E}_{1}\exp\left(-\frac{\widehat{t}}{\widehat{\tau}}\right) + \widehat{E}_{2}\left[1 - \exp\left(-\frac{\widehat{t}}{\widehat{\tau}}\right)\right], (26)$$

где коэффициенты $\hat{U}_1, \hat{U}_2, \hat{E}_0, \hat{E}_1, \hat{E}_2$ и нормированная постоянная времени $\hat{\tau}$ равны:

$$\begin{split} \widehat{U}_{1} &= \widehat{U}_{g}(\widehat{t}_{2}); \\ \widehat{U}_{2} &= \frac{\widehat{R}_{EC} \Big[\widehat{I}_{o}(m) \widehat{C}_{np} - K_{\phi 1} \big| \widehat{I}_{c} \big| \Big(1 + \widehat{C}_{np} \Big) \Big]}{1 + \widehat{C}_{np}}; \\ \widehat{E}_{0} &= \frac{\widehat{I}_{o}(m)}{\Big(1 + \widehat{C}_{np} \Big)}; \ \widehat{E}_{1} = \widehat{U}_{a}(\widehat{t}_{2}); \\ \widehat{C}_{9} &= \widehat{C}_{BX} + \widehat{C}_{np} + \widehat{C}_{BX} \widehat{C}_{np}; \\ \widehat{U}_{2} &= \frac{\widehat{R}_{EC}}{1 + \widehat{C}_{np}} \Big[\widehat{I}_{o}(m) \frac{\widehat{C}_{np}^{2}}{1 + \widehat{C}_{np}} - K_{\phi 1} \big| \widehat{I}_{c} \big| \widehat{C}_{np} \\ &+ \frac{\widehat{U}_{a}(\widehat{t}_{2}) \Big(1 + \widehat{C}_{np} \Big) + \widehat{U}_{g}(\widehat{t}_{2}) \widehat{C}_{np} }{\widehat{R}_{EC}} \Big]; \end{split}$$

$$\hat{\tau} = \frac{\hat{C}_{\Im}\hat{R}_{EC}}{(1+\hat{C}_{\Pi\Pi})}.$$

В момент времени t_3 напряжение на аноде лампы $U_a(t_3)$ достигает величины напряжения $U_{c\phi}$ на емкости $C_{\phi 1}$, которое зависит от относительной длительности $\hat{\tau}_{\mu}$ импульсов и равно напряжению $U_{\mu}(\hat{\tau}_{\mu})$ на нагрузке R_{μ} модулятора, т. е.:

$$\widehat{U}_{a}(\widehat{t}_{3}) = \widehat{U}_{c\phi}(\widehat{\tau}_{\mu}) = \widehat{U}_{H}(\widehat{\tau}_{\mu}), \qquad (27)$$

Подставляя в (27) значения $\widehat{U}_a(\widehat{t})$ и $\widehat{U}_{\rm H}(\widehat{\tau}_{\rm H})$, получим выражение:

$$\hat{E}_{0}\Delta\hat{t}_{2+3} + (\hat{E}_{1} - \hat{E}_{2})\exp(-\Delta\hat{t}_{2+3}/\hat{\tau}) = \\
\widehat{=} l_{o}(m)(1 - \hat{\tau}_{\mu}) - \hat{E}_{2}.$$
(28)

В последующем временном интервале [t_3 , t_5] напряжение на аноде становится выше напряжения емкости $C_{\phi 1}$, в результате чего происходит отпирание диода VD (замыкание ключа S_2), сопротивление R_D которого в открытом состоянии постоянно. Операторная схема с учетом начальных условий, определяемых в момент времени $t = t_3$, показана слева на рисунке 3b.

Величина емкости $C_{\Phi 1}$ фильтра нижних частот цепи нагрузки обычно превышает величину емкости C_a более, чем на два порядка, а тактовая частота импульсов во много раз выше частоты среза f_c фильтра нижних частот, поэтому напряжение $U_{c\phi}$ на емкости $C_{\phi 1}$ за период тактовой частоты $T_{\rm T}$ остается практически неизменным, равным исходному $U_a(t_3)$. Учитывая это, заменим ветвь с заряженной емкостью $C_{\phi 1}$ идеальным источником напряжения $U_{c\phi} = U_a(t_3)$. Поскольку сопротивление нагрузки модулятора $R_{\rm H}$ в этом случае оказывается подключенным параллельно идеальному источнику напряжения $U_{c\phi}$, его можно исключить.

Тогда операторное уравнение для напряжения на аноде лампы $\widehat{U}_a(p)$ с учетом нормировки запишется в виде:

$$\widehat{U}_{a}(\widehat{p}) = \left\{ \frac{\widehat{U}_{a}(\widehat{t}_{3})}{\widehat{p} + \left(\frac{1}{\widehat{k}_{D}}\right)} + \frac{\widehat{U}_{a}(\widehat{t}_{3}) + \widehat{I}_{o}(m)\widehat{k}_{D}}{\widehat{p}\widehat{k}_{D}\left[\widehat{p} + \left(\frac{1}{\widehat{k}_{D}}\right)\right]} \right\}, \qquad (29)$$

а оригинал этого уравнения имеет вид:

$$\hat{U}_a(\hat{t}) = \hat{U}_a(\hat{t}_3) + \hat{I}_o(m)\hat{R}_D \left[1 - \exp\left(\frac{-\hat{t}}{\hat{R}_D}\right)\right].$$
 (30)

Учитывая, что напряжение $U_{c\phi}$ на емкости $C_{\phi 1}$ считается неизменным за период тактовой частоты и равно $\hat{U}_{c\phi}(\hat{\tau}_{\mu}) = \hat{U}_{a}(\hat{t}_{3}) = \hat{U}_{H}(\hat{\tau}_{\mu})$, запишем уравнение для напряжения и тока диода в виде:

$$\widehat{U}_{D}(\widehat{t}) = \widehat{U}_{a}(\widehat{t}) - \widehat{U}_{c\phi}(\widehat{\tau}_{H}) = \widehat{U}_{a}(\widehat{t}) - \widehat{U}_{a}(\widehat{t}_{3}) = \\
= \widehat{I}_{o}(m)\widehat{R}_{D}\left[1 - \exp\left(\frac{-\widehat{t}}{\widehat{R}_{D}}\right)\right],$$
(31)

$$\hat{\iota}_D(\hat{t}) = \frac{\hat{U}_D(\hat{t})}{\hat{R}_D} = \hat{I}_o(m) \left[1 - \exp\left(\frac{-\hat{t}}{\hat{R}_D}\right) \right], \quad (32)$$

а длительность интервала [t₃, t₅] определим, как:

$$\Delta t_{3 \div 5} = t_5 - t_3 = T_{\rm T} - \tau_{\mu} - (t_3 - t_1) =$$
(33)
= $T_{\rm T} - \tau_{\mu} - \Delta t_{1 \div 3}$,

либо, при нормировании по *T*_T:

$$\Delta \hat{t}_{3\div 5} = \frac{\Delta t_{3\div 5}}{T_T} = \hat{t}_5 - \hat{t}_3 = 1 - \hat{\tau}_{\mu} - \Delta \hat{t}_{1\div 3}.$$
 (34)

Рассмотрим работу модулятора на интервале [t_5 , t_6], соответствующем процессу запирания диода (см. рисунок 2f). При этом ключ S_1 подключает сетку лампы VL через сопротивление R_{ug} к источнику возбуждения $K_{\phi 2}U_{go}$. Как и ранее, будем считать, что напряжения $U_{c\phi}$ на емкости $C_{\phi 1}$ за время $\Delta t_{5-6} = t_6 - t_5$ запирания диода неизменно, поэтому ее можно заменить идеальным источником напряжения $U_{c\phi}$. Тогда эквивалентную схему, характеризующую работу модулятора в этом интервале времени, можно представить в виде, показанном слева на рисунке 3с.

Начальные условия определяются из уравнений для предшествующего временного интервала, в момент времени t_5 . Так как $\hat{U}_{c\phi}(t_5) = \hat{U}_{c\phi}(\hat{\tau}_{\mu}) =$ $= \hat{U}_{H}(\hat{\tau}_{\mu}), \hat{U}_{g}(\hat{t}_5) = \hat{E}_c$ (лампа заперта), то $\hat{\iota}_a(\hat{t}_5) = 0$, $\hat{U}_a(\hat{t}_5)$ определяется из (30), $\hat{U}_{c.np}(\hat{t}_5) = \hat{U}_a(\hat{t}_5) + \hat{E}_c$, $\hat{\iota}_D(\hat{t}_5)$ находится из (32). Преобразовав последовательное соединение источника напряжения $U_{c\phi}$ и сопротивления R_D в эквивалентный источник тока $I_{c\phi} = U_{c\phi}/R_D$, а также заменив два параллельно включенных сопротивления R_D и R_i одним $R_3 = R_D R_i / (R_D + R_i)$, перейдем от эквивалентной схемы (см. рисунок 3с слева) к операторной схеме (см. рисунок 3с: справа) и составим описывающие ее уравнения:

$$\hat{U}_{g}(\hat{p})\left[\hat{p}(\hat{C}_{\text{BX}}+\hat{C}_{\text{np}})+\frac{1}{\hat{R}_{ug}}\right]-\hat{U}_{a}(\hat{p})\hat{p}\hat{C}_{\text{np}} = \frac{K_{\varphi 2}\hat{I}_{go}}{\left|\hat{E}_{c}\right|\hat{C}_{\text{BX}}}-\left[\hat{U}_{a}(\hat{t}_{5})+\left|\hat{E}_{c}\right|\right]\hat{C}_{\text{np}},$$
(35)

$$-\widehat{U}_{g}(\hat{p})[\hat{p}\hat{C}_{np} - \hat{S}] + \widehat{U}_{a}(\hat{p})\left[\hat{p}(1 + \hat{C}_{np}) + \frac{1}{\hat{R}_{3}}\right] =$$

$$= \frac{\left[\frac{\hat{l}_{o}(m) + \hat{U}_{c\phi}}{\hat{R}_{D}} - \hat{E}_{go}\hat{S}\right]}{\hat{p}} + \widehat{U}_{a}(\hat{t}_{5}) + + \left[\widehat{U}_{a}(\hat{t}_{5}) + |\hat{E}_{c}|\right]\hat{C}_{np}.$$
(36)

Решения уравнений (35, 36) имеют тот же вид, что и уравнений (15, 16), однако из-за других начальных условий в решении этих уравнений коэффициенты $a_1 \div a_6$ и $b_1 \div b_3$ имеют иной вид:

$$a_{1} = -|\hat{E}_{c}|(\hat{C}_{BX} + \hat{C}_{\Pi p} + \hat{C}_{BX}\hat{C}_{\Pi p}), \qquad (37)$$

$$a_{2} = \frac{\left[-\left|\hat{E}_{c}\right|\left(\hat{C}_{BX} + \hat{C}_{\Pi p}\right) - \hat{U}_{a}(\hat{t}_{5})\hat{C}_{\Pi p}\right]}{\hat{R}_{9}} + \left[\hat{I}_{o}(m) + \hat{I}_{cb}\hat{S}\hat{E}_{ao}\right]\hat{C}_{\Pi p} + K_{b2}\hat{I}_{ao}\left(1 + \hat{C}_{\Pi p}\right)$$
(38)

$$a_{3} = \frac{K_{\phi 2} \hat{I}_{go}}{\hat{R}_{9}},$$
(39)

$$a_{4} = \hat{U}_{a}(\hat{t}_{5})(\hat{C}_{BX} + \hat{C}_{\Pi p} + \hat{C}_{BX}\hat{C}_{\Pi p}), \qquad (40)$$

$$a_{5} = \frac{\left[\hat{U}_{a}(\hat{t}_{5})(1+\hat{C}_{np})+|\hat{E}_{c}|\hat{C}_{np}\right]}{\hat{R}_{ug}} +$$
(41)

$$+ [\hat{I}_{o}(m) + \hat{I}_{c\phi} + \hat{S}(\hat{E}_{go} - |\hat{E}_{c}|)](\hat{C}_{np} + \hat{C}_{Bx}) + [K_{\phi 2}\hat{I}_{ao} - -\hat{U}_{a}(\hat{t}_{5})\hat{S}]\hat{C}_{np},$$
(41)

$$a_{6} = \frac{\left[\hat{I}_{o}(m) + \hat{I}_{c\phi} + \hat{S}\hat{E}_{go}\right]}{\hat{R}_{ug}} - K_{\phi 2}\hat{I}_{go}\hat{S},$$
 (42)

$$b_1 = \hat{C}_{\rm BX} + \hat{C}_{\rm np} + \hat{C}_{\rm BX}\hat{C}_{\rm np},$$
 (43)

$$b_{2} = \frac{1 + \hat{C}_{\rm np}}{\hat{R}_{ug}} + \frac{\left(\hat{C}_{\rm BX} + \hat{C}_{\rm np}\right)}{\hat{R}_{\rm 9}} + \hat{C}_{\rm np}\hat{S}, \qquad (44)$$

$$b_3 = \frac{1}{\hat{R}_{ug}\hat{R}_{\mathfrak{s}}}.$$
(45)

Уравнение для анодного тока $\hat{t}_a(\hat{t})$ на интервале [t_5 , t_6] подобно уравнению (21) с учетом подстановки соотношений (19, 20) с коэффициентами (37–45) в (2, 3).

Условием запирания диода, представленного элементами S₂, R_D и C_D, является равенство анодного напряжения $\hat{U}_a(\hat{t}_6)$ и напряжений $\hat{U}_{c\phi} = \hat{U}_{H}$ на емкости C_{ϕ_1} :

$$\widehat{U}_{a}(\widehat{t}_{6}) = \widehat{U}_{c\phi}(\widehat{\tau}_{H}) = \widehat{U}_{H}(\widehat{\tau}_{H}), \qquad (46)$$

или, учитывая принятое допущение о том, что $\widehat{U}_{c\phi}(\widehat{\tau}_{\mu}) = \widehat{U}_{\mu}(\widehat{\tau}_{\mu})$ на интервале [t_3, t_6] неизменно, то получим:

$$\widehat{U}_{H}(\widehat{\tau}_{H}) = \widehat{U}_{c\phi}(\widehat{\tau}_{H}) = \widehat{E}_{o} + \widehat{E}_{1} \exp\left(-\frac{\Delta\widehat{\tau}_{5\div 6}}{\widehat{\tau}_{1}}\right) + \widehat{E}_{2} \exp\left(-\frac{\Delta\widehat{\tau}_{5\div 6}}{\widehat{\tau}_{2}}\right),$$
(47)

откуда, определив $\widehat{U}_{_{\mathrm{H}}}(\widehat{\tau}_{_{\mathrm{H}}})$, найдем время t_6 и временной интервал [t_5, t_6].

Изменение напряжения на диоде VD в интервале времени [t_5 , t_6] найдем по разности между анодным напряжением $U_a(t)$, определяемым по уравнениям (20), (37–45) и напряжением $\widehat{U}_{c\phi}(\widehat{\tau}_{\mu})$ на емкости $C_{\phi 1}$ фильтра нижних частот, которое принято неизменным за период тактовой частоты:

$$\widehat{U}_{D}(\widehat{t}) = \widehat{U}_{a}(\widehat{t}) - \widehat{U}_{c\phi}(\widehat{\tau}_{\mu}).$$
(48)

Момент времени t_6 соответствует запиранию диода, при этом в эквивалентной схеме (см. рисунок 3с слева) отключается сопротивление R_D , источник $U_{c\phi}$. Начальные условия для следующего этапа $U_a(t_6)$, $U_g(t_6)$, $i_a(t_6)$, $U_{c.np}(t_6) = U_a(t_6) + U_g(t_6)$ определяются из уравнений (19, 20) при $t = t_6$. Узловые уравнения в операторной форме, описывающие поведение модулятора в интервале времени [t_6 , t_7] имеют вид:

$$\widehat{U}_{g}(\widehat{p}) \left[\widehat{p}(\widehat{\mathcal{L}}_{\text{EX}} + \widehat{\mathcal{L}}_{\text{np}}) + \frac{1}{\widehat{R}_{ug}} \right] - \widehat{U}_{a}(\widehat{p})\widehat{p}\widehat{\mathcal{L}}_{\text{np}} =$$

$$= \frac{K_{\varphi 2}\widehat{I}_{go}}{\widehat{p}} - \widehat{U}_{g}(\widehat{t}_{6})\widehat{\mathcal{L}}_{\text{EX}}[\widehat{U}_{a}(\widehat{t}_{6}) - \widehat{U}_{g}(\widehat{t}_{6})]\widehat{\mathcal{L}}_{\text{np}},$$

$$- \widehat{U}_{g}(\widehat{p})[\widehat{p}\widehat{\mathcal{L}}_{\text{np}} - \widehat{S}] + \widehat{U}_{a}(\widehat{p}) \left[\widehat{p}(1 + \widehat{\mathcal{L}}_{\text{np}}) + \frac{1}{\widehat{R}_{i}} \right] =$$

$$\frac{[\widehat{I}_{o}(m) + \widehat{E}_{go}\widehat{S}]}{\widehat{p}} + \widehat{U}_{a}(\widehat{t}_{6}) + + [\widehat{U}_{a}(\widehat{t}_{6}) + \widehat{U}_{g}(\widehat{t}_{6})]\widehat{\mathcal{L}}_{\text{np}}$$
(50)

Решение этих уравнений аналогично полученному в (19, 20) и отличается только коэффициентами (37-45), у которых изменены величина сопротивления (R_3 на R_i), начальные условия $U_a(t_5)$ на $U_a(t_6)$, E_c на $U_g(t_6)$ и принято $U_{c\phi} = 0$. Анодный ток $i_a(t)$ на этом промежутке времени определяется уравнением (20), в которое подставляются коэффициенты, с учетом измененных параметров и начальных условий. Решение уравнений (49, 50) справедливо до момента времени t = t7, когда лампа входит в режим насыщения, после чего представляет из себя омическое сопротивление R_{нас}, величина которого обратно пропорциональна граничной крутизне S_{гр} статических характеристик ($R_{\text{нас}} = 1/S_{\text{гр}}$). Момент времени t_7 для триодов соответствует условию:

$$\frac{\hat{U}_a(\hat{t}_7)}{\hat{t}_a(\hat{t}_7)} = \hat{R}_{\text{Hac}},\tag{51}$$

и определяется путем подстановки в (51) решения уравнений (49, 50), соотношения для тока $i_a(t)$ и регистрации момента выполнения этого условия. Для тетродов момент времени t_7 определяется при выполнении условия (5). Эквивалентная схема модулятора на интервале времени [t_7 , t_8] с начальными условиями, определяемыми при $t = t_7$, приведена слева на рисунке 3d.

Соответствующая операторная схема (см. рисунок 3d: справа) описывается узловыми уравнениями:

$$\widehat{U}_{g}(\widehat{p}) \left[\widehat{p}(\widehat{C}_{BX} + \widehat{C}_{\Pi p}) + \frac{1}{\widehat{R}_{ug}} \right] - \widehat{U}_{a}(\widehat{p})\widehat{p}\widehat{C}_{\Pi p} =$$

$$= \frac{K_{\varphi 2}\widehat{I}_{go}}{\widehat{p}} + \widehat{U}_{g}(\widehat{t}_{7})\widehat{C}_{BX} - \left[\widehat{U}_{a}(\widehat{t}_{7}) - \widehat{U}_{g}(\widehat{t}_{7})\right]\widehat{C}_{\Pi p},$$

$$- \widehat{U}_{g}(\widehat{p})\widehat{p}\widehat{C}_{\Pi p} + \widehat{U}_{a}(\widehat{p}) \left[\widehat{p}(1 + \widehat{C}_{\Pi p}) + \frac{1}{\widehat{R}_{Hac}} \right] =$$

$$= \frac{\widehat{I}_{o}(m)}{\widehat{p}} + \widehat{U}_{a}(\widehat{t}_{7}) + \left[\widehat{U}_{a}(\widehat{t}_{7}) - \widehat{U}_{g}(\widehat{t}_{7})\right]\widehat{C}_{\Pi p},$$
(53)

откуда получаем изображения для напряжений $U_g(p)$ и $U_a(p)$ в виде (17, 18) где коэффициенты $a_1 \div a_6$ и $b_1 \div b_3$ имеют вид:

$$a_{1} = \hat{U}_{g}(\hat{t}_{7}) \big(\hat{C}_{\text{BX}} + \hat{C}_{\text{np}} + \hat{C}_{\text{BX}} \hat{C}_{\text{np}} \big), \tag{54}$$

$$a_{2} = \frac{\left[\hat{U}_{g}(\hat{t}_{7})(\hat{C}_{\text{BX}} + \hat{C}_{\text{np}}) - \hat{U}_{a}(\hat{t}_{7})\hat{C}_{\text{np}}\right]}{\hat{R}_{\text{Hac}}} + \hat{I}_{o}(m)\hat{C}_{\text{np}} \quad (55) + K_{\phi2}\hat{I}_{go}(1 + \hat{C}_{\text{np}}),$$

$$a_{3} = \frac{K_{\phi 2} \hat{I}_{go}}{\hat{R}_{uac}},$$
 (56)

$$a_{4} = \widehat{U}_{a}(\widehat{t}_{7})(\widehat{C}_{BX} + \widehat{C}_{np} + \widehat{C}_{BX}\widehat{C}_{np}), \qquad (57)$$

$$a_{5} = \frac{[U_{a}(t_{7})(1 + C_{np}) - U_{g}(t_{7})C_{np}]}{\hat{R}_{ug}} + \hat{l}_{a}(m)(\hat{C}_{np} + \hat{C}_{ny}) + K_{b2}\hat{l}_{ac}\hat{C}_{np},$$
(58)

$$\hat{I}_o(m)(\hat{C}_{np}+\hat{C}_{BX})+K_{\phi 2}\hat{I}_{go}\hat{C}_{np},$$
$$\hat{I}_o(m)$$

$$a_6 = \frac{I_0(M)}{\hat{R}_{ug}},\tag{59}$$

$$b_1 = \hat{C}_{\rm BX} + \hat{C}_{\rm \Pi p} + \hat{C}_{\rm BX} \hat{C}_{\rm \Pi p},$$
 (60)

$$b_{2} = \frac{1 + \hat{C}_{\rm np}}{\hat{R}_{ug}} + \frac{\left(\hat{C}_{\rm BX} + \hat{C}_{\rm np}\right)}{\hat{R}_{\rm Hac}} + \hat{C}_{\rm np}\hat{S}, \tag{61}$$

$$b_3 = \frac{1}{\hat{R}_{ug}\hat{R}_{\text{Hac}}}.$$
 (62)

После обратного преобразования Лапласа получаем решение уравнений (52, 53) в виде (19, 20) с коэффициентами (54–62).

Анодный ток в интервале времени $[t_7, t_8]$ имеет вид:

$$\hat{\iota}_a(\hat{t}) = \frac{\hat{U}_a(\hat{t})}{\hat{R}_{\text{Hac}}}.$$
(63)

В момент времени *t*⁸ в цепи (рисунок 3d: слева) наступает установившийся режим, при котором:

$$\hat{\iota}_{a}(\hat{t}_{8}) = \hat{I}_{o}(m); \hat{U}_{a}(\hat{t}_{8}) = \hat{U}_{\text{Hac}}(m) = \hat{I}_{o}(m)\hat{R}_{\text{Hac}},$$
$$\hat{U}_{a}(\hat{t}_{8}) = \hat{U}_{ao}; \hat{U}_{c.np}(\hat{t}_{8}) = \hat{U}_{\text{Hac}}(m) - \hat{U}_{ao}.$$

Данные конечные значения при $t = t_8$ соответствуют начальным условиям в момент времени t_1 .

Установив законы изменения напряжения и тока через электронные приборы за период тактовой частоты, определим мощность, рассеиваемую на их анодах с помощью:

$$\hat{P}_{a.cp}(\hat{t}) = \frac{1}{\hat{T}_{T}} \int_{0}^{\hat{T}_{T}} \hat{U}_{g}(\hat{t}) \,\hat{\imath}_{a}(\hat{t}) d\hat{t}.$$
(64)

Коэффициенты $a_1 \div a_6$ и $b_1 \div b_3$ уравнений, описывающих процессы переключения электронных приборов, содержат три вида параметров: параметры модулятора E_a , $I_o(m)$, $R_{\rm H}$, выбираемые, исходя из режима его работы, необходимой мощности в нагрузке и максимально допустимых величин токов и напряжений электронных приборов, параметры самих электронных приборов, определяемые по их паспортным данным, а также параметры блока возбуждения.

Поскольку первые два вида параметров следует считать известными из расчета по заданной нагрузке и мощности модулятора, влиять на продолжительность и характер процессов переключения электронных приборов можно только путем выбора требуемых величин внутренних сопротивлений *R*_{ug} и *R*_{EC} источников возбуждения и смещения, а также величин коэффициентов форсирования $K_{\phi 1}$ и $K_{\phi 2}$. При этом необходимым условием является выполнение соотношений, определяющих необходимую величину напряжений возбуждения U_{go} и смещения E_c .















a)

b)

Рис. 3. Эквивалентная схема, характеризующая работу модулятора на интервале времени (слева): [t₁, t₂] (a); [t₃, t₅] (b); [t₅, t₇] (c); [t₇, t₈] (d) и соответствующая ей операторная (справа)

Fig. 3. Equivalent Circuit Characterizing the Operation of the Modulator on the Time Interval (left): [t1, t2] (a); [t3, t5] (b); [t5, t7] (c); [t7, t8] (d), Operator Circuit (right)



Рис. 4. Теоретические зависимости анодного тока (а) и напряжения активного прибора модулятора класса D (b) Fig. 4. Theoretical Dependences of the Anode Current (a) and Voltage of the Active Device of the Class D Modulator (b)

Заключение

Для подтверждения корректности представленных в статье эквивалентных физическим процессам схем замещения на каждом рассматриваемом временном интервале построим теоретические зависимости тока и напряжения на активном приборе (рисунок 4) для модулятора класса *D*.

На осциллограмме (рисунок 5) приведены экспериментальные зависимости тока и напряжения

Список используемых источников

1. Терентьев Б.П. Радиопередающие устройства. М.: Связь, 1972. 456 с.

2. Зейтленок Г.А. Радиопередающие устройства. М.: Связь, 1969. 542 с.

3. Николаев В.В., Рылов Е.А., Девяткин Д.В., Николаев Р.В. Качественный анализ процессов переключения в модуляторах класса D // Вестник связи. 2020. № 3. С. 30–33.

4. Дмитриков В.Ф., Шушпанов Д.В. Устойчивость и электромагнитная совместимость устройств и систем электропитания. М.: Горячая линия – Телеком, 2018. 540 с.

5. Дмитриков В.Ф., Тонкаль В.Е., Островский М.Я. Теория ключевых формирователей. Киев: Наукова думка, 1993. 312 с.

6. Козырев В.Б., Лаврушенков В.Г., Леонов В.П. и др. Транзисторные генераторы гармонических колебаний в ключевом режиме. М.: Радио и связь, 1985. 192 с.

7. Алексанян А.А., Бальян Р.Х., Сиверс М.А. и др. Мощные транзисторные устройства повышенной частоты. Л.: Энергоатомиздат, 1989. 176 с.

8. Артым А.Д. Усилители класса D и ключевые генераторы в радиосвязи и радиовещании. М.: Связь, 1980. 209 с.

9. Николаев В.В., Плотников М.Ю., Толстоусов А.А. Теоретическое исследование работы дроссельного модулятора класса D с нагрузкой в цепи диода // Вестник связи. 2017. № 2. С. 36–41.

10. Ларионов А.Д. Электровакуумные электронные и ионные приборы. М.: Энергия, 1976. 920 с.

* * *

Numerical Analysis of Switching Processes in Class D Modulators

V. Nikolaev¹, E. Rylov², D. Devyatkin^{1, 2*}, R. Nikolaev²

¹Peter the Great Saint-Petersburg Polytechnic University,

St. Petersburg, 194021, Russian Federation

²"RIO" Design Bureau, JSC

St. Petersburg, 199155, Russian Federation



Рис. 5. Осциллограмма экспериментальных зависимостей тока и напряжения на тетроде ГУ-94А на передатчике мощностью 150 кВт

Fig. 5. Oscillogram of the Experimental Dependences of the Current and Voltage on the GU-94A Tetrode on a 150 kW Transmitter

на активном приборе (тетроде ГУ-94А) на действующем передатчике мощностью 150 кВт [3].

Из сравнительного анализа этих зависимостей (см. рисунки 4, 5) можно сделать вывод о точном и корректном построении эквивалентной схемы модулятора, учитывающей основные и паразитные параметры устройства.

2021. Vol. 7. Iss. 1

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-71-80 Received 27th January 2021 Accepted 15th February 2021

For citation: Nikolaev V., Rylov E., Devyatkin D., Nikolaev R. Numerical Analysis of Switching Processes in Class D Modulators. *Proc. of Telecom. Universities.* 2021;7(1):71–80. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-71-80

Abstract: The article investigates the switching processes in class D modulators for optimal control of active devices (transistors, triodes, tetrodes, etc.) in real conditions, to reduce power losses in them and non-linear distortions of the modulator output voltage, as well as more accurate determination of the devices efficiency. The presented mathematical model takes into account the inertia of the switching processes, the duration of the rise and fall fronts of voltage and current pulses, as well as losses in switching elements.

Keywords: throttle modulator, amplifier, class D, active element, tetrod.

References

1. Terentyev B.P. Radio Transmitting Devices. Moscow: Svyaz Publ.; 1972. 456 p. (in Russ.)

2. Zeytlenok G.A. Radio Transmitting Devices. Moscow: Svyaz Publ.; 1969. 542 p. (in Russ.)

3. Nikolaev V.V., Rylov E.A., Devyatkin D.V., Nikolaev R.V. Qualitative analysis of switching processes in class D modulators // *Vestnik svyazi*. 2020;3:30–33. (in Russ.)

4. Dmitrikov V.F., Shushpanov D.V. *Stability and Electromagnetic Compatibility of Devices and Power Supply Systems*. Moscow: Goryachaya linya – Telekom Publ.; 2018. 540 p. (in Russ.)

5. Dmitrikov V.F., Tonkal V.E., Ostrovsky M.Y. Theory of Key Shapers. Kiev: Naukova Dumka; 1993. 312 p. (in Russ.)

6. Kozyrev V.B, Lavrushenkov V.G, Leonov V.P. et al. *Transistor Generators of Harmonic Oscillations in the Key Mode*. Moscow: Radio i svyaz Publ.; 1985. 192 p. (in Russ.)

7. Aleksanyan A.A., Balyan R.Kh., Sivers M.A. et al. *Powerful Transistor Devices of Increased Frequency*. Leningrad: Energoatomizdat Publ.; 1989. 176 p. (in Russ.)

8. Artym A.D. Class D Amplifiers and Key Generators in Radio Communication and Broadcasting. Moscow: Svyaz Publ.; 1980. 209 p. (in Russ.)

9. Nikolaev V.V., Plotnikov M.Y., Tolstousov A.A. Theoretical study of operation modes throttle modulator class D with a load in the diode circuit // Vestnik svyazi. 2017;2:36–41. (in Russ.)

10. Larionov A.D. Electrovacuum Electronic and Ionic Devices. Moscow: Energia Publ.; 1976. 920 p. (in Russ.)

Сведения об авторах:

| НИКОЛАЕВ Валерий Викторович | кандидат технических наук, профессор, заведующий базовой кафедрой «Радиоэлектронные комплексы» Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого, <u>nvvv3@bk.ru</u> |
|--------------------------------|--|
| РЫЛОВ Евгений Александрович | генеральный директор АО «ПКБ «РИО», <u>rio@pkb-rio.com</u> |
| ДЕВЯТКИН Денис Викторович | аспирант Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого, ведущий инженер АО «ПКБ «РИО», <u>denisdevyatkin9@mail.ru</u> https://orcid.org/0000-0003-2665-1090 |
| НИКОЛАЕВ Роман Валерьевич | инженер АО «ПКБ «РИО», <u>rvn_v@mail.ru</u> |

DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-81-92

Моделирование и расчет характеристик АФАР КВ-диапазона на базе несимметричных вертикальных вибраторов

В.Д. Пашкевич^{1*}, В.М. Голубев¹, 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 19.10.2020 Принята к публикации 02.02.2021

Ссылка для цитирования: Пашкевич В.Д., Голубев В.М., Проценко М.С. Моделирование и расчет характеристик АФАР КВ-диапазона на базе несимметричных вертикальных вибраторов // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 1. С. 81–92. DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-81-92

Аннотация: При проектировании антенного поля стационарного передающего радиоцентра КВ-диапазона необходимо предусматривать резервирование наземных симметричных антенн, функционирующих на круглосуточных радионаправлениях, резервными, быстро развертываемыми антенными системами. В качестве таких антенн предложено использование несимметричных вертикальных вибраторов, активных фазированных антенных решеток (АФАР) на их основе с управляемой диаграммой направленности. Рассмотрены методы расчета таких систем, разработана методика определения фазовых соотношений токов на входах элементов АФАР с учетом ее размещения и функционирования на реальном объекте. Приведены результаты трассовых испытаний одиночных антенн и АФАР на радиолинии протяженностью 650 км.

Ключевые слова: электродинамическое моделирование, передающий радиоцентр, штыревая антенна, трассовые испытания, оптимальная рабочая частота, диаграмма направленности, сканирование главного лепестка диаграммы направленности в горизонтальной плоскости, коэффициент усиления, ионосферное распространение радиоволн.

Введение

Анализ состава антенно-фидерных устройств типового передающего радиоцентра КВ-диапазона с обеспечением функционирования на радиолиниях протяженностями 500–2000 км позволяет сделать вывод, что в качестве основных наземных антенн используются широкоизвестные [1, 2] симметричные антенны типа:

– ВГДШ, ВГДШП, УГД, УГДШ, ВГДШ-2У, ВГДШП-2У, РГ, РГД, строительство которых осуществлялось в 60–70-х годах прошлого столетия;

– антенны нового конструктивного исполнения типа ЛПА, Э1377-1.1, Э1377-2.1, Э1377-2.2.

Для развертывания данных антенн на объекте требуются хорошо подготовленные площадки, очищенные от леса, площадями десятки (ВГДШ и др.) и сотни (ЛПА, РГД) метров. Относительно большие габариты антенн, обусловленные техническим диапазоном обслуживаемыми ими радиолиний, предопределяют их низкую защищенность от ряда факторов, таких как стихийные бедствия, низкая разведзащищенность и, как следствие, высокая вероятность поражения высокоточным оружием.

С учетом перечисленных факторов очевидно, что антенны, функционирующие на круглосуточных радионаправлениях постоянной готовности, должны резервироваться комплектом резервных быстро развертываемых антенн. Для решения данной задачи могут быть применены несимметричные вертикальные вибраторы [1, 3, 4], а также активные фазированные антенные решетки (АФАР) на их основе с управляемой диаграммой направленности в азимутальной (горизонтальной) плоскости [5]. Как правило, задачи проектирования диапазонных АФАР решаются в два этапа [6].

<u>Этап 1</u>. Выбор антенны (элементарного излучателя) с требуемой характеристикой направленности и согласованием (достижения минимального коэффициента стоячей волны) с передатчиком (приемником) радиостанции во всем диапазоне частот работы радиолинии.

<u>Этап 2</u>. Конфигурация АФАР (топологическое распределение излучателей, формирование системы питания с требуемым амплитудно-фазовым возбуждением), обеспечивающая заданную характеристику направленности при сканировании в диапазоне частот.

Методология построения антенн применительно к ДКМВ-радиосвязи ионосферной (пространственной) волной базируется на решении задач:

 - электродинамического анализа (внутренняя и внешняя задачи электродинамики) проволочных структур вблизи границы раздела земля-воздух [7];

 – синтеза электродинамических систем с заданными характеристиками направленности [8, 9].

Задачи анализа ДКМВ-антенн могут быть решены аналитическими [4, 6, 7], численными (вычислительными) [8, 9, 10] и комбинированными методами электродинамики [10] в условиях тонкопроволочного приближения излучающих структур с учетом конечной проводимости подстилающей поверхности.

Решение задачи синтеза антенн и АФАР, образованных на их основе, заключается [6] в получении заданной формы характеристики направленности, максимизации коэффициента направленного действия и оптимизации диаграммы направленности (формировании минимума диаграммы направленности в заданном направлении, уменьшении уровня побочных лепестков и т. д.).

Синтез антенных решеток, в особенности АФАР, направлен на выбор способа расположения элементов (эквидистантные, неэквидистантные, линейные, плоские и т. д.), вычисление распределения возбуждения элементов АФАР, а также оптимальное размещение излучателей с учетом требований по формированию заданной характеристики направленности и ее сохранении при (сканировании) изменении направления главного лепестка.

Обозначенная проблематика разрешается методами глобальной оптимизации целевой функции многих переменных. Практика конструирования антенн и АФАР показывает, что при решении задач синтеза антенных систем применяются два основных класса методов глобальной оптимизации: детерменированные (градиентные) и стохастические (эволюционные). Выбор конструктором конкретного метода базируется на возможности формализации задачи (целевой функции). Как правило, в тех случаях, когда целевую функцию удается задать в аналитическом виде (дифференцируемая функция), используют градиентные методы, характеризующиеся высокой производительностью (малое время решения задачи при низких требованиях к вычислительной мощности ЭВМ). В противном случае, например, при решении задач анализа численными методами электродинамики – стохастическими.

Использование современных методов вычислительной электродинамики в совокупности с эволюционными методами глобальной оптимизации позволяет синтезировать конструктивно сложные антенные системы, оптимальные введенным ограничениям электродинамических моделей, учитывающие электрические характеристики материальной среды размещения антенн произвольных конструкций.

Целью настоящей работы является:

 оценка аналитических и вычислительных способов моделирования АФАР;

- оценка степени корреляции данных моделирования с характеристиками реальных АФАР;

– разработка методики настройки АФАР на реальном объекте с учетом наличия пассивных элементов окружающей обстановки, искажающих характеристику направленности АФАР;

 количественная оценка эффективности работы штыревых антенн и АФАР на их основе на радиолинии протяженностью 650 км ионосферной волной.

Геометрия модели исследования

В рамках работ по модернизации передающих коротковолновых радиоцентров АО «НТИ «Радиосвязь» были разработаны и изготовлены антенны типа АШ (*аббр. от* Антенна Штыревая стационарная) с перестраиваемыми согласующими устройствами диапазона 1,5–30 МГц, а также сформированы двухэлементные АФАР на их основе и проведены теоретические и экспериментальные исследования характеристик этих АФАР.

Общий вид двухэлементной АФАР на базе антенн АШ представлен на рисунке 1. Варианты размещения антенн на объекте (стационарный и защищенный) приведены на рисунке 2.

Изделие АШ в своем составе имеет несимметричный вертикальный вибратор высотой 11 м, согласующее устройство (СУ), а также его блок управления, размещаемый в техническом здании. Частотный диапазон антенны – 1,5–30 МГц. Согласующее устройство выполняет коммутацию элементов согласования по сигналам от радиопередающего устройства (РПДУ) через блок управления, обеспечивая уровень согласования коэффициента стоячей волны по напряжению антенно-фидерного тракта со входом антенны во всем частотном диапазоне не хуже 2.



Рис. 1. Общий вид антенн АШ (стационарный вариант размещения) Fig. 1. General View of WSA, abbr. from Whip Stationary Antenna, (Fixed Placement Option)



Рис. 2. Варианты размещения на объекте: а) стационарный; b) защищенный (аварийный) *Fig. 2. Options for Placement: a) Stationary; b) Protected (Emergency)*

Расчет характеристик излучения антенны АШ и ФАР 2 АШ по пространственной волне

В данном подразделе представлены результаты расчетов характеристик излучения, выполненные в программном пакете 4NEC2X, позволяющие количественно оценить возможности двухэлементной АФАР по формированию направленного излучения в любом азимутальном направлении в рабочем диапазоне частот.

Расчетная модель фазированной антенной решетки 2 АШ (ФАР 2 АШ) представлена на рисунке 3 и состоит из активных антенн АШ. Данная модель не имеет привязки к местности на объекте развертывания, вследствие постановки задачи по количественному определению абсолютного коэффициента усиления ФАР и одиночной антенны АШ в режиме автономной работы.

Расстояние между антеннами АШ составляло 15 м, и этот выбор был обусловлен проектными требованиями к размещению данных антенн на объекте монтажа с учетом их совместимости с другими сооружениями. Расчеты диаграмм направленности проводились с учетом потерь в подстилающей земной поверхности с соответствующими параметрами: σ = 0,01 См/м; ε = 10.



Рис. 3. Расчетная модель ФАР 2 АШ Fig. 3. Design Model of the PAA 2 AWS (abbr. from Phased Antenna Array of 2 WSA)

Исследовались диаграммы направленности в вертикальной и горизонтальной плоскостях на частотах 2–30 МГц при оптимальном сложении полей антенн АШ № 1 и АШ № 2 для трех значений азимутального угла ф [12]:

 $- \phi = 0^0$ (осевое излучение);

 $-\phi = \pm 45^{\circ}$ (наклонное излучение);

- $\phi = \pm 90^{\circ}$ (поперечное/нормальное излучение).

Для азимутальных углов $\varphi = 180^{\circ}$ и $\varphi = \pm 135^{\circ}$ диаграммы направленности будут иметь вид зеркального изображения. Значения фазы возбуждающего напряжения, поступающего на вход АШ № 1, принимается равным 0, фазовый сдвиг Ψ в точке питания АШ № 2 для оптимального сложения полей в заданном азимуте φ должен вычисляться по формуле:

$$\Psi^0 = 1,2 \times f \times d \times \cos\varphi,\tag{1}$$

где f – частота в МГц; d = 15 – расстояние между антеннами ФАР в метрах.

Для определения длин кабелей задержки $l_{\text{геом}}$, обеспечивающих $0^{\circ} \leq \phi \leq 180^{\circ}$, воспользуемся формулой:

$$\Psi^{0} = \frac{\sqrt{\varepsilon} \times l_{\text{reom}}}{\lambda} \times 360.$$
 (2)

После преобразований, с учетом $\lambda = \frac{c}{\epsilon}$:

$$\Psi^{0} = \frac{\sqrt{\varepsilon} \times l_{\text{reom}} \times f \times 360}{300} = 1.2 \times f \times \sqrt{\varepsilon} \times l_{\text{reom}}, \quad (3)$$

Подставляя (3) в (1) получаем:

$$l_{\text{reom}} = \frac{d \times \cos\varphi}{\sqrt{\varepsilon}},\tag{4}$$

где є = 2,3 – диэлектрическая проницаемость полиэтиленовой изоляции бронированного радиочастотного коаксиального кабеля РК-75-44-15Б, применяемого для питания антенн типа АШ.

Таким образом, с учетом (4) для обеспечения поворота главного лепестка диаграммы направленности ФАР в пределах $0^{\circ} \le \phi \le 180^{\circ}$ потребуются длины радиочастотного кабеля, питающего АШ № 2 от 0 до 10 м.

На рисунках 4 приведены расчетные диаграммы направленности АШ №1 (красный цвет) и ФАР 2 АШ (синий цвет) на частоте 8 МГц в горизонтальной (φ) и вертикальной (θ) плоскостях.

Анализ результатов расчета диаграмм направленности во всей коротковолновой области позволил сделать вывод о величине среднего приращения по абсолютному коэффициенту усиления двухэлементной ФАР по сравнению с одиночной антенной из ее состава в режиме:

– поперечного излучения (см. рисунки 4а и 4b) – 3,1 дБи;

– осевого излучения (см. рисунки 4с и 4d) – 2,4 дБи;

– наклонного излучения (см. рисунки 4е и 4f) – 2,5 дБи.

Характеристика направленности ФАР 2 АШ на расстоянии 10 км от антенной системы при подводимой мощности к каждой антенне 1 кВт (2 кВт суммарно) для трех направлений фазирования излучения электромагнитного поля представлена на рисунке 5. Здесь синим цветом изображены характеристики направленности, рассчитанные в программном пакете 4NEC2X, а красным – аналитическим способом по методике [4].

В целях повышения наглядности диаграммы направленности АФАР, вычисленные аналитически (красный цвет), нормированы и в горизонтальной плоскости отображены зеркально экваториальной плоскости сферических координат, а в горизонтальной – отображены в другом масштабе (зеленая линия – радиальная компонента равна «единице»).

В результате анализа полученных результатов (рисунок 5) возможно сделать следующие выводы:

 направления излучения и характер главного и бокового (боковых) лепестков диаграммы направленности исследуемых моделей с высокой степенью точности совпадают;

 отклонения в результатах наблюдаются в нулях диаграммы направленности, что возможно объяснить ограничениями аналитической модели и машинной степенью точности полученных вычислений.

Полученные оценки позволяют вести речь о возможности разработки быстрых алгоритмов синтеза характеристик направленности многоэлементных, а также разнородных по составу одиночных излучателей ФАР на основе комбинирования методов анализа и синтеза ФАР аналитическими и вычислительными методами электродинамики.

Методика настройки ФАР 2 АШ на объекте

Представленные выше расчеты не учитывают реальную обстановку на объекте размещения. Различные сооружения, мачты, воздушные фидерные линии, разные геометрические длины радиочастотных кабелей, питающие элементы АФАР, а также трассы их прокладки, изгибы, невозможность реализации одинаковой электрической длины двух РПДУ и антенно-фидерного тракта в целом могут кардинально и разнонаправленно изменить вид расчетных диаграмм направленности АФАР и одиночных штыревых антенн в режиме автономной работы. Поэтому эффективность работы АФАР может быть не такой высокой, как это следует из представленных выше результатов.

В условиях размещения реального объекта, с учетом вышеописанных особенностей, в условиях работы на реальных корреспондентов была разработана и реализована методика определения значений фаз Ψ в антеннах из состава ФАР 2 АШ.



Рис. 4. Диаграммы направленности ФАР 2 АШ (синий цвет) в режиме осевого, поперечного, наклонного излучения (синий цвет) и антенны АШ № 1 (красный цвет) в режиме автономной работы на частоте 8 МГц Fig. 4. Radiation pattern PAA 2 WSA and WSA №1 at 8 MHz



Рис. 5. Диаграммы направленности ФАР 2 АШ: синий цвет – расчет в программном пакете 4NEC2X; красный цвет – по методике [4]

Fig. 5. Radiation pattern PAA 2 WSA: Blue Color – Calculation at the 4NEC2X Software Package; Red Color – According to the Method [4] Данные по протяженности радиолиний и азимуты на корреспондентов, обслуживание которых должно производиться ионосферной волной с помощью АШ и ФАР 2 АШ, приведены в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Дальности и азимуты на взаимодействующих корреспондентов

TABLE 1. Distances and Azimuths for Interacting Correspondents

| | | Направление | | | | | | | |
|-----------------------|-----|-------------|-----|------|-----|-----|-----|------|------|
| | | | N | º 1 | | | № 2 | N⊆ | 23 |
| № корре- спондента | 1 | 2 | 3 | 4 | 7 | 6 | 5 | 8 | 9 |
| Дальность, км | 715 | 646 | 623 | 1000 | 663 | 718 | 581 | 1050 | 1050 |
| Азимут, φ° | 300 | 308 | 328 | 315 | 335 | 295 | 14 | 50 | 50 |

Анализ данных таблицы 1 позволяет выделить всего три азимутальных направления, для которых необходимо подобрать фазовые соотношения. Это азимуты – $\varphi 1 = 315^\circ$, $\varphi 2 = 14^\circ$ и $\varphi 3 = 50^\circ$.

Структурная схема высокочастотного тракта с антеннами АШ приведена на рисунке 6, где приняты следующие обозначения:

– ВУ – одноканальное возбудительное устройство диапазона 1,5–30 МГц;

 КСАУ ПДРЦ – комплекс средств автоматизированного управления передающего радиоцентра; осуществляет управление средствами связи объекта по различным интерфейсам;

– ПКВ – прибор коммутации возбудителей, обеспечивающий коммутацию ВЧ-сигналов в диапазоне 2– 30 МГц с четырех входов на четыре выхода; дополнительно в режимах вх. 1(2) – вых. 1, вых. 2 (см. рисунок 6), а также вх. 3(4) – вых. 3, вых. 4 ПКВ обеспечивает управление фазовыми сдвигами и коэффициентом передачи в скоммутированных трактах по командам от КСАУ ПДРЦ по интерфейсу Ethernet. Управление фазовыми сдвигами в выбранных ВЧ-трактах обеспечивается путем выбора по командам управления геометрических длин линий задержек в пределах от 0 до 37,8 м с шагом 0,6 м.



Fig. 6. Block diagram of the HF path

Методика определения значений фаз в элементах (антеннах) ФАР 2 АШ, обеспечивающих излучение в заданных направлениях, предполагает проведение измерений напряженности поля земной волны в ближней зоне, на удалении 50 м [12] с помощью измерительной антенны, последовательно устанавливаемой в этих направлениях (рисунок 7).



Рис. 7. Точки измерения напряженности полей, создаваемых земной волной в направлениях № 1, 2, 3 Fig. 7. Points for Measuring the Strength of the Fields Created by the Earth Wave in the Directions 1, 2, 3

Последовательность действий при этом была следующей:

 измерительная антенна с анализатором спектра устанавливалась в точке измерения № 1;

 – включался на излучение РПДУ № 1 с АШ № 1, производилось измерение напряженности поля земной волны U₁ в точке размещения измерительной антенны;

 – аналогично производилось измерение U₂, создаваемого РПДУ № 2 и АШ №2;

 – включались на излучение обе антенны АШ № 1 и АШ № 2 от двух РПДУ, возбуждаемых когерентно одним возбудителем;

– на каждой частоте, плавно изменяя фазу $\Delta \Psi$ путем перебора различных длин линий задержек в тракте с РПДУ № 2 и АШ № 2 с помощью прибора ПКВ, фиксировалось максимальное значение напряженности поля $U_{\Phi AP}$ в месте расположения измерительной антенны, а также состояние прибора ПКВ на данной частоте;

– измерения повторялись в точках № 2 и № 3 (направления № 2 и № 3, соответственно).

Результатом измерений стал набор данных, сведенных в таблицу 2. Анализ измерений дает возможность сделать вывод, что подбор фазового распределения в высокочастотных трактах № 1 и 2, реализуемый в приборе ПКВ путем изменения геометрических длин линий задержек, позволил получить выигрыш по напряженности поля, создаваемого ФАР 2 АШ относительно автономной работы каждой из антенн АШ. В частности, на каждой исследованной частоте диапазона 2–30 МГц при работе ФАР 2 АШ наблюдалось увеличение напряженности поля от 3 до 12 дБ/мкВ по сравнению с полями, создаваемыми одиночными антеннами, что соответствует теоретически ожидаемому увеличению сигнала на 6 дБ (в 4 раза по мощности).

ТАБЛИЦА 2. Результат измерений уровня полей в ближней зоне (направление №1)

TABLE 2. Result of Field Level Measurements in the Near Zone (Direction 1)

| | Направление № 1 | | | | | |
|----------------|-----------------|--------|---------------------|-------|--|--|
| <i>f</i> , МГц | | дБ/мкВ | | | | |
| | U_1 | U_2 | <i>U</i> фар-аш 1,2 | ΔΨ, м | | |
| 2,66 | 91 | 87 | 94 | 4,8 | | |
| 3,5695 | 93 | 90 | 98 | 0 | | |
| 4,4395 | 86 | 91 | 97 | 33,6 | | |
| 5,757 | 83 | 87 | 92 | 24 | | |
| | | | | | | |
| 28,999 | 57 | 56 | 67 | 7,2 | | |
| 29,217 | 59 | 56 | 68 | 8,4 | | |

Трассовые испытания

Совокупность полученных расчетных и экспериментальных результатов оценки приращения эффективной изотропно излучаемой мощности (ЭИИМ) в зависимости от режима работы антенной системы (автономная работа или АФАР) позволили сделать вывод о целесообразности проведения трассовых испытаний с использованием ионосферного канала распространения радиоволн [12]. Для проведения этих испытаний была выбрана трасса г. Саратов (передающий пункт) – г. Владимир (приемный пункт) протяженностью 650 км. Технический диапазон радиолинии в период проведения испытаний (март 2020 г.), представленный на рисунке 8, был определен по [1], а также с помощью пакета программ для долгосрочного прогнозирования траекторных и энергетических характеристик радиоканалов диапазона 2-30 МГц «Трасса» [13, 14].

На приемном пункте был развернут анализатор спектра с возможностью записи уровня сигнала, подключенный к приемной штыревой пассивной антенне высотой 2 м, размещенной на железной крыше кирпичного здания высотой 7 м. По команде из приемного пункта передающий начинал последовательное излучение «точек» (класс излучения F1B-200) ВЧ-трактами с антеннами АШ № 1, АШ № 2, ФАР 2 АШ. Продолжительность каждого сеанса излучения и записи составляла 60 с, таким образом, на каждой частоте время измерения трех сеансов составляло не более 6-7 мин. Пример записи сеансов на частоте 7187 кГц приведены на рисунке 9.

Дополнительно с помощью измерителя искажений телеграфных сигналов ЭТИ-69 оценивалась величина искажений телеграфных посылок.

Технический диапазон радиолинии в период проведения испытаний: 6,2-7,8 МГц. Вне границ указанного участка прохождение радиоволн отсутствовало. По результатам каждого сеанса на каждой частоте вычислялось медианное значение. Результаты обработки 9 сеансов представлен на рисунке 10, измеренных искажений телеграфных посылок в таблице 3, где РВ – редкие выбросы.

| ТАБЛИЦА 3. Результат измерений искажений телеграфных |
|--|
| посылок |

| TABLE 3. | TABLE 3. Result Measurements of Distortion Telegraph Parcels | | | | |
|----------------------------|--|--------|-------------------|------|------------------|
| Частота, кГц Антенна | 6257 | 6423,5 | 6853 | 7187 | 7545 |
| АШ № 1 | 0–3 (РВ до 25) | 0-2 | 0-5 | 0-8 | 0–2 (РВ до 8) |
| АШ № 2 | 0–7 (РВ до 20) | 0-3 | 0–4 (РВ до 25) | 0-5 | 0–3 (РВ до 7) |
| ФАР 2 АШ | 0–1 (РВ до 6) | 0-1 | 0-2 | 0-1 | 0-1 |

Результаты трассовых испытаний АШ и ФАР 2 АШ

Во-первых, разработанная в АО НТИ «Радиосвязь» передающая штыревая антенна с согласующим устройством типа АШ, а также двухэлементные АФАР из антенн АШ могут эффективно применяться на трассах малой и средней протяженности в качестве как основной антенной системы на радиолинии, так и аварийной, резервирующей наземные симметричные антенны. Конструктивное исполнение обеспечивает быстроту развертывания антенны, а также два варианта строительства (развертывания) на объекте - стационарный наземный и защищенный (аварийный), определяемые проектными решениями.

Во-вторых, построена электродинамическая модель двухэлементной АФАР на базе штыревых антенн типа АШ. Результат анализа характеристик излучения АФАР позволяет сделать вывод о возможности сложения полей в произвольном направлении в горизонтальной плоскости, при этом обеспечивается средний выигрыш по абсолютному коэффициенту усиления 2,67 дБи во всем диапазоне частот по сравнению с одиночной антенной.

В-третьих, для подтверждения реализации сложения ЭИИМ в пространстве в заданных направлениях были проведены трассовые испытания на радиолинии протяженностью 650 км. Полученные результаты измерений по проверке приращения мощности позволяют сделать вывод о наращивании ЭИИМ с увеличением числа элементов в антенной решетке: на исследованных частотах 6257, 6423,5, 6853, 7187, 7545, 7725,5 кГц на приемном пункте наблюдалось стабильное увеличение напряженности поля от 1 до 9 дБ/мкВ при работе двух элементов АФАР, что при передаче телеграфных сообщений позволяет получить средний выигрыш по краевым искажениям от 1 до 7 % при допустимой норме краевых искажений телеграфного канала 15 % [15].



Рис. 8. Суточный ход наименьшей применимой частоты (НПЧ – зеленая линия), оптимальной рабочей частоты (ОРЧ – желтая линия), максимальной применимой частоты (МПЧ – красная линия) в период проведения испытаний на трассе Саратов – Владимир











Fig. 10. Median Values of Signal Levels

В-четвертых, при проведении трассовых испытаний теоретически и экспериментально определено, что на коротких трассах (500–700 км) диапазон ОРЧ составляет от 2,5 до 9 МГц. При этом в моменты организации сеансов связи частоты должны выбираться исходя из условия *f*_{0РЧ} ± (0–1,5 МГц). Такое ограничение усложняет организацию связи по сравнению с организацией связи на трассах средней (1000–3000 км) протяженности [16], в которых технический диапазон радиолинии составляет существенно больший участок.

В-пятых, для организации КВ-радиосвязи на коротких трассах, с учетом наличия РПДУ малой (до 1 кВт) мощности и всенаправленных штыревых антенн, решающим фактором в обеспечении надежной связи является оптимальный выбор рабочей частоты. Оперативный (краткосрочный) мониторинг состояния ионосферы и определение таких значений ОРЧ для ионосферных трасс, а также анализ помеховой обстановки должны выполняться ионосферно-волновой и частотно-диспетчерской службой вышестоящего узла связи [17–19] с применением аппаратуры (наклонного, возвратно-наклонного, вертикального) зондирования ионосферы.

Заключение

В настоящей работе решены следующие задачи:

1) проведено численное исследование двухэлементной ФАР из вертикальных несимметричных вибраторов над реальной землей аналитическим и численным методами электродинамики;

 произведен анализ результатов расчетов с точки зрения оценки степени корреляции данных моделирования различными способами (численным, аналитическим), в том числе с натурным экспериментом;

3) разработана методика определения фазовых сдвигов в передающих трактах ФАР 2 АШ для формирования максимума излучения в заданных направлениях в горизонтальной плоскости с учетом ее размещения на реальном объекте. Данная методика позволила:

 компенсировать негативное влияние пассивных элементов окружающей обстановки объекта, искажающих характеристику направленности;

исключить необходимость выравнивания
 электрических длин передающих трактов;

– обеспечить в заданном направлении увеличение напряженности поля поверхностной волны от 3 до 12 дБ/мкВ по сравнению с полями, создаваемыми одиночными антеннами, что соответствует теоретически ожидаемому увеличению сигнала на 6 дБ (в 4 раза по мощности).

Решение задач синтеза в реальном масштабе времени, особенно при быстро изменяющейся помеховой обстановке либо при организации связи с множеством территориально распределенных корреспондентов, требует разработки алгоритмов формирования заданных характеристик направленности ФАР, адекватных условиям и требованиям организации связи. Полученные в настоящей работе результаты позволят при дальнейших исследованиях обозначенной проблематики использовать комбинированный метод синтеза ФАР, который предполагает двухэтапное решение:

на основе аналитических методов исследования характеристик направленности ФАР (АФАР) находить оптимальные решения упрощенной модели электродинамической системы.

– использовать полученные результаты в качестве начальных данных с последующим приближением модели численного решения задач электродинамики к условиям реальной обстановки и применении эволюционных методов глобальной оптимизации.

На реальных объектах связи целесообразно применять системы контроля диаграммы направленности ФАР (АФАР), функционирующие, например, как предложено в методике настройки ФАР 2 АШ на объекте, настоящей работы. Полученные данные целесообразно учесть в алгоритме формирования заданной ФАР (схеме диаграммообразующего устройства) как систему обратной связи.

Список используемых источников

1. Айзенберг Г.З., Белоусов С.П., Журбенко Э.М. Коротковолновые антенны. М.: Радио и связь, 1985. 535 с.

2. 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» (Санкт-Петербург, Россия, 28 февраля–1 марта 2018). СПб: СПбГУТ, 2018. Т. 3. С. 112–117.

3. Гвоздев И.Н., Муравьев Ю.К., Серков В.П., Чернолес В.П. Характеристики антенн радиосистем связи. Л.: Военная ордена Ленина краснознаменная академия связи имени С.М. Буденного, 1978. 231 с.

4. Муравьев Ю.К. Справочник по расчету проволочных антенн. Л.: Военная ордена Ленина краснознаменная академия связи имени С.М. Буденного, 1978. 392 с.

5. 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

6. Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны. М.: Энергия, 1975. 528 с.

7. Пименов Ю.В. Линейная макроскопическая электродинамика: вводный курс для радиофизиков и инженеров: учебное пособие. Долгопрудный: Интеллект, 2008. 536 с.

8. Стрижков В.А. Математическое моделирование электродинамических процессов в проволочных антенных системах // Математическое моделирование. 1989. Т. 1. № 8. С. 127–138.

9. Газизов Т.Т. Синтез оптимальных проводных антенн. Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2013. 120 с.

10. Бузова М.А., Юдин В.В. Проектирование проволочных антенн на основе интегральных уравнений. М.; Радио и связь, 2005. 172 с.

11. Кочержевский Г.Н., Ерохин Г.А., Козырев Н.Д. Антенно-фидерные устройства. М.: Радио и связь, 1989. 352 с.

12. Попов О.В., Сосунов Б.В., Фитенко Н.Г. Методы измерения характеристик антенно-фидерных устройств. Л.: Военная ордена Ленина краснознаменная академия связи имени С.М. Буденного, 1990. 182 с.

13. 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.

14. 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.

15. ГОСТ 14662–83. Аппаратура приемо-передающая каналов телеграфной радиосвязи. Основные параметры, общие технические требования и методы измерения приемо-передающего тракта. М.: Издательство стандартов, 1986.

16. Головин О.В., Простов С.П. Системы и устройства коротковолновой радиосвязи. М.: Горячая линия-Телеком, 2006. 598 с.

17. Богданов А.В., Пукса Д.О., Романов Ю.В., Фомин В.В. Аппаратура перспективных комплексов профессиональной КВ радиосвязи. Радиопередающие устройства, радиомодемы. // Международная научно-техническая конференция «Радиотехника, электроника и связь» (РЭИС-2011, Омск, Россия, 5–8 июля 2011). Омск: Омский научно-исследовательский институт приборостроения, 2011. С. 76–81.

18. Будяк В.С., Кисмерешкин В.П., Шадрин Б.Г. Развитие принципов построения автоматизированных модульных узлов радиосвязи // Международная научно-техническая конференция «Радиотехника, электроника и связь» (РЭИС-2013, Омск, Россия, 1–4 октября 2013). Омск: Омский научно-исследовательский институт приборостроения, 2013. С. 92–97.

19. Чупров А.А. Руководство по ионосферно-волновой и частотно-диспетчерской службы на узлах связи. Москва.: Военное издательство, 1990. 96 с.

* * *

Modeling and Calculation Characteristics of APAA HF-Band Based on Whip Antennas

V. Pashkevich¹, V. Golubev¹, M. Protsenko²

¹JSC "Scientific and Technical Institute Radio Communication",

St. Petersburg, 198097, Russian Federation

² The Bonch-Bruevich State University of Telecommunications,

St. Petersburg, 193232, Russian Federation

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-81-92 Received 19th October 2020 Accepted 02nd February 2021

For citation: Pashkevich V., Golubev V., Protsenko M. Modeling and Calculation Characteristics of APAA HF-Band Based on Whip Antennas. *Proc. of Telecom. Universities.* 2021;7(1):81–92. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-81-92

Abstract: When designing the antenna field of a stationary HF transmitting radiocenter, it is necessary to provide for reserving ground-based symmetrical antennas operating on round-the-clock radio directions with backup, fast-deployable antenna systems. As such antennas, it is proposed to use asymmetric vertical dipoles, active phased antenna arrays (APAA) based on them with a controlled directional pattern. This article considers methods for calculating such systems, a method is developed for determining the phase relationships of currents at the inputs of APAR elements, taking into account its placement and functioning on a real object. The results of route tests of single antennas and APAA on a radio link with a length of 650 km are presented.

Keywords: electrodynamic modeling, transmitting radio center, whip antenna, trace signals tests, optimal operating frequency, radiation pattern, scanning main beam of APAA, the method of calculation.

References

1. Aizenberg G.Z., Belousov S.P., Zhurbenko E.M. Shortwave Antennas. Moscow: Radio i sviaz Publ.; 1985. 535 p. (in Russ.)

2. 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.)

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

6. Markov G.T., Sazonov D.M. Antennas. Leningrad: Energiya Publ.; 1975. 528 p. (in Russ.)

7. Pimenov U.V. *The Linear Macroscopic Electrodynamics: an Introductory Course for Radiophysicists and Engineers*. Dolgo-prudnyj: Intellect Publ.; 2008. 536 p. (in Russ.)

8. Strijkov V.A. Mathematical Modeling of Electrodynamic Processes in Wire Antenna Systems. *Mathematical modeling*. 1989;1:127–138. (in Russ.)

9. Gasisov T.T. *Synthesis of Optimal Wired Antennas*. Tomsk: Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics Publ.; 2013. 120 p. (in Russ.)

10. Buzova M.A., Yudin V.V. Design of Wire Antennas Based on Integral Equations. Moscow: Radio i sviaz Publ.; 2005. 172 p. (in Russ.)

11. Kocherzhevsky G.N., Erokhin G.A., Kozyrev N.D. *Antenna Feeder Devices*. Moscow: Radio i sviaz Publ.; 1989. 352 p. (in Russ.)

12. 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.)

13. 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.)

14. 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.)

15. GOST 14662–83. Telegraph radio communication channel transmit-receive equipment. Main parameters, general technical requirements and methods of measurement of transmit-receive channel. Moscow: Publishing House of Standards; 1986. (in Russ.)

16. Golovin O.V., Prostov S.P. *Short-Wave Radio Communication Systems and Devices*. Moscow: Goryachaya liniya-Telecom; 2006. 598 p. (in Russ.)

17. Bogdanov A.V., Puksa D.O., Romanov U.V., Fomin V.V. Equipment for Advanced Professional HF Radio Communication Systems. Radio Transmitting Devices, Radio Modems. Proceedings of the International Scientific and Technical Conference on Radio Engineering, Electronics and Communications, Omsk, Russian Federation, 5–8 Jule 2011. Omsk: Omsk Scientific-Research Institute of Instrument Engineering Publ.; 2011. p.76–81 (in Russ.)

18. Budyak V.S., Kismereshkin V.P., Shadrin B.G. Development of Principles for Building Automated Modular Radio Communication Nodes. *Proceedings of the International Scientific and Technical Conference on Radio Engineering, Electronics and Communications, Omsk, Russian Federation, 1–3 October 2013*. Omsk: Omsk Scientific-Research Institute of Instrument Engineering Publ.; 2013. p.92–97 (in Russ.)

19. Chuprov A.A. Manual of the Ionospheric-Wave and Frequency-Dispatch Service on Communication Nodes. Moscow: Voennoe izdatelstvo Publ.; 1990. 96 p. (in Russ.)

| Сведения об авторах: | | | | | | |
|--------------------------------|--|--|--|--|--|--|
| ПАШКЕВИЧ Василий Дмитриевич | начальник отдела перспективных исследований и разработок AO «НТИ «Ра- диосвязь», <u>pashkevich vd@ntiradio.ru</u> https://orcid.org/0000-0001-9306-1934 | | | | | |
| ГОЛУБЕВ Валерий Михайлович | кандидат технических наук, главный научный сотрудник отдела перспек- тивных исследований и разработок АО «НТИ «Радиосвязь», <u>aleks-gol1311@yandex.ru</u> | | | | | |
| ПРОЦЕНКО Михаил Сергеевич | кандидат технических наук, профессор цикла многоканальных телекомму- никационных систем, средств и комплексов СПБГУТ им. проф. М.А. Бонч- Бруевича, <u>protsenkoms@gmail.com</u> | | | | | |



УДК 004.054

Модель аудита защищенности объекта критической информационной инфраструктуры тестовыми информационно-техническими воздействиями

С.И. Макаренко^{1, 2*}, Г.Е. Смирнов^{2, 3}

¹Санкт-Петербургский федеральный исследовательский центр Российской академии наук,

Санкт-Петербург, 199178, Российская Федерация

²Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В.И. Ульянова (Ленина),

Санкт-Петербург, 197376, Российская Федерация

³000 «Корпорация «Интел групп»,

Санкт-Петербург, 197372, Российская Федерация

*Адрес для переписки: mak-serg@yandex.ru

Информация о статье

Поступила в редакцию 29.01.2021 Принята к публикации 12.02.2021

Ссылка для цитирования: Макаренко С.И., Смирнов Г.Е. Модель аудита защищенности объекта критической информационной инфраструктуры тестовыми информационно-техническими воздействиями // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 1. С. 94–104. DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-94-104

Аннотация: В статье представлена модель аудита защищенности объекта критической информационной инфраструктуры тестовыми информационно-техническими воздействиями. Данная модель формализует процесс аудита объекта в виде многоуровневой топологической модели, отдельные уровни которой соответствуют: затратам ресурса на проведение воздействий, тестовым информационно-техническими воздействиям, уязвимостям, элементам объекта и уровням ущерба. Использование этой модели в практике аудита позволит обосновать наиболее эффективные воздействия по критерию «эффективность/стоимость», а также сформировать тестовые наборы, которые обеспечат рациональную полноту аудита объекта критической инфраструктуры.

Ключевые слова: критическая информационная инфраструктура, тестирование на проникновение, аудит информационной безопасности, информационно-техническое воздействие.

1. ВВЕДЕНИЕ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ НА РАЗРАБОТКУ МОДЕЛИ

В 2017 г. в России был принят федеральный закон № 187-ФЗ «О безопасности критической информационной инфраструктуры Российской Федерации», который устанавливает перечень объектов и субъектов, относящихся к критической информационной инфраструктуре (КИИ) РФ, а также обязует разработать комплекс мер, направленных на аудит состояния информационной безопасности (ИБ) объектов КИИ и обеспечения ее защищенности.

В подавляющем числе случаев аудит объектов КИИ проводится на основе сравнительного анализа с нормативно-правовой документацией, регламентирующей обеспечение ИБ, или на основе анализа рисков. Вместе с тем, в предыдущих работах авторов [1, 2] указывается на необходимость формирования еще одного типа практического

подхода к аудиту, а именно – аудита на основе экспериментальных исследований системы или ее прототипа. Данный тип аудита проводится с применением против системы средств или способов информационных воздействий с целью практической проверки эффективности технических или организационных мер защиты, а также выявления новых уязвимостей системы. При этом для обеспечения достоверности аудита используемые воздействия должны быть аналогичны реально применяемым непрофессиональными и профессиональными нарушителями [3, 4]. В некоторых работах, например, таких как [5–11], для обозначения такого подхода используется термин «тестирование на проникновение» (в англоязычной литературе – «penetration testing», «pen-testing»), а также другие термины: «активный аудит», «инструментальный аудит» и др., но при этом суть подхода к аудиту не меняется.

Таким образом, можно говорить о том, что одним из перспективных направлений практического аудита ИБ объектов КИИ является реализация в отношении них тестов на проникновение – воздействие на объект тестовых информационно-технических воздействий (ИТВ), которые с высокой степенью вероятности могут использоваться нарушителями. Несмотря на то, что такое тестирование представляет собой достаточно адекватный и в высокой степени достоверный подход к оценке защищенности, он не получил широкого распространения. Основными причинами этого, на взгляд авторов, является отсутствие единой общепризнанной научно-методической базы для проведения аудита такого типа.

В международной практике, как правило, проведение аудита защищенности объекта путем использования тестов на проникновение регламентируется стандартами: OSSTMM; ISSAF; OWASP; PTES; NIST SP 800-115; BSI; PETA и др. Достаточно полный содержательный анализ этих стандартов представлен в предыдущей работе авторов [13]. При этом, как показал проведенный анализ, в основу этих стандартов не положены какие-либо системные или хотя бы общетеоретические подходы.

Практическим вопросам оценки состояния ИБ объектов путем их тестирования посвящены отечественные работы Маркова А.С. и др. [4], Скабцова Н. [5], Климова С.М. [13, 14], Петренко А.А., Петренко С.А. [15], Бойко А.А. [16–18], Храмова В.Ю. [17, 18], Щеглова А.В. [18], Дьяковой А.В. [16, 17], Макаренко С.И. [1, 2]. В работах Барановой Е.К. [19, 20], Бегаева А.Н. и др. [21], Богораза А.Г., Песковой О.Ю. [22], Дорофеева А. [23], Умницына М.Ю. [24], Бородина М.К., Бородиной П.Ю. [25], Полтавцевой М.А., Печенкина А.И. [26], Кадана А.М., Доронина А.К. [27], Еременко Н.Н., Кокоулина А.Н. [28], Туманова С.А. [29], Кравчука А.В. [30], Горбатова В.С., Мещерякова А.А. [31], рассматриваются именно такие практические способы аудита защищенности информационных систем, как тестирование на проникновение или «penetration testing». В некоторых работах такой тип тестирования указан под наименованием «инструментальный аудит».

Анализ вышеуказанных трудов показал следующее. Работы, посвященные вопросам экспериментального тестирования реальных информационных систем, рассматривают такие способы и сценарии исключительно как «тестирование на проникновение» или как «инструментальный аудит», при этом проведение такого типа аудита в отечественной практике не регламентируется какими-либо общепринятыми руководящими документами или методиками тестирования. В некоторых отечественных работах по тестированию на проникновение рекомендуется делать акцент на необходимости выявления наиболее «зрелищных» уязвимостей или тех уязвимостей, устранение которых принесет максимальные экономические выгоды компании, выполняющий аудит.

Таким образом, можно сделать вывод, что перспективным направлением развития отечественной теории и практики тестирования на проникновение должны опираться на уже известные методики и стандарты проведения подобного типа тестирования, которые уже разработаны, преимущественно, за рубежом.

К работам, в которых сделана попытка подвести научную основу под тестирование специальными ИТВ, относятся работы: Pfleeger C.P., et al. [32], McDermott J.P. [33], Макаренко С.И. [2], Pfleeger C.P., et al. [34], Ami P., Hasan A. [35], Holik F., et al. [36], Herzog P. [37]. В статье McDermott J.P. [33] представлена модель тестирования в формализме теории сетей Петри. В работе Макаренко С.И. [2] сделана попытка систематизировать и подвести научную базу под возможности использования тестовых ИТВ для оценки защищенности объектов КИИ. В статьях Pfleeger C. P., et al. [32], Alisherov F., Sattarova F. [34], Ami P., et al. [36], Herzog P. [37] представлены различные варианты методик тестирования. Однако во всех этих работах вопросы формирования базовой модели аудита защищенности объекта КИИ, на основе которой можно было бы обосновывать наборы тестовых ИТВ под различные задачи аудита - не рассматривались.

Целью статьи является разработка модели аудита защищенности объекта КИИ тестовыми ИТВ, которая может использоваться для научно-обоснованного формирования тестовых наборов под различные задачи аудита.

Для достижения цели статьи необходимо сформировать формальное описание процесса тестирования объекта КИИ в виде многоуровневой топологической модели, которая взаимосвязано учитывает: эффективность отдельных ИТВ *i*, в части выявленного и потенциально предотвращенного ущерба $\{z\}$; ориентированности их на проверку конкретного множества уязвимостей $\{u\}$ элементов $\{e\}$ объекта КИИ; расход в процессе тестирования определенного количества ресурса r_i (в данном случае под абстрактным ресурсом может пониматься расход времени аудитора, оплата его труда, стоимость машинного времени, затраты на специализированное оборудование и т. д.).

2. ФОРМАЛИЗАЦИЯ МОДЕЛИ

Для формализации модели введем следующие обозначения:

 $\pi/\pi_{\text{отн}}$ – абсолютное/относительное значение полноты выявленного и потенциально предотвращенного ущерба;

 $E = \{e\}$ – множество элементов, составляющих объект КИИ;

е_ј – *j*-ый элемент объекта КИИ;

g(e_j, e_m, σ_n) – вес ребра, соединяющего e_j и e_m элементы объекта КИИ, характеризующий дестабилизирующее влияние со стороны элемента e_j на элемент e_m при нарушении у элемента e_j свойства ИБ σ_n;

 $I = \{i\}$ – множество тестовых ИТВ;

*i*_{*j*} – *j*-ое тестовое ИТВ;

j, l, m, n – переменная-счетчик;

*N*₁ – количество тестовых ИТВ, которое соответствует количеству элементов множества *I*;

N^U – количество уязвимостей, которое соответствует количеству элементов множества *U*;

R – количество ресурса аудитора;

r_j – количество ресурса аудитора, расходуемое на организацию и проведение *j*-го тестового ИТВ;

*r*_n – затраты ресурса аудитора на проведение *n*-го тестового ИТВ;

s(x) – степень вершины x, равная количеству инцидентных ей ребер, которые соответствуют тем или иным условиям;

и – уязвимость объекта КИИ;

 $U = \{u\}$ – множество уязвимостей объекта КИИ;

 $v(x_1, x_2)$ – вес ребра, соединяющего x_1 и x_2 элементы модели;

 $z(e_{j}, \sigma_{n})$ – ущерб от нарушения свойства ИБ σ_{n} у элемента e_{j} ;

Z = {*z*} – суммарный показатель ущерба, который может быть причинен объекту КИИ;

 σ_n – свойство ИБ: n = 1 – доступность; n = 2 – целостность; n = 3 – конфиденциальность.

Модель тестирования защищенности объекта КИИ представлена в формализме теории графов и теории множеств и имеет иерархическую уровневую структуру (рисунок 1): ресурсы, тестовые ИТВ; уязвимости, элементы объекта КИИ, ущерб объекту КИИ.

Уровень ресурсов

На первом уровне модели формализуются ресурсы, необходимые для реализации соответствующих тестовых ИТВ, упорядоченные по возрастанию «стоимости». Связь уровня ресурсов с уровнем тестовых ИТВ осуществляется путем постановки в соответствие каждому ИТВ *i*_j определенного элемента *r*_j.

Это соответствие формализуется ребром $v(r_i, i_j)$, вес которого пропорционален нормированным затратам ресурсов на проведение i_j ИТВ:

$$v(r_j, i_j) = \frac{r_j}{\sum_{n=1}^{N_I} r_n}$$
(1)

Выбор выражения (1) обусловлен следующими соображениями. Во-первых, множество весов ребер, ведущих с уровня ресурсов на уровень тестовых ИТВ, должно быть нормировано к единице, т. е. $\sum_{i=1}^{N_I} v(r_i, i_j) = 1$. Во-вторых, так как в дальнейшем

на данной модели планируется поиск рациональных тестовых ИТВ, которые будут основаны на алгоритмах поиска кратчайших путей, то более лучшему ребру, которое соответствует использованию ИТВ с меньшими затратами ресурсов, должно соответствовать меньшее значение веса ребра. Выражение (1) удовлетворяет данным условиям.

Уровень тестовых ИТВ

На втором уровне модели формализуются множество тестовых ИТВ $I = \{i\}$, которые могут быть использованы для оценки защищенности объекта КИИ.

Связь уровня тестовых ИТВ с уровнем уязвимостей осуществляется путем постановки в соответствие каждому ИТВ i_j подмножества элементов $\{u_m\}$ уровня уязвимостей, т. е. тех уязвимостей $\{u_m\}$, которые могут быть использованы *j*-ым ИТВ для нанесения того или иного ущерба объекту КИИ. Это соответствие i_j и $\{u_m\}$ формализуется множествами ребер $\{(i_j, u_m)\}$, где $m = 1 \dots M_j$ – счетчик ребер, инцидентных вершине i_j . Вес каждого ребра $v(i_j, u_m)$ пропорционален нормированной степени вершины i_j относительно числа инцидентных ребер, ведущих к элементам $\{u_m\}$ на уровне уязвимостей:

$$v(i_j, u_m) = \frac{1}{N_I \cdot s(i_j | i_j \to \{u\})},$$
(2)

где $s(i_j | i_j \rightarrow \{u\})$ – степень вершины i_j , равная количеству инцидентных ей ребер, ведущих к элементам $\{u\}$, например, для схемы модели на рисунке 1: $s(i_1) = 2, s(i_2) = 3, s(i_3) = 1.$

Выбор выражения (2) обусловлен следующими теми же соображениями, что и для выражения (1). Во-первых, множество весов ребер, ведущих с уровня тестовых ИТВ на уровень уязвимостей, должно быть нормировано к единице т.е. $\sum_{j,m} v(i_j, u_m) = 1$. Во-вторых, ребру от более лучшего узла *i*, в смысле, ИТВ тестирующему большее число уязвимостей { u_m }, должно соответствовать меньшее значение веса ребра.

Уровень уязвимостей

На третьем уровне модели формализуются множество уязвимостей $U = \{u\}$, которые потенциально присутствуют в элементах объекта КИИ и могут быть использованы нарушителем для дестабилизирующего воздействия на элементы объекта КИИ и причинения ущерба.

Связь уровня уязвимостей с уровнем элементов объекта КИИ осуществляется путем постановки в соответствие каждой уязвимости u_j подмножества вершин $\{e_l\}$ уровня элементов, т. е. тех элементов $\{e_l\}$, которым может быть нанесен ущерб путем эксплуатации *j*-ой уязвимости. Это соответствие u_j и $\{e_l\}$ формализуется множествами ребер $\{(u_j, e_l)\}$, где $l = 1 \dots L_j$ – счетчик ребер инцидентных вершине u_j .



Уровень ущерба объекту КИИ

Рис. 1. Схема модели аудита защищенности объекта КИИ тестовыми ИТВ

Fig. 1. An Audit Model for Estimation Security of Critical Infrastructure Objects with Test Cyber Attacks

Вес каждого ребра $v(u_j, e_l)$ обратно пропорционален нормированной степени вершины u_j относительно числа инцидентных ребер, ведущих к вершинам $\{e_l\}$ на уровне элементов:

$$v(u_j, e_l) = \frac{1}{N_U \cdot s(u_j | u_j \to \{e\})},$$
(3)

где $s(u_j | u_j \rightarrow \{e\})$ – степень вершины u_j , равная количеству инцидентных ей ребер, ведущих к элементам $\{e\}$, например для схемы модели (см. рисунок 1) $s(u_1) = 2$, $s(u_3) = 3$, $s(u_4) = 1$.

Выбор выражения (3) обусловлен теми же соображениями, что и для выражения (2). Во-первых, множество весов ребер, ведущих с уровня тестовых ИТВ на уровень уязвимостей, должно быть нормировано к единице, т. е. $\sum_{j,l} v(u_j, e_l) = 1$. Во-вторых, ребру от более лучшего узла *и*, в смысле, уязвимости *и*, которая соответствует большему числу тестируемых элементов $\{e_l\}$, должно соответствовать меньшее значение веса ребра.

Уровень элементов объектов КИИ

На четвертом уровне модели формализуются множество элементов объекта КИИ $E = \{e\}$, дестабилизирующее воздействие на которые через эксплуатацию тех или иных уязвимостей приведет к причинению ущерба.

На данном уровне существует два типа связей:

– связь элементов между собой, которая определяется вероятностью *P*_{дв}(*e_j*, *e_m*, *σ_n*) дестабилизирующего влияния элемента *e_j* на элемент *e_m* при нарушении у элемента *e_j* свойства ИБ *σ_n*;

– связь вершин $\{e_i\}$ уровня элементов с вершинами $\{z_i\}$ уровня ущерба.

Связь элементов $\{e_j\}$ между собой в рамках одного уровня задается ребрами вида (e_j, e_m) . Вес каж-

дого ребра $g(e_j, e_m, \sigma_n)$ определяется обратной величиной вероятности дестабилизирующего влияния $P_{\text{ДB}}(e_j, e_m, \sigma_n)$:

$$g(e_j, e_m, \sigma_n) = 1 - P_{\mathcal{AB}}(e_j, e_m, \sigma_n).$$
(4)

Выбор выражения (4) обусловлен тем, что ребру с большей величиной вероятности дестабилизирующего влияния $P_{\text{ДB}}(e_i, e_m, \sigma_n)$, что соответствует более полному охвату тестируемых элементов $\{e_m\}$, должно соответствовать меньшее значение веса ребра. Если дестабилизирующее влияние отсутствует, то $g(e_i, e_m, \sigma_n) = 1$, т. е. становится «непроходимым» в топологическом смысле относительно весов ребер $v(u_i, e_l)$ и $v(e_i, z_l)$, значение которых много меньше 1, в связи с чем $g(e_i, e_m, \sigma_n) = 1$ можно не учитывать.

Связь вершин $\{e_i\}$ уровня элементов с вершинами $\{z_i\}$ уровня ущерба осуществляется путем постановки в соответствие каждому элементу e_i по свойству ИБ σ_n вершины $z_l(e_i, \sigma_n)$ уровня ущерба. Это соответствие e_i и $\{z_i\}$ формализуется множествами ребер $\{(e_i, z_l)\}$. Вес каждого ребра $v(e_i, z_l)$ обратно пропорционален нормированной степени ущерба z_i :

$$v(e_{j}, z_{l}) = \frac{\left(\max_{\substack{m=1...N_{E} \\ n=1...3}} \{z(e_{m}, \sigma_{n})\}\right) - z(e_{j}, \sigma_{n}) + 1}{\sum_{\substack{m=1 \\ m=1}}^{N_{E}} \sum_{n=1}^{3} z(e_{m}, \sigma_{n})},$$
(5)

где N_E – количество элементов объекта КИИ, которое соответствует количеству элементов множества $E; \sum_{m=1}^{N_E} \sum_{n=1}^{3} z(e_m, \sigma_n)$ – сумма ущерба по всем элементам объекта КИИ и свойствам ИБ; $n = 1 \dots 3$ –

счетчик свойств ИБ σ_n ; max{...} – значение максимального ущерба среди всех комбинаций элементов и свойств ИБ.

Выбор выражения (5) обусловлен следующими соображениями. Во-первых, множество весов ребер, ведущих с уровня элементов объекта КИИ на уровень ущерба, должно стремиться к единице, т. е. $\sum_{j,l} v(e_j, z_l) \rightarrow 1$. Во-вторых, более лучшему ребру, в смысле, большего значения ущерба, должно соответствовать меньшее значение веса ребра. Суммирование единицы в числителе необходимо для исключения обнуления числителя в весе ребра, соответствующего значению максимального ущерба.

На пятом уровне модели формализуются значения ущербов объекту КИИ, упорядоченные по возрастанию «стоимости». Каждое конкретное значение $z(e_i, \sigma_n)$ численно равно «стоимости» ущерба, который наносится объекту КИИ при нарушении σ_n -го свойства ИБ на его элементе e_i .

В общем виде модель тестирования защищенности объекта КИИ представлена на рисунке 1.

3. ОБСУЖДЕНИЕ МОДЕЛИ

Особенностями данной модели является то, что максимальная длина пути от произвольного узла уровня ресурсов {*r*_{*i*}} до произвольного узла уровня ущерба { $z(e_i, \sigma_n)$ } равна 4, т. к. максимальное значение ребра между каждым уровнем равно 1. Это значение соответствует худшему варианту выбора тестового ИТВ. Наилучший вариант пути «затраты ресурсов - ИТВ - уязвимость - элементы объекта ущерб» стремится к 0. Таким образом, «оптимальность» выбранного набора тестовых ИТВ относительно пути «затраты ресурсов – ИТВ – уязвимость - элементы объекта - ущерб» может быть оценена по степени приближения суммарного веса пути к нулю. Разница в суммарных весах различных путей, может выступать численной оценкой степени преимущества одного пути, по сравнению с другим.

4. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ МОДЕЛИ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ К НЕЙ ТЕОРИИ ГРАФОВ

Представленная модель тестирования объекта КИИ (см. рисунок 1), в большей степени соответствует логике проведения тестирования, но не в полной мере подходит для применения к ней подходов исследования из теории графов, прежде всего – методов и алгоритмов поиска кратчайших путей.

В работах [38–40] обосновывается метод и алгоритмы одновременного поиска как кратчайших, так и дополнительных путей в графе, упорядоченных по убыванию расстояния. В работах [41, 42] рассматриваются прикладные вопросы кластеризации объектов, соответствующих определенному заранее заданному критерию. Предлагается, приняв за основу подходы, изложенные в работах [38–45], сформировать методики выбора тестовых ИТВ, обеспечивающих рациональную полноту тестирования объекта КИИ. Вместе с тем, для применения подходов [38–42] к модели тестирования объекта КИИ необходимо ее преобразовать таким образом, чтобы к ней было возможно применение алгоритмов поиска кратчайших и дополнительных путей в графе [38–40].

Основу преобразования иерархической модели составит объединение в единый кластер-вершину R всех вершин на уровне ресурсов и такое же объединение всех вершин в кластер-вершину Z на уровне ущерба [41, 42]. При этом значение весов ребер не изменяется, а переходные выражения, позволяющие из значения веса ребра определить соответствующие значение параметра модели, будут получены из выражений (1) и (5):

а) для пересчета значения веса ребра $v(R, i_j)$ в значение ресурса r_j , необходимое для проведения ИТВ i_j :

$$r_j = v(R, i_j) \cdot \sum_{n=1}^{N_I} r_n; \qquad (6)$$

б) для пересчета значения веса ребра *v*(*e_j*, *Z*) в значение ущерба *z*_{*i*}:

$$z(e_j, \sigma_n) = \left(\max_{\substack{m=1..N_E\\n=1...3}} \{z(e_m, \sigma_n)\}\right) - \left(v(e_j, Z) \cdot \sum_{m=1}^{N_E} \sum_{n=1}^3 z(e_m, \sigma_n)\right) + 1.$$
(7)

Пример преобразования модели для абстрактного прототипа объекта КИИ представлен на рисунке 2.

5. ПРИМЕР ФОРМИРОВАНИЯ МОДЕЛИ

Составим модель тестирования абстрактного объекта КИИ, взяв за основу схему на рисунке 1. При этом, в соответствии с рамками исследования, в качестве прототипа объекта КИИ рассмотрим некоторый абстрактный центр связи, имеющий в своем составе 10 элементов (под ними может пониматься, например, 10 одновременно функционирующих комплектов телекоммуникационного оборудования), которым свойственны 7 уязвимостей.

Рассмотрим вариант тестирования, в котором 6 тестовых ИТВ, 7 уязвимостей, 10 элементов объекта КИИ, которые, при нарушении конкретных свойств ИБ, соответствуют определенной стоимости ущерба, которая приведена в таблице 1. Причем каждое ИТВ для своей реализации требует такого же количества условных единиц ресурса, что и его номер, т. е. 1-е ИТВ требует 1-й единицы ресурса, 2-е ИТВ – 2-й единицы ресурса и т. д. По формуле (1) рассчитаем значение весов ребер $v(r_j, i_j)$, которые связывают каждое ИТВ i_j и соответствующее значение затрат ресурса r_j (колонка A таблицы 2).



Рис. 2. Схема преобразования модели *Fig. 2. Scheme of Transformation the Model*

ТАБЛИЦА 1. Исходные данные для моделирования ущерба в условных единицах

| TABLE 1. Initial Data for Damage Modeling in Conventional Uni | its |
|---|-----|
|---|-----|

| Свойства | | | Элем | енты о | бъекта | КИИ | | |
|----------|-------|-----------------------|------------|------------|------------|-------|------------|----------|
| ИБ | e_1 | e ₂ | e 3 | e 5 | e 7 | e_8 | e 9 | e_{10} |
| σ1 | 1 | 3 | 6 | 10 | 13 | 9 | 18 | 19 |
| σ2 | 2 | 5 | 8 | 12 | 16 | 15 | 21 | 22 |
| σ3 | 4 | 7 | 11 | 14 | 17 | 20 | 24 | 23 |

Определим степени вершин на уровне ИТВ $s(i_j | i_j \rightarrow \{u\})$ по количеству инцидентных им ребер, ведущих к элементам $\{u\}$. Затем по формуле (2) определим значения весов ребер $v(i_j, u_m)$, исходящих из вершин $\{i_j\}$ уровня ИТВ в вершины $\{u_m\}$ уровня уязвимостей (колонка *В* таблицы 2).

Определим степени вершин на уровне уязвимостей $s(u_j | u_j \rightarrow \{e\})$ по количеству инцидентных им ребер, ведущих к элементам $\{e\}$. Затем по формуле (3) определим значения весов ребер $v(u_j, e_l)$, исходящих из вершин $\{u_j\}$ уровня уязвимостей в вершины $\{e_l\}$ уровня элементов объекта (колонка *С* таблицы 2).

| ГАБЛИЦА 2. | Расчетные значения | степеней вершин | и весов ребер |
|------------|---------------------------|-----------------------|---------------|
| TARIE 2 | Calculated Values of Vert | toxos Doaroos and Edu | nos Woights |

| Ν | А. Расчетные значения | В. Расчетные значе | ния степеней вершин | С. Расчетные значения степеней вершин | | |
|---------------|---|--|-------------------------|---|---|--|
| Уровни | весов ребер v(r _j , i _j), свя- | $s(i_j i_j \rightarrow \{u\})$ на ур | овне тестовых ИТВ и | $s(u_j u_j \rightarrow \{e\})$ на уровне уязвимостей и зна- | | |
| | зывающих уровень ре- | значения весов реб | ер v(i,, um), связываю- | чения весов ребер v(uj | e _l), связывающих уро- | |
| | сурсов и уровень тесто- | щих уровень тестов | ых ИТВ и уровень уяз- | вень уязвимостей и ур | овень элементов объ- | |
| Nº | вых ИТВ | ВИМ | остей | екта | КИИ | |
| узла, ј | Вес ребра v(r _j , i _j) | Степень вершины $s(i_j i_j \rightarrow \{u\})$ | Вес ребра v(ij, um) | Степень вершины $s(u_j u_j \rightarrow \{e\})$ | Bec ребра v(u _j , e _l) | |
| 1 | 0,048 | 2 | 0,083 | 1 | 0,143 | |
| 2 | 0,095 | 3 | 0,056 | 4 | 0,036 | |
| 3 | 0,143 | 1 | 0,167 | 3 | 0,048 | |
| 4 | 0,19 | 2 | 0,083 | 1 | 0,143 | |
| 4 | 0,238 | 3 | 0,056 | 3 | 0,048 | |
| 5 | 0,286 | 3 | 0,056 | 3 | 0,048 | |
| 6 | 0,048 | 2 | 0,083 | 2 | 0,071 | |
| 7 | _ | _ | _ | 1 | 0,143 | |

При рассмотрении уровня элементов объекта КИИ введем допущение, что дестабилизирующее влияние одного элемента на другой отсутствует и все элементы рассматриваются независимо – $\forall P_{\text{ДB}}(e_i, e_m, \sigma_n) = 0$, поэтому $\forall g(e_i, e_m, \sigma_n) = 1$. С учетом того, что значения $\forall v(u_i, e_i)$ и $\forall v(e_i, z_i)$ много меньше 1, то можно считать такое значение $\forall g(e_i, e_m, \sigma_n)$ «топологически непроходимым» и в дальнейших расчетах не учитывать.

В соответствии с выражением (5) определим значения весов ребер $v(e_i, z_i)$, исходящих из вершин $\{e_j\}$ уровня элементов в вершины $\{z_i\}$ уровня ущербов на основании исходных данных (см. таблицу 1).

Значения весов ребер *v*(*e*_{*i*}, *z*_{*i*}) представлены в таблице 3. В общем виде модель аудита защищенности объекта КИИ с рассчитанными значениями степеней вершин и весами ребер представлена на рисунке 3. Иерархическая модель позволяет вести анализ применимости тех или иных ИТВ методами теории графов – путем поиска кратчайших путей т. к. выбор весов ребер сформирован таким образом, чтобы меньшему значению веса ребра соответствовал «лучший вариант перехода» с одного уровня модели на другой.

| Свойства | а Элементы объекта КИИ | | | | | | | |
|------------|------------------------|-----------------------|------------|------------|------------|------------|------------|------------------------|
| ИБ | e 1 | <i>e</i> ₂ | e 3 | e 5 | e 7 | e 8 | e 9 | <i>e</i> ₁₀ |
| σ_1 | 0,08 | 0,073 | 0,063 | 0,05 | 0,04 | 0,053 | 0,023 | 0,02 |
| σ2 | 0,077 | 0,067 | 0,057 | 0,043 | 0,030 | 0,033 | 0,013 | 0,01 |
| σ3 | 0,07 | 0,06 | 0,047 | 0,037 | 0,027 | 0,017 | 0,003 | 0,007 |

ТАБЛИЦА 3. Значения весов ребер $v(e_j, z_l)$ по свойствам σ_n TABLE 3. The Values of the Edge Weights $v(e_j, z_l)$ by the Properties σ_n

Например, применяя на топологической модели алгоритм поиска кратчайшего пути Дейкстры между множеством узлов на уровне ресурсов $\{r\}$ и узлов на уровне ущерба $\{z\}$, можно установить, что кратчайший путь между верхним и нижним уровнями лежит по узлам (r_2 , i_2 , u_5 , e_9 , z_{24}), а его длина равна 0,201. На основании этого можно сделать вывод о предпочтительности использования ИТВ i_2 для тестирования объекта КИИ (обозначен на рисунке 3 черной жирной линией). Дальнейший анализ возможностей использования этого ИТВ показывает, что оно может быть использовано для тестирования: уязвимостей $\{u_1, u_3, u_5\}$, элементов $\{e_1, e_2, u_3, u_5\}$ ез, еъ, еъ, ев, ев – пути тестирования обозначены на рисунке 3 серыми жирными линиями. При этом расходы условного ресурса для проведения тестирования составят *r* = 2. Суммарный выявленный и потенциально предотвращенный ущерб для всех свойств ИБ вышеуказанных элементов составит π = 221 условных единиц. Это значение, с учетом того, что суммарный ущерб по всем уязвимостям и элементам объекта КИИ равен 300 условным единицам, составляет относительное значение выявленного и потенциально предотвращенного ущерба $\pi_{\text{отн}} = 73 \%$.



Рис. 3. Пример модель аудита защищенности объекта КИИ Fig. 3. An Example of the Model of Security Audit of a Critical Information Infrastructure Object

выводы

Данная модель формализует процесс тестирования объекта КИИ в виде многоуровневой топологической модели, отдельные уровни которой соответствуют: затратам ресурса на проведение ИТВ, тестовым ИТВ, уязвимостям, элементам объекта КИИ и уровням ущерба. Применение к данной модели методов поиска кратчайших путей позволяет определить «более лучшие» ИТВ по критерию «эффективность/стоимость», а также сформировать тестовые наборы ИТВ, которые обеспечат рациональную полноту аудита объекта КИИ. В дальнейшей работе данная модель используется в составе методики, для обоснования набора тестовых ИТВ для рациональной полноты оценки защищенности объекта КИИ в условиях ограниченных ресурсов.

Новизной представленной в данном подразделе модели тестирования защищенности объекта КИИ, отличающей ее от формальных подходов, представленных в работах [2, 32–37, 43, 44], является то, что модель в формальном виде взаимоувязано учитывает: – эффективность отдельных тестовых ИТВ, в части выявленного и потенциально предотвращенного ущерба;

– ориентированность отдельных ИТВ на проверку конкретного множества уязвимостей определенных элементов объекта КИИ; – расход в процессе тестирования определенного количества ресурса аудитора.

Исследование модели подходами из теории графов позволит обосновать тестовые наборы ИТВ обеспечивающих рациональную полноту аудита защищенности объекта КИИ.

Список используемых источников

1. Макаренко С.И. Аудит информационной безопасности: основные этапы, концептуальные основы, классификация мероприятий // Системы управления, связи и безопасности. 2018. № 1. С. 1–29. DOI:10.24411/2410-9916-2018-10101

2. Макаренко С.И. Аудит безопасности критической инфраструктуры специальными информационными воздействиями. Монография. СПб.: Наукоемкие технологии, 2018. 122 с.

3. Кашаев Т.Р. Алгоритмы активного аудита информационной системы на основе технологий искусственных иммунных систем. Автореф. дис. ... канд. техн. наук. Уфа: УГАТУ, 2008. 19 с.

4. Марков А.С., Цирлов В.Л., Барабанов А.В. Методы оценки несоответствия средств защиты информации. М.: Радио и связь, 2012. 192 с.

5. Скабцов Н. Аудит безопасности информационных систем. СПб.: Питер, 2018. 272 с.

6. Penetration Testing. Procedures & Methodologies. EC-Council Press, 2011. 237 p.

7. Kennedy D., O'Gorman J., Kearns D., Aharoni M. Metasploit. The Penetration Tester's Guide. San Francisco: No Starch Press, 2011. 299 p.

8. Makan K. Penetration Testing with the Bash shell. Birmingham: Pact Publishing, 2014. 133 p.

9. Cardwell K. Building Virtual Pentesting Labs for Advanced Penetration Testing. Birmingham: Pact Publishing, 2016. 518 p.

10. Макаренко С.И. Информационное оружие в технической сфере: терминология, классификация, примеры // Системы управления, связи и безопасности. 2016. № 3. С. 292–376. DOI:10.24411/2410-9916-2016-10311

11. Макаренко С.И. Проблемы и перспективы применения кибернетического оружия в современной сетецентрической войне // Спецтехника и связь. 2011. № 3. С. 41–47.

12. Макаренко С.И., Смирнов Г.Е. Анализ стандартов и методик тестирования на проникновение // Системы управления, связи и безопасности. 2020. № 4. С. 44–72. DOI:10.24411/2410-9916-2020-10402

13. Климов С. М. Имитационные модели испытаний критически важных информационных объектов в условиях компьютерных атак // Известия ЮФУ. Технические науки. 2016. № 8(181). С. 27–36.

14. Климов С.М., Сычёв М.П. Стендовый полигон учебно-тренировочных и испытательных средств в области обеспечения информационной безопасности // Информационное противодействие угрозам терроризма. 2015. № 24. С. 206–213.

15. Петренко А.А., Петренко С.А. Киберучения: методические рекомендации ENISA // Вопросы кибербезопасности. 2015. № 3(11). С. 2–14.

16. Бойко А.А., Дьякова А.В. Способ разработки тестовых удаленных информационно-технических воздействий на пространственно распределенные системы информационно-технических средств // Информационно-управляющие системы. 2014. № 3(70). С. 84–92.

17. Бойко А.А., Дьякова А.В., Храмов В.Ю. Методический подход к разработке тестовых способов удаленного информационно-технического воздействия на пространственно распределенные системы информационнотехнических средств // Кибернетика и высокие технологии XXI века XV Международная научно-техническая конференция. Воронеж: НПФ «САКВОЕЕ», 2014. С. 386–395.

18. Бойко А.А., Обущенко Е.Ю., Щеглов А.В. Особенности синтеза полного множества тестовых способов удаленного информационно-технического воздействия на пространственно распределенные системы информационно-технических средств // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Системный анализ и информационные технологии. 2017. № 2. С. 33–45.

19. Баранова Е.К., Худышкин А.А. Особенности анализа безопасности информационных систем методом тестирования на проникновение // Моделирование и анализ безопасности и риска в сложных системах. Труды международной научной школы МАБР. 2015. С. 200–205.

20. Баранова Е.К., Чернова М.В. Сравнительный анализ программного инструментария для анализа и оценки рисков информационной безопасности // Проблемы информационной безопасности. Компьютерные системы. 2014. № 4. С. 160–168.

21. Бегаев А.Н., Бегаев С.Н., Федотов В.А. Тестирование на проникновение. СПб: Университет ИТМО, 2018. 45 с.

22. Богораз А.Г., Пескова О.Ю. Методика тестирования и оценки межсетевых экранов // Известия ЮФУ. Технические науки. 2013. № 12(149). С. 148–156.

23. Дорофеев А. Тестирование на проникновение: демонстрация одной уязвимости или объективная оценка защищенности? // Защита информации. Инсайд. 2010. № 6(36). С. 72–73.

24. Умницын М.Ю. Подход к полунатурному анализу защищенности информационной системы // Известия Волгоградского государственного технического университета. 2018. № 8(218). С. 112–116.

25. Бородин М.К., Бородина П.Ю. Тестирование на проникновение средства защиты информации VGATE R2 // Региональная информатика и информационная безопасность. СПб., 2017. С. 264–268.

26. Полтавцева М.А., Печенкин А.И. Интеллектуальный анализ данных в системах поддержки принятия решений при тестировании на проникновение // Проблемы информационной безопасности. Компьютерные системы. 2017. № 3. C. 62-69.

27. Кадан А.М., Доронин А.К. Инфраструктурные облачные решения для задач тестирования на проникновение // Ученые записки ИСГЗ. 2016. Т. 14. № 1. С. 296-302.

28. Еременко Н.Н., Кокоулин А.Н. Исследование методов тестирования на проникновение в информационных системах // Master's Journal. 2016. № 2. С. 181–186.

29. Туманов С.А. Средства тестирования информационной системы на проникновение // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. 2015. № 2 (36). С. 73–79.

30. Кравчук А.В. Модель процесса удаленного анализа защищенности информационных систем и методы повышения его результативности // Труды СПИИРАН. 2015. № 1(38). С. 75-93.

31. Горбатов В.С., Мещеряков А.А. Сравнительный анализ средств контроля защищенности вычислительной сети // Безопасность информационных технологий. 2013. Т. 20. № 1. С. 43-48.

32. Pfleeger C.P., Pfleeger S.L., Theofanos M.F. A methodology for penetration testing // Computers & Security. 1989. T. 8. № 7. C. 613-620.

33. McDermott J. P. Attack net penetration testing // NSPW. 2000. C. 15–21.

34. Alisherov F., Sattarova F. Methodology for penetration testing // International Journal of Grid and Distributed Computing. 2009. C. 43-50.

35. Ami P., Hasan A. Seven phrase penetration testing model // International Journal of Computer Applications. 2012. T. 59. № 5. C. 16-20.

36. Holik F., Horalek J., Marik O., Neradova S., Zitta S. Effective penetration testing with Metasploit framework and methodologies // Proceedings of the 15th International Symposium on Computational Intelligence and Informatics (CINTI). IEEE, 2014. PP. 237-242. DOI:10.1109/CINTI.2014.7028682

37. Herzog P. Open-source security testing methodology manual // Institute for Security and Open Methodologies (ISECOM). 2003. URL: https://untrustednetwork.net/files/osstmm.en.2.1.pdf (дата обращения 12.02.2021)

38. Макаренко С.И. Метод обеспечения устойчивости телекоммуникационной сети за счет использования ее топологической избыточности // Системы управления, связи и безопасности. 2018. № 3. С. 14–30. DOI: 10.24411/2410-9916-2018-10302

39. Цветков К.Ю., Макаренко С.И., Михайлов Р.Л. Формирование резервных путей на основе алгоритма Дейкстры в целях повышения устойчивости информационно-телекоммуникационных сетей // Информационно-управляющие системы. 2014. № 2(69). С. 71-78.

40. Макаренко С.И., Квасов М.Н. Модифицированный алгоритм Беллмана-Форда с формированием кратчайших и резервных путей и его применение для повышения устойчивости телекоммуникационных систем // Инфокоммуникационные технологии. 2016. Т. 14. № 3. С. 264–274.

41. Макаренко С. И. Обеспечение устойчивости телекоммуникационной сети за счет ее иерархической кластеризации на области маршрутизации // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 4. С. 54–67. DOI:10.31854/ 1813-324X-2018-4-4-54-67

42. Макаренко С.И. Локализация областей воздействия дестабилизирующих факторов в сети связи на основе алгоритма иерархической кластеризации Ланса-Вильямса // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2014. № 4(16). C. 70-77.

43. Аветисян А.И., Белеванцев А.А., Чукляев И.И. Технологии статического и динамического анализа уязвимостей программного обеспечения // Вопросы кибербезопасности. 2014. № 3(4). С. 20-28.

44. Мясников А.В. Построение модели информационной системы для автоматизации тестирования на проникновение // Проблемы информационной безопасности. Компьютерные системы. 2020. № 3. С. 32–39.

Model of Security Audit of a Critical Information Infrastructure Object with Use the Test Cyber Attacks

S. Makarenko^{1, 2}, G. Smirnov^{2, 3}

¹Saint-Petersburg Federal Research Center of the Russian Academy of Sciences,

St. Petersburg, 199178, Russian Federation

²Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI", St. Petersburg, 197376, Russian Federation

³Intel Group ltd,

St. Petersburg, 197372, Russian Federation

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-94-104 Received 29th January 2021 Accepted 12th February 2021

For citation: Makarenko S., Smirnov G. Model of Security Audit of a Critical Information Infrastructure Object with Use the Test Cyber Attacks. *Proc. of Telecom. Universities.* 2021;7(1):94–104. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-94-104

Abstract: The article presents a model for auditing the security of a critical information infrastructure object by test information and technical influences. This model formalizes an object in the form audit process of a multilevel topological model, the individual levels of which correspond to: resource costs for impacts, test information and technical impacts, vulnerabilities, object elements and damage levels. The use of this model in audit practice will make it possible to substantiate the most effective impacts on the basis of the "efficiency / cost" criterion, as well as form test suites that will ensure the rational completeness of the audit of a critical infrastructure facility.

Keywords: *critical information infrastructure, penetration testing, security audit, cyber attack.*

References

1. Makarenko S.I. Audit of Information Security - the Main Stages, Conceptual Framework, Classification of Types. *Systems of Control, Communication and Security*. 2018;1:1-29 (in Russ.) DOI:10.24411/2410-9916-2018-10101

2. Makarenko S.I. *Security audit of critical infrastructure with special information impacts. Monograph.* Saint Petersburg: Naukoemkie tehnologii Publ.; 2018. 122 p. (in Russ.)

3. Kashaev T.R. Algorithms for Active Audit of the Information System Based on Artificial Immune System Technologies. PhD Thesis. Ufa: Ufa State Aviation Technical University Publ.; 2008. 19 p. (in Russ.)

4. Markov A.S., Tsirlov V.L., Barabanov A.V. *Methods of Compliance of Information Security*. Moscow: Radio i Sviaz Publ.; 2012. 192 p. (in Russ.)

5. Skabtsov N. Security Audit of Information Systems. Saint Petersburg: Piter Publ.; 2018. 272 p. (in Russ.)

6. Penetration Testing. Procedures & Methodologies. EC-Council Press; 2011. 237 p.

7. Kennedy D., O'Gorman J., Kearns D., Aharoni M. *Metasploit. The Penetration Tester's Guide*. San Francisco: No Starch Press; 2011. 299 p.

8. Makan K. *Penetration Testing with the Bash shell*. Birmingham: Pact Publishing; 2014. 133 p.

9. Cardwell K. Building Virtual Pentesting Labs for Advanced Penetration Testing. Birmingham: Pact Publishing; 2016. 518 p.

10. Makarenko S.I. Information Weapon in Technical Area – Terminology, Classification and Examples. *Systems of Control, Communication and Security*. 2016;3:292-376. (in Russ.) DOI:10.24411/2410-9916-2016-10311

11. Makarenko S.I. Problems and Prospects for the Use of Cyber Weapons in Today's Network-Centric Warfare. *Specialized Machinery and Communication*. 2011;3:41–47. (in Russ.)

12. Makarenko S.I., Smirnov G.E. Analysis of Penetration Testing Standards and Methodologies. *Systems of Control, Communication and Security*. 2020;4:44–72. (in Russ.) DOI:10.24411/2410-9916-2020-10402

13. Klimov S.M. Imitating Models of Testing the Critically Important Information Objects in the Conditions of Computer Attacks. *Izvestiya SFedU. Engineering Sciences*. 2016;181(8):27–36. (in Russ.)

14. Klimov S.M., Sychev M.P. Poster polygon for training and testing facilities in the field of information security. *Information counteraction to the terrorism threats*. 2015;24:206–213. (in Russ.)

15. Petrenko A.A., Petrenko S.A. Cyber education: methodical recommendations ENISA. *Voprosy kiberbezopasnosti*. 2015;11(3):2–14. (in Russ.)

16. Boyko A.A., Djakova A.V. Method of Developing Test Remote Information-Technical Impacts on Spatially Distributed Systems of Information-Technical Tools. *Informatisionno-upravliaiushchie sistemy*. 2014;70(3):84–92. (in Russ.)

17. Boyko A.A., Djakova A.V. Hramov V.Ju. Methodological Approach to the Development of Test Methods for Remote Information Technology Impact on Spatially Distributed Systems of Information Technology Tools. *Cybernetics and high technologies of the XXI century XV international scientific and technical conference*. Voronezh: SAKVOEE Publ.; 2014. p.386–395 (in Russ.)

18. Boyko A.A., Obushenko E.Y., Shcheglov A.V. About synthesis of a full set of test methods of remote information-technical impacts on spatially distributed systems of information-technical tools. *Proceedings of Voronezh State University. Series: Systems analysis and information technologies.* 2017;2:33–45. (in Russ.)

19. Baranova E.K., Hudyshkin A.A. Features of Information System Security Analysis by Penetration Testing. *Proceedings of the international scientific school on Modeling and analysis of security and risk in complex systems, MABR-2015*]. 2015. p.200–205 (in Russ.)

20. Baranova E.K., Chernova M.V. Comparative analysis of programming tools for cybersecurity risk assessment. *Information Security Problems. Computer Systems.* 2014;4:160–168 (in Russ.)

21. Begaev A.N., Begaev S.N., Fedotov V.A. *Penetration testing*. Saint Petersburg: Saint Petersburg National Research University of Information Technologies Mechanics and Optics Publ.; 2018. 45 p. (in Russ.)

22. Bogoras A.G., Peskova O.Y. Methodology for testing and assessment of firewalls. *Izvestiya SFedU. Engineering Sciences*. 2013;149(12):148–156. (in Russ.)

23. Dorofeev A. Penetration Testing: Demonstration of One Vulnerability or an Objective Security Assessment? *Zaŝita informacii. Inside.* 2010;36(6):72–73. (in Russ.)

24. Umnitsyn M.Y. Approach to semi-natural security evaluation of information system. *Izvestia VSTU*. 2018;218(8): 112–116 (in Russ.)

25. Borodin M. K., Borodina P. Ju. VGATE R2 Information Security Penetration Testing. *Regional'naja informatika i informacionnaja bezopasnost* [*Regional Informatics and information security*]. Saint Petersburg, 2017. p.264–268 (in Russ.)

26. Poltavtseva M.A., Pechenkin A.I. Data mining methods in penetration tests decision support system. *Information Security Problems. Computer Systems*. 2017;3:62–69. (in Russ.)

27. Kadan A.M., Doronin A.K. Cloud infrastructure solutions for penetration testing. *Uchenye zapiski ISGZ*. 2016;14(1): 296–302. (in Russ.)

28. Eremenko N.N., Kokoulin A.N. Research of methods of penetration testing in information systems. *Master's Journal*. 2016;2:181–186 (in Russ.)

29. Tumanov S.A. Penetration testing tools for information systems. *Proceedings of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics*. 2015;36(2):73–79. (in Russ.)

30. Kravchuk A. V. The model of process of remote security analysis of information systems and methods of improving it's performance. *SPIIRAS Proceedings*. 2015;38(1):75–93. (in Russ.)

31. Gorbatov V.S., Meshcheryakov A.A. Comparative analysis of computer network security scanners. *IT Security*. 2013;20(1):43–48. (in Russ.)

32. Pfleeger C.P., Pfleeger S.L., Theofanos M.F. A methodology for penetration testing. *Computers & Security*. 1989;8(7): 613–620.

33. McDermott J. P. Attack net penetration testing. *NSPW*. 2000:15–21.

34. Alisherov F., Sattarova F. Methodology for penetration testing. *International Journal of Grid and Distributed Computing*. 2009:43–50.

35. Ami P., Hasan A. Seven phrase penetration testing model. International Journal of Computer Applications. 2012;59(5):16–20.

36. Holik F., Horalek J., Marik O., Neradova S., Zitta S. Effective penetration testing with Metasploit framework and methodologies. 2014 IEEE 15th International Symposium on Computational Intelligence and Informatics (CINTI). IEEE; 2014. p.237–242. DOI:10.1109/CINTI.2014.7028682

37. Herzog P. Open-source security testing methodology manual. *Institute for Security and Open Methodologies (ISECOM)*. 2003. Available from: https://untrustednetwork.net/files/osstmm.en.2.1.pdf [Accessed 12th February 2021]

38. Makarenko S.I. Stability method of telecommunication network with using topological redundancy. *Systems of Control, Communication and Security*. 2018;3:14–30. (in Russ.) DOI:10.24411/2410-9916-2018-10302

39. Tsvetcov K.U., Makarenko S.I., Mikhailov R.L. Forming of Reserve Paths Based on Dijkstra's Algorithm in the Aim of the Enhancement of the Stability of Telecommunication Networks. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*. 2014:69(2):71–78. (in Russ.)

40. Makarenko S.I., Kvasov M.N. Modified Bellman-Ford Algorithm with Finding the Shortest and Fallback Paths and its Application for Network Stability Improvement. *Infocommunikacionnye tehnologii.* 2016;14(3):264–274. (in Russ.) DOI:10.18469/ikt.2016.14.3.06

41. Makarenko S.I. Hierarchical Clustering of Telecommunication Network to the Independent Routing Areas for the Purposes to Ensure Stability. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2018;4(4):54-67. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2018-4-4-54-67

42. Makarenko S.I. Area localization of destabilizing factors influence in communication network on the basis of Lance-Williams algorithm of hierarchical clustering. *Radio and telecommunication systems*. 2014;4:70–77. (in Russ.)

43. Avetisyan A.I., Belevantsev A.A., Chucklyaev I.I. The technologies of static and dynamic analyses detecting vulnerabilities of software. *Voprosy kiberbezopasnosti*. 2014;4(3):20–28 (in Russ.).

44. Myasnikov A.V. Building information system model for application in penetration testing automation problem. *Information Security Problems. Computer Systems*. 2020;3:32–39 (in Russ.).

| | Сведения об авторах: |
|------------------------------|---|
| МАКАРЕНКО Сергей Иванович | доктор технических наук, доцент, ведущий научный сотрудник лаборато- рии информационных технологий в системном анализе и моделировании Санкт-Петербургского федерального исследовательского центра РАН, про- фессор кафедры информационной безопасности Санкт-Петербургского гос- ударственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В.И. Улья- нова (Ленина), <u>mak-serg@yandex.ru</u> в https://orcid.org/0000-0001-9385-2074 |
| СМИРНОВ Глеб Евгеньевич | преподаватель кафедры информационной безопасности Санкт-Петербург- ского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина), научный сотрудник ООО «Корпорация «Интел групп» <u>science.cybersec@yandex.ru</u> |

УДК 004: 519.854

Организация Web-ориентированного сервиса мониторинга окружающей среды с использованием данных дистанционного зондирования Земли и конвейеризации обработки данных

А.В. Скатков¹, К.В. Кротов¹

¹Севастопольский государственный университет, Севастополь,299053, Российская Федерация *Адрес для переписки: krotov_k1@mail.ru

Информация о статье

Поступила в редакцию 10.08.2020 Принята к публикации 28.01.2021

Ссылка для цитирования: Скатков А.В., Кротов К.В. Организация Web-ориентированного сервиса мониторинга окружающей среды с использованием данных дистанционного зондирования Земли и конвейеризации обработки данных // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 1. С. 105-121. DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-105-121

Аннотация: Анализируются виды данных дистанционного зондирования Земли и способы их обработки, которые реализуются с целью идентификации на земной поверхности негативных природных явлений и техногенных воздействий на окружающую среду, их характеристик и условий распространения. Выполняется обоснование необходимости конвейеризации обработки данных дистанционного зондирования Земли в Web-opueнтированных сервисах мониторинга окружающей среды. Обосновывается архитектурная организация Web-opueнтированных сервисов мониторинга окружающей среды, функциональная схема системы получения и обработки данных. На основе анализа способов тематической и POST-темати-ческой обработки данных выполняется обоснование организации многостадийной (конвейерной) системы реализации действий с ними, обеспечивающих разносторонний мониторинг окружающей среды.

Ключевые слова: данные дистанционного зондирования Земли, Web-ориентированный сервис мониторинга окружающей среды, конвейеризированная обработка данных.

Введение

В соответствии с [1] комплексный мониторинг окружающей среды (ОС) предполагает обнаружение и контроль природных явлений, оказывающих негативное влияние на ОС (негативных природных явлений (НПЯ)), обнаружение и контроль техногенных воздействий (ТВ) на ОС. К НПЯ, для обнаружения, контроля динамики, определения условий распространения которых используются данные дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ), отнесены [1, 2]:

– болезни лесных насаждений, вспышки размножения насекомых-фитофагов, влияние выбросов вредных веществ предприятий на растительность, деградация и гибель растительности;

 почвенно-эрозийные процессы, приводящие к изменению распределения растительного покрова. К загрязнениям техногенного характера (ТВ), для обнаружения, контроля динамики, определения условий распространения которых и их влияния на окружающую среду используются данные Д33, отнесены [1, 2]:

 подземные и наземные разливы нефти и нефтепродуктов, возникающие вследствие аварий на нефтедобывающих установках либо разрывов нефтепроводов;

– несанкционированные свалки бытовых, промышленных и строительных отходов.

Основными задачами, решаемыми с использованием данных ДЗЗ для мониторинга ОС, являются: оперативное обнаружение НПЯ и ТВ на ОС, их типизация, наблюдение за их динамикой, определение их характеристик и условий распространения. Современные технологии получения данных ДЗЗ предусматривают, что они являются свободно распространяемыми, предоставляемыми к использованию различными Интернет-ресурсами (центрами хранения и предоставления данных). В связи с этим требуется построение систем получения данных ДЗЗ по запросам пользователей, их обработки, соответствующей требованиям пользователей. С этой целью реализуется разработка Webориентированных сервисов мониторинга 0C. Т. к. одновременно к этим сервисам может обращаться большое количество пользователей, то в них требуется реализовать высокопроизводительную обработку данных ДЗЗ с целью снижения времени отклика на запросы. Одним из вариантов организации высокопроизводительной обработки данных ДЗЗ является ее конвейеризация. В этом случае основной задачей является обоснование возможности и способа конвейеризации обработки данных ДЗЗ.

1. Анализ существующих подходов к реализации мониторинга окружающей среды с использованием данных дистанционного зондирования Земли

Анализ указанных видов загрязнений ОС и НПЯ показал, что их обнаружение, контроль динамики и определение их параметров возможен с использованием данных ДЗЗ, характеризующих состояние подстилающей земной поверхности (почвенноэрозийные процессы, загрязнения вследствие разливов нефтепродуктов, несанкционированные свалки промышленных и строительных отходов) и состояние растительности (влияние на лесные насаждения атмосферных загрязнений, вспышек болезней, очагов размножения насекомых-фитофагов). Для осуществления мониторинга окружающей среды с целью идентификации очагов загрязнения ОС, НПЯ, условий их развития используются данные ДЗЗ разных типов, получемые различными видами аппаратуры, функционирующей в разных диапазонах спектра электромагнитных волн, соответствующие различным размерам полигонов, задаваемых пользователями. Соответственно, для них требуется реализация разных способов обработки.

Физической основой ДЗЗ с использованием оптико-электронных приборов является зависимость между зарегистрированными параметрами собственного либо отраженного излучения объектов (явлений) на подстилающей земной поверхности и ее физическими (химическими) характеристиками. Приборы формируют спектрально-отражательные характеристики объектов поверхности, выполняют измерение отраженного (собственного) излучения от земной поверхности в различных участках спектра. Различимость объектов (явлений) обеспечивается за счет разных значений их отражательной способности [1-4] (разных значений коэффициента отраженной солнечной яркости (КСЯ)). Задача мониторинга окружающей среды с использованием данных ДЗЗ состоит в оценке динамики отражательных свойств земной поверхности, в распознавании объектов (явлений) на основе данных измерений их отраженного (собственного) излучения. Для ее решения используются многозональные (многоспектральные) данные ДЗЗ, соответствующие характеристикам отражательной способности земной поверхности, измеренным в нескольких диапазонах спектра излучения. Многозональные данные – это набор массивов значений отраженной спектральной яркости, измеренных в различных спектральных диапазонах для определенного участка земной поверхности. Каждый элемент одного массива представляет собой значение интенсивности отраженного (собственного) излучения земной поверхности, измеренное для определенной точки земной поверхности в одном спектральном диапазоне.

Детектирование наличия болезней лесных насаждений выполняется с использованием данных ДЗЗ низкого разрешения спектрорадиометра MODIS искусственных спутников Земли (ИСЗ) Aqua, Terra (разрешение 500-1000 м). Детектирование таких НПЯ и ТВ на ОС, как несанкционированные свалки промышленных, бытовых и строительных отходов, разливы нефтепродуктов, почвенно-эрозийные процессы, выполняется с использованием данных ДЗЗ среднего разрешения ИСЗ LandSat 8 (разрешение 30 м). В тоже время детальное описание явлений на больших пространствах является трудно разрешимой задачей, поэтому для уточнения характеристик НПЯ и ТВ, определения условий их распространения используются данные ИСЗ LandSat 8, соответствующие ограниченной области, в которой зафиксировано явление.

Для обнаружения НПЯ и ТВ на ОС необходим контроль динамики отражательной способности земной поверхности и растительности на ней, т.е. необходимо сопоставление разновременных данных ДЗЗ для выявления изменений отражательных свойств поверхности. При использовании разновременных данных ДЗЗ фиксируется факт различия значений отражательной способности для отдельных участков полигонов, задаваемых пользователями, и на основе зафиксированного различия делается вывод о наличии НПЯ либо ТВ на ОС. Идентификация наличия НПЯ и ТВ на ОС реализуется путем анализа динамики многозональных данных об отражательной способности поверхности в определенных спектральных каналах. При обнаружении на земной поверхности НПЯ либо ТВ на ОС требуется определить их характеристики и условия распространения.

Наряду с идентификацией наличия НПЯ либо ТВ на ОС, выполняемой на основе данных ДЗЗ низкого или среднего разрешения, требуется определить их характеристики с целью дальнейшего контроля динамики и прогнозирования развития [1, 5]. Если обнаружение НПЯ либо ТВ на ОС выполняется для территорий большого размера (региона), где контролируется динамика отражательных свойств подстилающей поверхности и растительности на ней, то идентификация характеристик явлений (воздействий) должна быть выполнена на территории, на которой они зафиксированы (локальная область меньшего размера). Поэтому определение характеристик явлений (воздействий), а также условий их распространения (развития) выполняется с использованием данных среднего либо высокого разрешения, соответствующих территории, на которой эти явления (воздействия) зафиксированы.

Для каждого из рассматриваемых НПЯ и ТВ на ОС определены параметры, их характеризующие либо характеризующие условия их распространения. Они сведены в таблицу 1. Для получения информации о наличии и виде НПЯ и ТВ на ОС, их характеристик и условий распространения многозональные спутниковые данные, формируемые ИСЗ, должны быть подвергнуты предварительной и тематической обработке. Предварительная обработка снимков осуществляется для устранения различного рода искажений во время проведения съемки и реализуется с целью повышения точности результатов. Современные технологии получения спутниковых данных предусматривают, что многозональные снимки указанных ИСЗ являются свободно распространяемыми, предоставляемыми к использованию интернет-ресурсами.

ТАБЛИЦА 1. Характеризующие НПЯ и ТВ на ОС параметры

TABLE 1. Parameters Characterizing the Negative Natural Phenomena and Man-Made Impacts on the Environment

| Nº | Природное явление/ техногенное воздействие на ОС | Параметры, характеризующие явление (воздействие) | Параметры, характеризующие условия распространения явлений и воздействий | Способ определения параметров |
|----|--|--|--|--|
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 |
| 1 | Болезни лесных насаж- дений (воздействие раз- множения насекомых-фитофагов, техногенные воздей- ствия-загрязнение атмосферы) | – площадь повреждений [6] – координаты линии контура [6] | тип лесных насаждений [7] состав насаждений [далее – 8] состояние растительного покрова (степень усыхания растительности) слабо поврежденная/ ослабленная, сильно ослабленная, усыхающая цифровая модель рельефа (ЦМР) | Aqua, Terra (MODIS), LandSat 8 (OLI/TIRS), данные SRTM |
| 2 | Эрозия почвы | – площадь и форма явления [9–11] – координаты границы [9, 10] | почвозащитная способность растительности (определяется по виду растительности на поверхности) [9, 10]; влагосодержание почвы (определяется по косвенным признакам, связанным с влагосодержанием растительности) [11] температура подстилающей поверхности [9, 10]; степень эродируемости почвы [11] ЦМР [11] | LandSat 8(OLI/TIRS), данные SRTM |
| 3 | Механические воздей- ствия на почву (свалки промышленных и строительных отходов) | – площадные характери- стики [1] – степень нарушения зе- мель [1, 12, 13] | вид отходов, реализующих воздей- ствие (строительные, бытовые, про- мышленные) [1, 12, 13]; температура слоя отходов [1]; ЦМР [12, 13]. | LandSat 8(OLI/TIRS), данные SRTM |
| 4 | Загрязнение почвы нефтепродуктами | – площадь и форма пятна загрязнения [1], – координаты контура [5, 7] – степень нарушения растительности [1] | положение участка загрязнения на рельефе [далее – 1] степень деградации почвы – опре- деляется по косвенным признакам на основе состояния растительно- сти тип и состояние естественной тра- вянистой, кустарниковой и лесной растительности наличие поверхностных водоемов (ручьи, реки, озера, пруды) рельеф территории (учет поверх- ностного стока с территории) тип почвенного покрова (глина, гравий, песок) – характеризуется ее составом, определяемым на основе почвенных карт гидрометеорологический прогноз: температура воздуха, температура поверхности | LandSat (OLI/TIRS) данные SRTM |
Особенностью данных, получаемых с указанных ресурсов, является реализованная для них предварительная обработка. Исключение составляет контроль наличия облачности над определенными точками рассматриваемого полигона. На основе полученных с ресурсов данных ДЗЗ (в различных спектральных каналах) выполняется первоначальное формирование значений отраженной солнечной яркости точек на поверхности (в соответствующих спектральных диапазонах), а затем реализуется их тематическая обработка.

Для рассматриваемых задач мониторинга тематическая обработка многозональных спутниковых данных низкого и среднего разрешения (для идентификации наличия НПЯ и ТВ на ОС на земной поверхности, для определения их характеристик, а также условий развития) предполагает:

– определение по полученным в соответствии с пользовательскими запросами данным в заданных каналах, представляющих собой значения градаций серого цвета для каждой точки на поверхности, значений отражательной способности поверхности (КСЯ) в этих каналах;

 идентификацию на основе спектрально-отражательных характеристик подстилающей поверхности соответствующих объектов на ней (т. е. соотнесение точек на поверхности определенным кластерам с учетом значений отражательной способности поверхности в различных диапазонах измерений КСЯ);

– расчет для каждого кластера значений определенных индексов, характеризующих состояние поверхности (либо расчет значений оттенков цветов в RGB-модели по значениям КСЯ в разных каналах);

– формирование итоговых массивов значений параметров, отражающих текущее состояние подстилающей поверхности с точки зрения рассматриваемых явлений – формирование итоговых изображений, характеризующих состояние поверхности.

Одним из способов распределения точек на поверхности по кластерам с учетом значений отражательной способности является необучаемая кластеризация в соответствии с алгоритмом ISODATA [14] (с целью объединения пикселей со сходными свойствами в отдельные области – кластеры), после реализации которой каждый из сформированных кластеров характеризуется определенными признаками.

Для идентификации наличия НПЯ и ТВ на ОС реализуется контроль динамики отражательных свойств поверхности в отдельных участках задаваемого пользователем полигона [15]. Одним из возможных способов контроля динамики отражательных свойств подстилающей поверхности является использование разновременных значений индекса NDVI, сопоставляемых с каждым из сформированных кластеров. Зафиксированные значительные различия в значениях индекса NDVI на разновременных снимках для определенных участков земной поверхности являются свидетельством наличия некоторого НПЯ либо ТВ на ОС. В частности, для лесных насаждений степень их повреждения определяется следующим образом [16]: 25 % – слабое, 50 % – среднее, 75 % – сильное. Определение степени отличия отражательных свойств подстилающей поверхности для рассматриваемого момента времени по сравнению с ее «нормальными» отражательными свойствами (определенными с использованием ретроспективных данных) реализуется с использованием соответствующих значений индекса NDVI на основе выражения вида [17]:

$$\Delta = \frac{(NDVI_{\text{current}} - NDVI_{\text{norm}})}{NDVI_{\text{norm}}} * 100,$$

где *NDVI*_{current} – значение индекса NDVI, полученное для соответствующих точек поверхности на текущий момент времени; *NDVI*_{norm} – «нормальное» значение индекса, полученное на основе ретроспективных данных.

Для типизации объектов (явлений) в рассмотрение вводится набор признаков распознавания. Признаки распознавания идентифицируются на основе значений отражательной способности поверхности, измеренных в различных спектральных каналах приборов ИСЗ. Каждый тип объектов на поверхности характеризуется своим описанием в этом пространстве признаков.

После идентификации наличия НПЯ и ТВ на ОС в рассматриваемом полигоне, который задан пользователем, необходимо определить тип этого явления, его характеристики и условия распространения. Типизация явлений, обнаруженных в заданных полигонах, предполагает выполнение процедуры визуального дешифрирования. Для этого реализуется обработка дополнительных данных, полученных в пакете, связанном с датой, наиболее близкой к заданной пользователем. Визуальное дешифрирование также обеспечивает определение следующих параметров НПЯ и ТВ на ОС, характеризующих условия их распространения:

1) болезни лесных насаждений – тип лесных насаждений (лиственные, хвойные и смешанные), состав лесных насаждений (лиственный смешанный с небольшим количеством хвойных насаждений, смешанные с преобладанием хвойных пород, хвойные с преобладанием еловых насаждений и с небольшим количеством сосны и т. д.);

2) эрозия почвы – состояние почвенного покрова с точки зрения его гумусированности и, как следствие, почвозащитная способность растительности, влагосодержание почвенного покрова (по состоянию травянистой и кустарниковой растительности), почвозащитная способность растительности (определяется по виду растительности на участке).

Цвет и тон на формируемом изображении могут быть как «естественными» (полученными в результате измерения отражательной способности в видимых диапазонах излучения-красном, синем и зеленом каналах), так и «искусственными» (полученными путем сопоставления цвета с определенной комбинацией значений отраженной яркости, измеренных в различных диапазонах спектра). Для визуализации многоспектрального снимка в трех различных спектральных каналах реализуется отображение каждого канала в цветах RGB-модели – красном, зеленом и синем [18]. Например, комбинация каналов 5-6-2 ИСЗ Landsat 8 означает, что ближний ИК-диапазон (5-й канал: 0,845-0,885 мкм) отображается на экране красным цветом, диапазон 1,560–1,660 мкм (6-й канал) - зеленым, а видимый диапазон 0,450-0,515 мкм (2-й канал) – синим.

Для идентификации типов НПЯ и ТВ, их характеристик и условий распространения используются результаты обработки данных ИСЗ Landsat 8 в различных спектральных каналах, соответствующих только областям, где они обнаружены, а не полигонам, задаваемым пользователями. В таблице 2 обобщены основные дешифровочные признаки, в соответствии с которыми идентифицируются типы НПЯ и ТВ на ОС, а также условия их распространения.

Особенность применения индекса NDVI для определения наличия НПЯ и ТВ на ОС на основе контроля динамики отражательных свойств предполагает, что поверхность должна быть покрыта растительностью не менее, чем на 30 % (при сильно разреженной растительности на подстилающей поверхности либо в сезон ослабленной или невегетирующей растительности применение индекса NDVI не является целесообразным [17]). В случае недостаточной развитости растительности определение динамики отражательных свойств поверхности должно быть выполнено с использованием индекса SAVI - индекса растительности с коррекцией по почве (почвенного вегетационного индекса). Использование этого индекса необходимо, когда покрытие поверхности растительностью не менее 15 % [17]. Расчет характеристик отражательной способности поверхности с использованием индекса SAVI предусматривает использование выражения вида:

$$SAVI = \frac{\rho_{\rm NIR} - \rho_{\rm RED}}{\rho_{\rm NIR} + \rho_{\rm GREEN} + L} * (1 + L),$$

где *L*– коэффициент, учитывающий влияние почвы на ее отражательные характеристики [21].

Идентификация характеристик НПЯ и ТВ на ОС (см. таблицу 1) выполняется как посредством визуального дешифрирования (с использованием признаков из таблицы 2), так и путем вычисления дополнительных вегетационных, влажностных и температурных индексов. Значения этих индексов сопоставляются с выделенными в результате необучаемой классификации кластерами и характеризуют НПЯ или ТВ в рассматриваемой области локального размера, в которой они обнаружены. Указанные характеристики определяются в ходе тематической обработки в зависимости от типа явления, условиями распространения которого они являются.

Дополнительная интерпретация полученных значений NDVI позволяет определить степень разреженности растительности, которая влияет на скорость развития НПЯ, связанных с распространением болезней лесных насаждений и их поражением насекомыми-фитофагами. Идентификация степени разреженности лесных насаждений определяется в соответствии со шкалой [15].

Для идентификации текущего состояния НПЯ (ТВ) с целью контроля его динамики и дальнейшего прогнозирования его развития, определения последствий их влияния на ОС требуется зафиксировать степень нарушения растительности на поверхности. Данный параметр является характеристикой следующих явлений и воздействий на ОС:

– деградации лесных насаждений;

- загрязнения почвы нефтепродуктами;

- механического загрязнения поверхности почвы (свалки).

Идентификация степени угнетения лесной растительности выполняется посредством сравнения отражательной способности поверхности для текущих данных в соответствующих спектральных каналах с ретроспективными данными в этих же каналах.

Для идентификации степени угнетения растительности используется либо индекс NDVI либо дополнительный индекс – зеленый нормализованный разностный вегетационный индекс GNDVI, являющийся более чувствительным к изменениям содержания хлорофилла в листьях [15]:

$$GNDVI = \frac{\rho_{\text{NIR}} - \rho_{\text{GREEN}}}{\rho_{\text{NIR}} + \rho_{\text{GREEN}}},$$

где р_{NIR} – количество солнечной отраженной радиации, измеренное в ближнем инфракрасном (БИК) диапазоне спектра; р_{GREEN} – количество солнечной отраженной радиации, измеренное в видимом (зеленом) диапазоне спектра.

Значения данного индекса изменяются в диапазоне [-1; 1]. Изменение индексов NDVI либо GNDVI от первоначальных (нормальных) значений, полученных на основе ретроспективного анализа, на 25 % соответствует слабому угнетению растительности, 50 % – среднему и 75 % – сильному угнетению растительности.

ТАБЛИЦА 2. Дешифровочные признаки для типизации НПЯ, ТВ на ОС, определения условий их развития и распространения

 TABLE 2. Decryption Features for the Negative Natural Phenomena and Man-Made Impacts on the Environment, Determining the Conditions

 for their Development and Distribution

| Тип явления | Признаки дешифрирования | | | | | | |
|---|--|---|--|--|--|--|--|
| (воздействия)/ условия развития | прямые | косвенные | | | | | |
| 1 | 2 | 3 | | | | | |
| Типизация явлений/воздействий на ОС | | | | | | | |
| Эрозия почвы | Цвет и оттенок участка поверхности, в котором зафиксировано явление: -каналы 7-5-3 (здоровая растительность ярко-зеленая, открытая почва ярко-розовых оттенков) [18] -каналы 4-3-2 (открытая почва – светлые оттенки (светло-коричневый, желтый цвета)) [11] Форма участка поверхности [11]: -неправильная форма, вытянутая в направлении форм рельефа | Балочно-овражная форма рельефа [11] Повреждение травянистого и ку- старникового покрова [11] | | | | | |
| Несанкционированные свалки бытовых и промышленных отходов | Цвет, оттенок и текстура участка поверхности: -каналы 4-3-2 (цвет участка поверхности, на котором фиксируется свалка – белый, светло-серый с белыми или светло-желтыми вкраплениями, светло-желтый, светло-голубой (серый)) [13, 19] Форма участка поверхности [19]: -неправильная форма участка поверхности, на котором зафиксировано воздействие | Наличие подъездных путей/ грун- товых дорог [19] Вытянутая линейная форма вдоль автодорог [19] Повреждение травянистого, кустарникового покрова [13, 19] Цвет, оттенок растительности во- круг свалки – коричневая/ желтая в естественных цветах [5] | | | | | |
| Разливы нефтепродуктов | Наличие теплового контраста участка поверхности с разливом нефтепродуктов по сравнению с окружающими участ- ками [5, 7] Повреждение травянистого покрова на участке, где зафиксирован разлив [5, 7] | Наличие объектов транспортиро- вания и хранения нефтепродуктов [5, 7]. | | | | | |
| | Характеристики, условия развития и распространения НПЯ и Т | В на ОС | | | | | |
| Болезни лесных насаждений: – тип и состав лесных насаждений – степень угнетения лесных насаждений | Цвет и тон: каналы 4-3-2 [18]: на весенних и летних снимках хвойные леса – темно-зеленая окраска, смешанные леса с преобладанием мелколиственных пород – светло-зеленая окраска с вкраплениями темно-зеленых пятен, мелколиственные леса - светло-зеленый цвет на осенних снимках смешанные лесные насаждения – неравномерный светло-красный тон с темно-зелеными пятнами еловые леса – неравномерный тон с привлечением темно-зеленых пятен сосновые леса – светло-серый или сине-зеленый. каналы 5-4-3 [18]: растительность – в оттенках красного цвета, хвойные леса – более темно-красные/ коричневые по сравнению с лиственными лесами более светлые оттенки-травянистая или кустарниковая растительность каналы 4-3-2 [28]: угнетенная растительность – коричневая и желтая – каналы 7-5-3 [28]: | | | | | | |
| Эрозия почвы: – почвозащитная способность растительности – степень увлажнения открытой почвы – степень эродируемости почвы | Цвет и тон: каналы 4-3-2 [18–20]: на весенних и летних снимках лесные насаждения представляются оттенками зеленого цвета на весенних и летних снимках травянистая и кустарниковая растительность представляется светло-зеленым (салатным) оттенком зеленого цвета Тон (оттенок) цвета открытого участка поверхности: каналы 7-5-3 (более влажной почве соответствует более темный оттенок (тон) розового цвета в рассматриваемом участке открытой почвы) [18] Тон (оттенок) цвета открытого участка поверхности: каналы 7-5-3 (почва с большим содержанием гумуса отображается более темным оттенком, чем истощенная (без солержания гумуса) почва) [9, 18]. | | | | | | |

Анализ влагосодержания растительности позволяет определить условия развития и распространения НПЯ или ТВ [21]. Количество влаги в растениях свидетельствует об их состоянии и о возможности распространения болезней и влияния ТВ. Также влагосодержание растений косвенным образом характеризует количество влаги в почве, которое определяет степень развития эрозии (при малом количестве влаги в почве развитие ветровой эрозии является более вероятным). Для идентификации количества влаги в растительности наиболее информативным является влажностный индекс NDWI, который вычисляется следующим образом [22]:

$$NDWI = \frac{\rho_{\rm NIR} - \rho_{\rm SWIR}}{\rho_{\rm NIR} + \rho_{\rm SWIR}}$$

где $\rho_{\rm NIR}$ – количество солнечной отраженной радиации, измеренное в БИК-диапазоне спектра; $\rho_{\rm SWIR}$ – количество солнечной отраженной радиации, измеренное в среднем инфракрасном (СИК) диапазоне спектра излучения. Значения индекса NDWI изменяются в диапазоне [-1; 1].

Температура земной поверхности является условием, влияющим на развитие: эрозийных процессов почвы; процессов, происходящих в слое бытовых, промышленных и строительных отходов на несанкционированных свалках (возможное изменение состояния отходов); процессов распространения нефтепродуктов в почве, которое является следствием их разлива.

Рассматриваемые НПЯ и ТВ на ОС являются мезо- или микромасштабными. В этом случае для идентификации температуры необходимо использование данных ИСЗ Landsat 7, 8. Для расчета значений температуры подстилающей поверхности на основе данных ИСЗ Landsat 7, 8 используется формула следующего вида [23, 24]:

$$T_{\Pi OB} = \frac{K_2}{\ln(\frac{K_1}{Ot} + 1)}$$

где T_{nob} – температура поверхности; K_1 , K_2 – калибровочные константы; ρ_t – значение отраженной солнечной яркости, измеренное в одном из тепловых каналов.

Заданными значения калибровочных констант для Landsat 7 являются: $K_1 = 666,09$; $K_2 = 1282,71$. Для Landsat 8 значения K_1 , K_2 извлекаются из файла метаданных, сопровождающего сцену, передаваемую с интернет-ресурса. В зависимости от типа спутника значение ρ_t определяется на основе дискретного калиброванного значения пикселя Q_{cal} , представляющего собой значение оттенка серого цвета, получаемое из файла сцены по различным формулам. Для Landsat 7 выражение имеет вид [12]:

$$\rho_t = \frac{L_{\max\rho} - L_{\min\rho}}{Q_{cal_{\max}} - Q_{cal_{\min}}} * (Q_{cal} - Q_{cal_{\min}}) + L_{\min\rho},$$

где $L_{\max_{\rho}}$ – максимальное количество приходящего излучения ($L_{\max_{\rho}}$ = 12,65 для ETM+); $L_{\min_{\rho}}$ – минимальное количество приходящего излучения ($L_{\min_{\rho}}$ = 3,2 для ETM+); Q_{cal_max} – максимальное калиброванное значение яркости пикселя на снимке (Q_{cal_max} = 255); Q_{cal_min} – минимальное калиброванное значение яркости пикселя на снимке (Q_{cal_min} = 1).

Для Landsat 8 выражение для вычисления ρ_t имеет вид [13]:

$$\rho_t = M_0 * Q_{cal} + A_0,$$

где M_{ρ} и A_{ρ} – калибровочные коэффициенты, извлекаемые из файла метаданных, сопровождающего спутниковый снимок (сцену).

Вещества, находящиеся в твердых бытовых, промышленных и строительных отходах, являются легко растворимыми и легко вымываемыми, поэтому вместе с дождевой водой они проникают в почву, где осуществляется их последующее распространение [1, 2]. В приповерхностном слое реализуется распространение нефти и нефтепродуктов, поступающих в почву в результате их разлива из поврежденных мест хранения и транспортировки. Поэтому для определения распространения в почве вредных веществ необходима фиксация таких ее параметров, как гранулометрический состав и структура [25, 26]. Гранулометрический состав почв является их физико-механическим свойством, которое определяет степень просачивания жидкостей. Степень просачивания жидкости характеризуется возможностью формирования агрегатов из твердых элементов почвы.

Использование многозональных данных для идентификации свойств почвы предполагает применение прямых либо косвенных методов [25, 26]. Прямые методы распознавания почв предусматривают анализ их цвета и текстуры на снимках, полученных на основе многозональных данных. Эти методы применимы при типизации открытых почв, свободных от растительности. На тон, цвет, текстуру изображения влияют различные характеристики самих почв: эродированность, засоленность, солонцеватость, окарбоначенность, степень увлажнения, содержание гумуса и др. [28]. Поэтому однозначно дешифрировать состав почвы на основе многозональных данных ДЗЗ только по прямым дешифровочным признакам (цвет, тон, текстура) представляется затруднительным. Косвенные методы предусматривают анализ характера растительности, наземного покрова, рельефа и т. д. [28]. Однако использование характера изображения растительности на снимках как дешифровочного признака ограничивается не изученностью ее индикационной роли по отношению к почвам, а также изменчивостью характера растительности, связанной с антропогенными воздействиями на нее и естественными процессами [27, 28].

Идентификация НПЯ и ТВ на ОС обуславливает необходимость уточнения их характеристик и условий распространения по многозональным данным среднего разрешения (Landsat 8) в области меньшего размера, содержащей только рассматриваемое явление или воздействие. Тематическая обработка данных из каналов Landsat 8 для областей, в которых зафиксировано наличие НПЯ и ТВ, выполняется в соответствии с приведенными выше этапами и является аналогичной тематической обработке с целью идентификации динамики отражательных свойств поверхности. Таким образом, реализация мониторинга ОС с использованием данных ДЗЗ обеспечивается:

- тематической обработкой разновременных снимков полигонов, задаваемых пользователями;

- обработкой данных ДЗЗ в целью типизации НПЯ и ТВ на ОС;

– обработкой данных ДЗЗ с целью определения характеристик НПЯ и ТВ на ОС, условий их развития и распространения.

В Web-ориентированных сервисах мониторинга ОС действия по идентификации наличия НПЯ и ТВ на ОС на поверхности, их типизации, определению их характеристик и условий распространения реализуются одновременно в соответствии с запросами большого количества пользователей. Тогда выполнение этих операций связано с обработкой большого количества данных ДЗЗ. При этом функционирование Web-ориентированных сервисов мониторинга ОС должно обеспечивать минимизацию времени отклика на запросы пользователей. В силу этого обработку данных ДЗЗ требуется выполнять на параллельно функционирующих устройствах. В тоже время тематическая обработка многоспектральных данных ДЗЗ разных типов имеет одинаковую последовательность этапов. Поэтому параллельную обработку данных ДЗЗ, соответствующих различным запросам пользователей, требуется выполнять в составе конвейерной (многостадийной) системы.

2. Анализ способов параллельной обработки данных ДЗЗ в Web-ориентированных сервисах мониторинга ОС и методов управления

Работы по созданию систем мониторинга ОС с использованием данных ДЗЗ ведутся в различных научных организациях (ИКИ РАН, ИВТ СО РАН, ИАПУ ДВО РАН). Результаты работ по реализации таких систем изложены в [29–37]. Анализ этих работ позволил сформулировать следующие особенности процесса параллельной обработки данных. Получение результатов обеспечивается распределенной обработкой данных ДЗЗ на параллельно функционирующих устройствах. Принципы управления обработкой данных предполагают, что для полученных от центров хранения данных ДЗЗ определяется свободное вычислительное устройство (ВУ), куда будут направлены данные и сценарий их обработки. Свободному ВУ назначается для реализации определенный сценарий обработки, выполняется загрузка данных, обрабатывающих процедур и самого сценария для интерпретации. При этом типизация данных по какому-либо признаку, группирования однотипных данных для их обработки в соответствии с одинаковым сценарием обработки в системах не выполняется. Рост вычислительной нагрузки приводит к включению в состав системы обработки дополнительных уст-ройств (масштабированию).

Анализ способов управления обработкой показал, что наличие необработанных данных и требуемого количества ресурсов на ВУ для их выполнения, приводит к необходимости повторного формирования диспетчирующим устройством сценария обработки, который передается на ВУ для его интерпретации. Это приводит к повторной активизации обрабатывающих процедур (загрузка в оперативную память ВУ, запуск на выполнение и т. д.). Исключить указанные недостатки позволяет подход, предусматривающий объединение однотипных данных в соответствии с заданными признаками. В частности, объединение данных возможно в соответствии с видом их тематической обработки. Объединение данных в соответствии с некоторыми признаками (формирование пакетов) позволяет исключить повторяющееся построение сценариев обработки для однотипных данных и передачу их на ВУ.

На основе анализа работ [29–37] сделан вывод о том, что системы не предполагают реализации конобработки и обладают вейерной высокой стоимостью (в том числе, связанной с необходимостью их масштабирования при увеличении вычислительной нагрузки). В отличие от них в конвейерные системы при росте вычислительной нагрузки дополнительные обрабатывающие приборы (сегменты) не добавляются, поэтому стоимость реализации этих систем значительно ниже. В тоже время поддержание требуемой производительности вычислений достигается путем совершенствования управления процессом обработки данных ДЗЗ (формированием динамических расписаний, формированием расписании обработки пакетов данных и т. д.). По этой причине разработка способа конвейерной обработки данных ДЗЗ в составе таких систем является актуальной.

3. Обоснование архитектуры Web-ориентированных сервисов мониторинга окружающей среды с использованием данных ДЗЗ и способа конвейеризированной обработки данных

Основное назначение рассматриваемых сервисов (систем) состоит в решении задач регионального мониторинга окружающей среды, контроля за возникновением и развитием НПЯ и ТВ на ОС на территориях малых масштабов (региональный и территориальный уровни). Базовыми функциями сервисов (систем), обеспечивающими реализацию мониторинга, являются:

 идентификация наличия НПЯ и ТВ на ОС на заданных пользователями полигонах, определение их типа с привлечением знаний пользователей (визуальное дешифрирование);

– определение характеристик НПЯ и ТВ на ОС, идентифицированных на заданных полигонах (площадь, координаты контура и т. д.);

– идентификация динамики рассматриваемых НПЯ и ТВ на ОС;

- определение условий распространения НПЯ и ТВ на ОС.

Современный подход к получению спутниковых данных разных типов от различных ИСЗ [36–39] предполагает обращение с запросами к центрам их хранения, доступ к которым возможен средствами Weв-технологий. Сервисы этих центров обеспечивают следующие функции:

реализация скачивания данных для заданных полигонов;

 пользовательский интерфейс к каталогам данных;

– поиск данных;

– передачи данных в соответствии с запросами;

– организация авторизации и разграничения доступа к данным.

В работах [29–34] авторами охарактеризована унифицированная технология автоматического получения наборов данных из центров их хранения, разработанная в ИКИ РАН. В соответствии с этой технологией процесс получения данных ДЗЗ организован с использованием стандартных блоков, обеспечивающих выполнение следующих функций:

 – поиск, контроль обновления и доступности спутниковых снимков в архивах центров хранения и предоставления данных;

 построение очередей загрузки данных для разных центров;

– авторизация на Web-ресурсах центров предоставления данных;

запрос на получение данных ДЗЗ и загрузка
 этих данных с ресурсов;

- контроль целостности получаемых данных;

- экспорт данных из архива.

Разработанный Web-ориентированный сервис мониторинга OC с использованием данных ДЗЗ реализует указанную технологию. Функционирование разработанного Web-ориентированного сервиса мониторинга OC обеспечивает доступ различных распределенных пользователей к спутниковым данным ДЗЗ, хранимых в распределенных архивах, и к результатам их тематической обработки с использованием Web-технологий. Разработанная система мониторинга OC обеспечивает для ее пользователей реализацию Web-интерфейса к распределено хранящимся архивам спутниковых данных, средствам обработки этих данных и результатам их обработки.

Подход к построению систем мониторинга ОС, предусматривающий реализацию запросов пользователей на данные из центров их хранения, последующую их тематическую обработку с целью мониторинга ОС, положен в основу организации геопартала (геосервиса), обобщенная структурная схема которого представлена на рисунке 1.



Рис. 1. Обобщенная структурная схема системы мониторинга ОС с использованием данных ДДЗ

Fig. 1. Generalized Block Diagram of the Environment Monitoring System Using Remote Sensing Data

Решение задач мониторинга ОС с использованием данных ДЗЗ обеспечивается следующими функциями геопортала [34, 39]:

 автоматизированным получением данных от ИСЗ разных типов за счет генерации запросов к соответствующим центрам их хранения;

– тематической разнонаправленной обработкой разнотипных данных ДЗЗ (данных разных ИСЗ) для получения специализированных продуктов;

– отображением пользователям результатов идентификации наличия НПЯ и ТВ на ОС с целью их типизации на основе экспертных знаний;

автоматическим определением характеристик
 в соответствии с идентифицированным видом
 явления (воздействия), условий распространения;

 автоматизированным ведением архивов исходных данных ДЗЗ и результатов обработки.

Идентификация наличия НПЯ и ТВ на ОС, определение их типов, характеристик и условий распространения реализуется с использованием разнотипных данных (от различных ИСЗ). Соответственно, данные каждого типа требуют своего вида тематической обработки. Разнотипная тематическая обработка данных разных ИСЗ обеспечивает определение различных характеристик и условий распространения НПЯ и ТВ на ОС. На основе уточнения функций, реализуемых системой мониторинга ОС с использованием данных ДЗЗ, и ее структурной схемы (см. рисунок 1) реализована разработка функциональной схемы Web-ориентированного сервиса мониторинга ОС с использованием данных ДЗЗ (рисунок 2).



Рис. 2. Функциональная схема Web-ориентированного сервиса (системы) мониторинга ОС с использованием данных ДЗЗ

Fig. 2. Functional Diagram of a Web-Based Service (System) of Environment Monitoring Using Remote Sensing Data

Координация взаимодействия этих подсистем обеспечивается подсистемой управления функционированием системы мониторинга ОС для идентификации НПЯ и ТВ. Организация процессов обработки предполагает:

 – формирование необходимых наборов данных для обработки (в частности, группирование данных ДЗЗ одного типа для их тематической обработки одинакового вида);

 выбор и управление вычислительными ресурсами для реализации обработки данных (загрузка программ в оперативную память, определение очередности запуска программ обработки данных на соответствующих обрабатывающих приборах конвейерной системы);

 – диспетчеризацию потоков данных между приборами, реализующими обработку (управление обменом данными между вычислительными устройствами);

– управление на соответствующих приборах выполнением программ обработки поступающих данных, т. е. управление последовательностью запуска программ, реализующих различные этапы обработки на соответствующих вычислительных ресурсах;

 – оперативное получение информации о состоянии процессов обработки (фиксация возмущающих воздействий, влияющих на запланированный ход процесса обработки);

 организацию автоматического размещения результатов обработки в архивах для обеспечения дальнейшей возможности работы с ними.

Детальное описание НПЯ и ТВ (определение их характеристик) на полигонах больших размеров по данным низкого разрешения является трудно разрешимой задачей. Поэтому в случае, если НПЯ и ТВ зафиксированы в полигоне большого масштаба (с использованием данных низкого разрешения), то в соответствии с определяемыми в результате POSTтематической обработки их приближенными характеристиками выполняется идентификация размера области меньшего размера, для которой с использованием снимков среднего разрешения будут определены их точные параметры. Таким образом, для идентификации характеристик НПЯ и ТВ на ОС требуется реализовать переход от полигона большого размера к области стандартного размера, в которой обнаружено явление или воздействие (выбирается один из стандартных размеров областей, заданных в системе, соответствующий масштабу обнаруженного явления).

Рассматриваемая система мониторинга ОС на основе данных ДЗЗ реализует предоставление многопользовательского доступа к распределено хранящимся данным, а также обеспечивает многопользовательский доступ к средствам обработки этих данных. Следствием является поступление значительного количества запросов на данные и их обработку. Идентификация НПЯ и ТВ на ОС связана с обработкой больших объемов данных (массивов числовых значений КСЯ в нескольких спектральных каналах). В силу этого на вход системы обработки поступают потоки данных больших объемов, соответствующие сгенерированным запросам. Для пользователей условием эффективного функционирования системы является время ее реакции на их запросы. Функционирование системы должно обеспечивать минимизацию данного параметра. Время реакции на запрос пользователя определяется временем получения снимков из центров хранения и предоставления данных, а также временем выполнения операций с ними. Снижение временных затрат связано с использованием функционирующих параллельно вычислительных ресурсов, что обеспечивает увеличение скорости обработки данных.

Причинами, обуславливающими возможность обработки данных на параллельно функционирующих обрабатывающих приборах в многостадийной системе, являются: независимость обработки данных ДЗЗ одного типа от результатов обработки данных других типов (независимо обрабатываемые потоки данных); независимость реализации программы одного типа, выполняющей обработку соответствующих данных ДЗЗ, от функционирования программ других типов.

Процесс получения и обработки данных представляется рассмотренной выше последовательностью этапов выполнения действий с массивами значений КСЯ, измеренными в разных каналах различных приборов ИСЗ. При этом порядок (этапы) выполнения работ с многозональными данными разных типов является одинаковым. В случае, если обработка данных представляется в виде последовательности этапов, то увеличение ее производительности с использованием параллельно функционирующих вычислительных устройств обеспечивается ее конвейеризацией. При этом программные модули, реализующие эти этапы и выполняющие обработку соответствующих данных, используют один и тот же набор вычислительных ресурсов. Вычислительный ресурс, на котором реализуется одна из стадий обработки данных (исполнение программного модуля, реализующего этап обработки), является сегментом конвейера. Тогда последовательность сегментов, реализующих выполнение программ обработки данных, образует конвейер выполнения работ со спутниковыми снимками. Предложена функциональная схема конвейера обработки данных ДЗЗ, которая представлена на рисунке 3.

Анализ предложенной схемы показывает наличие этапов обработки, которые могут быть конвейеризированы, и этапов POST-тематической обработки, не подлежащих конвейеризации. Функциональная схема процесса конвейеризированной обработки данных (см. рисунок 3) предусматривает следующую последовательность выполнения операций (работ) для идентификации НПЯ и ТВ на ОС, а также условий их распространения:

 - генерация запросов к центрам хранения и предоставления данных в соответствии с параметрами полигона для мониторинга, заданными пользователем;

 получение спутниковых данных в виде массивов значений степеней градаций серого цвета, соответствующих значениям КСЯ в спектральных каналах;



гис. з. функциональная схема конвейера обработки данных Д33 разных типов для решения задачи мониторинга ОС

Fig. 3. Functional Diagram of Processing of the Remote Sensing Data of Different Types for Solving the of Problem of Environment Monitoring

 – буферизация и каталогизация массивов значений степеней градаций серого цвета, соответствующих значениям КСЯ в спектральных каналах, позволяющим идентифицировать определенные явления и процессы на земной поверхности;

расчет значений отраженной яркости (КСЯ)
 для данных, хранящихся в буфере и используемых
 при идентификации наличия НПЯ и ТВ на ОС;

 на основе массивов значений отраженной яркости реализуется выделение объектов и явлений на поверхности посредством необучаемой классификации (формирование кластеров);

– для объектов и явлений, идентификация которых выполнена в результате необучаемой классификации, реализуется формирование осредненных значений вегетационных индексов, либо формирование значений оттенков цветов в RGB-модели, получаемых на основе значений КСЯ в различных каналах спектрорадиометров;

 архивация полученных результатов тематической обработки спутниковых данных.

Этапы обработки, являющиеся частью схемы выполнения операций с данными (см. рисунок 3), но не входящие в состав конвейера:

– идентификация динамики отражательной способности земной поверхности для определения наличия НПЯ и ТВ на ОС;

 – формирование комплектов параметров, характеризующих условия распространения явлений либо воздействий на ОС (каждый комплект представляет собой набор значений параметров, характеризующих условия распространения определенного явления либо воздействия);

 выделение подобластей, для которых будет выполняться уточнение характеристик явлений и воздействий, привязка этих подобластей к географическим координатам;

 – формирование и вывод тематических изображений пользователю.

Таким образом, за счет конвейеризации действий с данными разных типов реализуется объединение выполнения разных этапов различных программ обработки данных. В силу того, что на вход конвейера поступают данные ДЗЗ разных типов (от разных ИСЗ), обрабатываемые различными программами, поэтому эффективная реализация процесса обработки обеспечивается его планированием и управлением.

Результаты тематической обработки данных Д33 с целью идентификации наличия НПЯ и ТВ на ОС представлены на рисунках 4, 5. На рисунке 4 представлено тематическое изображение после кластеризации данных 4 (БИК) и 5 (RED) каналов спектрорадиометра OLI/TIRS ИСЗ Landsat 8 за предыдущие несколько лет (ретроспективные данные, визуализация выполнена в естественных цветах).





На рисунке 5 представлено тематическое изображение после кластеризации данных 4 (БИК) и 5(RED) каналов спектрорадиометра OLI/TIRS ИСЗ Landsat 8 для текущего года с выделенными красным цветом границами обнаруженных техногенных воздействий на ОС. На рисунке 6 представлено тематическое изображение, являющееся результатом обработки данных 10 канала спектрорадиометра OLI/TIRS ИСЗ Landsat 8 (температурный канал), характеризующих условие распространения ТВ на ОС. На рисунке 7 представлены результаты тематической обработки данных 5 (БИК) и 6 (СИК) каналов для определения влагосодержания растительности на поверхности.



Рис. 5. Результаты кластеризации данных 4 и 5 каналов OLI/TIRS ИСЗ Landsat 8 текущего года

Fig. 5. Results of Clustering of Data of 4 and 5 Channels of the OLI/TIRS Satellite Landsat 8 of the Current Year



Рис. 6. Тематическое изображение, соответствующее данным 10 канала (температура) ИСЗ Landsat 8 Fig. 6. Thematic Image Corresponding to Channel 10 Data (Temperature) Satellite Landsat 8



Рис. 7. Результаты кластеризации данных 5 и 6 каналов OLI/TIRS ИСЗ Landsat 8 для определения влагосодержания растительности

Fig. 7. Results of Clustering of Data from Channels 5 and 6 of the OLI/TIRS Satellite Landsat 8 for Determining the Moisture Content of Vegetation

Заключение

Выполнен анализ процесса мониторинга ОС с использованием данных ДЗЗ, который реализуется в соответствующих Web-ориентированных сервисах. Определено, что для реализации мониторинга ОС с использованием данных ДЗЗ необходим контроль динамики отражательных свойств подстилающей земной поверхности в соответствующих полигонах, задаваемых пользователями системы. Типизация НПЯ либо ТВ на ОС реализуется путем визуального дешифрирования результатов дополнительной обработки данных ДЗЗ. При идентификации типа НПЯ либо ТВ на ОС с целью определения их характеристик и условий распространения реализуется дополнительная обработка уже имеющихся данных ДЗЗ, либо запрос на получение и реализация обработки дополнительных данных ДЗЗ. Определено, что процессы обработки данных ДЗЗ разных типов имеют одинаковую последовательность этапов. Сформулирована необходимость параллельной обработки данных ДЗЗ в Web-ориентированных сервисах мониторинга ОС. Сформулирована возможность конвейеризации обработки данных ДЗЗ. Выполнено обоснование архитектуры и функциональной схемы Web-ориентированного сервиса мониторинга ОС. Выполнено обоснование схемы конвейеризации тематической обработки данных ДЗЗ и POST-тематической обработки.

Список используемых источников

1. Втюрин С.А., Князев Н.А., Палатов Ю.А., Романенко С.Н. Использование данных дистанционного зондирования Земли из космоса для прогнозного моделирования экологической обстановки // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2007. Т. 1. № 1. С. 111–118.

2. Жарко В.О. Методы обработки данных спутниковых измерений спектрально-временных характеристик отраженного излучения для дистанционной оценки параметров лесного покрова. Дис. ... канд. физ.-мат. наук. Москва. Институт космических исследований РАН, 2015. 131 с.

3. Сутырина Е.Н. Дистанционное зондирование Земли. Иркутск: Из-во Иркутского государственного университета, 2013. 165 с.

4. Герман М.А. Космические методы исследования в гидрометеорологии. Л.: Гидрометеоиздат, 1985. 352 с.

5. Токарева О.С., Климентьев Д.С. Оценка последствий нефтяных разливов на основе данных дистанционного зондирования Земли // Гео-Сибирь. 2010. Т. 4. № 1. С. 130–133.

6. Барталев С.А., Лупян Е.А. Спутниковый мониторинг бореальных систем // Природа. 2005. № 9. с.44–53.

7. Бондура В.Г. Аэрокосмический мониторинг объектов нефтегазового комплекса. М.: Научный мир, 2012. 558 с.

8. Федотова Е.В., Жолдуев А.А., Изосимов В.Г. Шпирук Ю.Д., Маглинец Ю.А., Цибульский Г.М. Анализ сезонной динамики растительного покрова на основе данных дистанционного зондирования Земли // Журнал Сибирского Федерального университета. Техника и технологии. 2014. Т. 7. № 8. С. 976–983.

9. Кирвякова А.В. Эрозия почв юго-западной части Ставропольской возвышенности и прилегающих территорий Прикубанской равнины. Автореферат дис. ... канд. географ. наук. Ставрополь: Ставропольский государственный университет, 2008. 28с.

10. Аввакумова А.О. Анализ динамики структуры землепользования на основании данных дистанционного зондирования Земли // Научные ведомости Белгородского государственного университета. Серия: Естественные науки. 2018. Т. 42. № 2. С. 214–222. DOI:10.18413/2075-4671-2018-42-2-214-222

11. Скрипчинский А.В., Бурым Ю.В. Мониторинг эрозионных процессов средствами космической съемки // Наука. Инновации. Технологии. 2016. № 2. С. 89–98.

12. Тимофеева С.С., Шешукова Л.В., Охотин А.Л. Мониторинг свалок твердых бытовых и промышленных отходов в Иркутском районе по данным космических снимков // Вестник ИрГТУ. 2012. № 9(68). С. 76–81.

13. Липилин Д.А. Распределение и динамика объектов размещения твердых бытовых отходов на территории Краснодарского края. Дис. ... канд. географ. наук. Краснодар: Кубанский государственный университет, 2014. 184 с.

14. Ту Дж., Гонсалес Р. Принципы распознавания образов. М.: Мир, 1978. 416 с.

15. Лабутина И.А., Балдина Е.А. Использование данных дистанционного зондирования для мониторинга экосистем ООПТ. Методическое пособие / Всемирный фонд дикой природы (WWF России). Проект ПРООН/ГЭФ/МКИ «Сохранение биоразнообразия в российской части Алтае-Саянского экорегиона». М: Всемирный фонд дикой природы, 2011. 88 с.

16. Малышева Н.В. Автоматизированное дешифрирование аэрокосмических изображений лесных насаждений. М.: Издательство Московского государственного университета леса, 2012. 154 с.

17. Савицкая О.В. Методы спутникового мониторинга оценки состояния и продуктивности посевов зерновых культур. Дис. ... канд. геогр. наук. Обнинск: Всероссийский научно-исследовательский институт сельскохозяйственной метеорологии, 2016. 184 с.

18. Адамович Т.А., Ашихмина Т.Я., Кантор Г.Я. Использование различных комбинаций спектральных каналов космических снимков спутника Landsat 8 для оценки природных сред и объектов (обзор) // Теоретическая и прикладная экология. 2017. № 2. С.9–18.

19. Клименко К.В., Орлова Т.А., Исмаилов Р.Р. Мониторинг распространения стихийных свалок твердых коммунальных отходов в республике Крым // Вестник факультета землеустройства Санкт-Петербургского государственного аграрного университета. 2017. № 3. С. 26–29.

20. Чыонг Н.К. Оценка состояния лесного фонда Ленинградской области и ГИС-прогноз его развития. Дис. ... канд. с.-х. наук. СПб: Санкт-Петербургский государственный лесотехнический университет имени С.М. Кирова, 2014. 174 с.

21. Черепанов А.С. Вегетационные индексы // Геоматика. 2011. № 2. С. 98–102.

22. McFeeters S.K. The use of the Normalized Difference Water Index (NDWI) in the delineation of open water features // International Journal of Remote Sensing. 1996. Vol. 17. Iss. 7. PP. 1425–1432. DOI:10.1080/01431169608948714

23. Landsat 7 Science Data Users Handbook. // NASA.GOV: сервер Национального управления США по воздухоплаванию и исследованию космического пространства. URL: https://www.usgs.gov/media/files/landsat-7-data-users-handbook (дата обращения 15.10.20)

24. Landsat 8 Science Data Users Handbook. // NASA.GOV: сервер Национального управления США по воздухоплаванию и исследованию космического пространства. URL: https://www.usgs.gov/media/files/landsat-8-data-users-handbook (дата обращения 15.10.20)

25. Дамбаева З.Б., Цыбикдоржиев Ц.Ц. Краткий курс основ почвоведения: методическое пособие. Улан-Удэ: Изд-во БГСХА им. В.Р. Филиппова, 2009. 51 с.

26. Григорьян Б.Р., Кулагин В.И. Почвоведение: учебное пособие. Казань: Из-во Казанского государственного университета, 2008. 96 с.

27. Савин И.Ю. Использование спутниковых данных для составления почвенных карт: современные тенденции и проблемы // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2016. Т. 13. № 6. С. 29–39. DOI:10.21046/2070-7401-2016-13-6-29-39

28. Симакова М.С. От визуального дешифрирования аэрофотоснимков и полевого картографирования почв до автоматизированного дешифрирования и картографирования по космическим снимкам // Бюллетень Почвенного института им. В.В. Докучаева. 2014. № 74. С. 3–19.

29. Лупян Е.А., Балашов И.В., Бурцев М.А., Ефремов В.Ю., Кашницкий А.В., и др. Создание технологий построения информационных систем дистанционного мониторинга // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2015. Т. 12. № 5. С. 53–75.

30. Миклашевич С.Э., Балашов И.В., Бурцев М.А., Ефремов В.Ю., Мазуров А.А., Матвеев А.М. и др. Программно-аппаратный комплекс для сбора, обработки, архивации и распространения спутниковых данных // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2012. Т. 9. № 4. С. 47–56.

31. Лупян Е.А., Прошин А.А., Бурцев М.А., Балашов С.А., Барталев С.А., Ефремов В.Ю. и др. Центр коллективного пользования системами архивации, обработки и анализа спутниковых данных ИКИ РАН для решения задач изучения и мониторинга окружающей среды // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2015. Т. 12. № 5. С. 263–284.

32. Барталев С.А., Егоров В.А., Жарко В.О., Лупян Е.А., Плотников Д.Е., Хвостиков С.А. и др. Спутниковое картографирование растительного покрова России. М.: ИКИ РАН, 2016. 208 с.

33. Кашницкий А.В., Балашов И.В., Лупян Е.А., Толпин В.А., Уваров И.А. Создание инструментов для удаленной обработки спутниковых данных в современных информационных системах // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2015. Т. 12. № 1. С. 156–170.

34. Кобец Д.А., Матвеев А.М., Мазуров А.А., Прошин А.А. Организация автоматизированной многопотоковой обработки спутниковой информации в системах дистанционного мониторинга // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2015. Т. 12. № 1. С. 145–155.

35. Шокин Ю.И., Пестунов И.А., Смирнов В. В., Синявский Ю. Н., Скачкова А.П., Дубров И.С. и др. Распределенная информационная система сбора, хранения и обработки спутниковых данных для мониторинга территорий Сибири и Дальнего Востока // Журнал Сибирского федерального университета. Серия: Техника и технологии. 2008. Т. 1. № 4. С. 291–314.

36. Шокин Ю.И., Добрецов Н.Н., Кихтенко В.А., Смирнов В.В., Чубаров Д.Л., Чубаров Л.Б. О распределённой инфраструктуре системы оперативного спутникового мониторинга ЦКП ДДЗ СО РАН // Вычислительные технологии. 2013. Т. 18. Специальный выпуск. С. 86–94.

37. Недолужко И.В. Интеграция ресурсов спутникового центра в информационные системы наблюдения за Землёй. Дис. ... канд. техн. наук. Владивосток: Институт автоматики и процессов управления ДВО РАН, 2014. 138 с.

38. Бабяк П.В., Недолужко И.В., Фомин Е.В. Подход к предоставлению услуг по обработке спутниковых данных в Центре коллективного пользования регионального спутникового мониторинга окружающей среды ДВО РАН // Труды XIV Всероссийской объединенной конференции «Интернет и современное общество» (IMS-2011, Санкт-Петербург, Россия, 10–12 октября 2011). Санкт-Петербург: ООО "МультиПроджектСистемСервис" (МПСС), 2011. С. 27–32.

39. Уваров И.А., Халикова О.А., Балашов И.В., Бурцев М.А., Лупян Е.А., Матвеев А.М. и др. Организация работы с метеорологической информацией в информационных системах дистанционного мониторинга // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2013. Т. 10. № 2. С. 30–45.

* * *

Organization of Web-Based Environmental Monitoring Service Using Earth Remote Sensing Data and Pipelining Data Processing

A. Scatkov¹, K. Krotov¹

¹Sebastopol State University, Sebastopol, 299053, Russian Federation

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-105-121 Received 10th August 2020 Accepted 27th January 2021

For citation: Scatkov A., Krotov K. Organization of Web-Based Environmental Monitoring Service Using Earth Remote Sensing Data and Pipelining Data Processing. *Proc. of Telecom. Universities.* 2021;7(1):105–121. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-105-121

Abstract: The article analyzes the types of remote sensing data and methods of their processing, which is implemented in order to identify negative natural phenomena and man-made impacts on the environment on the earth's surface, their characteristics and distribution conditions. The substantiation of the pipelining remote sensing data processing necessity in Web-oriented services environmental monitoring services is carried out. The article substantiates the architectural organization of Web-oriented services for environmental monitoring services and the functional scheme of the data acquisition and processing system. Based on the analysis of the thematic and POST-thematic data processing methods, the organization of a multistage (pipeline) system for the implementing actions with them that provide versatile environmental monitoring is justified.

Keywords: *Earth remote sensing data, Web-based environmental monitoring service, pipelined data processing.*

References

1. Vtyurin S. A., Knyazev N. A., Palatov Yu. A., Romanenko S. N. Using Earth Remote Sensing Data from Space for Predictive Modeling of the Environmental Situation. *Sovremennye problemy distantsionnogo zondirovaniya Zemli iz kosmosa*. 2007;1(4): 111–118. (in Russ.)

2. Zharko V.O. *Methods of Processing Data from Satellite Measurements of Spectral and Temporal Characteristics of Reflected Radiation for Remote Estimation of Forest Cover Parameters*. PhD Thesis. Moscow. Space Research Institute of the Russian Academy of Sciences Publ.; 2015. 131 p. (in Russ.)

3. Sutyrina E.N. *Remote Sensing of the Earth*. Irkutsk: Irkutsk State University Publ.; 2013. 165 p. (in Russ.)

4. Herman M.A. Space Research Methods in Hydrometeorology. Leningrad: Hydrometeoizdat Publ.; 1985. 352 p. (in Russ.)

5. Tokareva O.S., Klimentiev D.S. Assessment of Consequences of Oil Floods on the Basis of Remote Sensing Data. *Geo-Siberia*. 2010;4(1):130–133. (in Russ.)

6. Bartalev S.A., Lupyan E.A. Satellite Monitoring of Boreal Systems. *Priroda*. 2005;9:44–53. (in Russ.)

7. Bondur V.G. Aerospace Monitoring of Oil and Gas Facilities. Moscow: Nauchnyi mir Publ.; 2012. 558 p. (in Russ.)

8. Fedotova E.V., Zholudev A.A., Izosimov V.G., Shpiruk Yu.D., Maglinets Yu.A., Tsybul'skii G.M. Analysis of Seasonal Dynamics of Vegetation on Remote Sensing Data. *Journal of Siberian Federal University. Engineering & Technologies*. 2014;7(8): 976–983. (in Russ.)

9. Kirvyakova A.V. Soil Erosion in the South-Western Part of the Stavropol Upland and Adjacent Territories of the Prikuban Plain. Phd Theses. Stavropol: Stavropol State University Publ.; 2008. 28 p. (in Russ.)

10. Avvakumova A.O. Land-Use Structure Dynamics Analysis Using the Earth Remote Sensing Data. *Scientific bulletins of the Belgorod State University. Series: Natural Sciences.* 2018;42(2):214–222. (in Russ.) DOI:10.18413/2075-4671-2018-42-2-214-222

11. Skripchinsky A.V., Burym Yu.V. Monitoring Erosion Satellite Imagery Means // Nauka. Innovations. Technologies. 2016;2:89–98. (in Russ.)

12. Timofeeva S.S., Sheshukova L.V., Okhotin A.L. Monitoring Dumps of Solid Domestic and Industrial Waste in the Irkutsk Region by Satel-Lite Imagery Data. *Proceedings of Irkutsk State Technical University (Vestnik Irkutskogo gosudarstvennogo tehnicheskogo universiteta*). 2012;9(68):76–81. (in Russ.)

13. Lipilin D.A. *Distribution and Dynamics of Solid Waste Disposal Facilities on the Territory of the Krasnodar Territory*. PhD Theses. Krasnodar: Kuban State University Publ.; 2014. 184 p.

14. Tu J., Gonzalez R. Principles of Image Recognition. Moscow: Mir Publ.; 1978. 414 p. (in Russ.)

15. Labutina I.A., Baldina E.A. Using Remote Sensing Data for Monitoring Protected Area Ecosystems. Moscow: World Wildlife Fund Publ.; 2011. 88 p. (in Russ.)

16. Malysheva N.V. Automated Decoding of Aerospace Images of Forest Stands. Moscow: Moscow State University of the Forest Publ.; 2012. 154 p. (in Russ.)

17. Savitskaya O.V. Methods of Satellite Monitoring of the Assessment of the State and Productivity of Grain Crops. PhD Thesis. Obninsk: All-Russian Research Institute of Agricultural Meteorology Publ.; 2016. 184 p. (in Russ.)

18. Adamovich T.A., Ashikhmina T.Ya., Kantor G.Ya. Use of Various Combinations of Spectral Channels of Satellite Images from the Landsat 8 Satellite for an Assessment of Natural Environments and Objects (Review). *Theoretical and Applied Ecology*. 2017;2:9–18. (in Russ.)

19. Klimenko K.V., Orlova T.A., Ismailov R.R. Monitoring the Spread of Natural Landfills of Solid Municipal Waste in the Republic of Crimea. *Vestnik fakulteta zemleustroistva Sankt-Peterburgskogo gosudarstvennogo agrarnogo universiteta*. 2017;3:26–29. (in Russ.)

20. Chuong N.K. Assessment of the State of the Forest Fund of the Leningrad Region and GIS-Forecast of its Development. Phd Theses. St. Petersburg: Saint-Petersburg State Forest Technical University Named after S.M. Kirov Publ.; 2014. 174 p. (in Russ.)

21. Cherepanov A.S. Vegetative Indexes. Geomatics. 2011;2:98–102. (in Russ.)

22. McFeeters S.K. The use of the Normalized Difference Water Index (NDWI) in the delineation of open water features. *International Journal of Remote Sensing*. 1996;17(7):1425–1432. DOI:10.1080/01431169608948714

23. *NASA.GOV: Server of the US national Aeronautics and Space administration*. Landsat 7 Science Data Users Handbook. Department of the Interior U.S. Geological Survey. Available from: https://www.usgs.gov/media/files/landsat-7-data-users-handbook [Accessed 15th October 2020]

24. *NASA.GOV: Server of the US national Aeronautics and Space administration*. Landsat 8 Science Data Users Handbook. Department of the Interior U.S. Geological Survey. Available from: https://www.usgs.gov/media/files/landsat-8-data-users-handbook [Accessed 15th October 2020]

25. Dambaeva Z.B., Tsibikdorzhieva T.S. *Brief Course in the Fundamentals of Soil Science*. Ulan-Ude: Buryat State Academy of Agriculture by V.R. Philippov Publ.; 2009. 51 p. (in Russ.)

26. Grigoryan B.R., Kulagin V.I. Soil Science. Kazan: Kazan State University Publ.; 2008. 96 p. . (in Russ.)

27. Savin I.Yu. Usage of Satellite Data for Soil Mapping: Modern Tendencies and Problems. *Sovremennye problemy distantsionnogo zondirovaniya Zemli iz kosmosa*. 2016;13(6):29–39. (in Russ.) DOI:10.21046/2070-7401-2016-13-6-29-39

28. Simakova M.S. From Visual Aerial Photo Interpretation and Field Soil Survey to Automated Decoding and Soil Mapping by Satellite Imagery. *Dokuchaev Soil Bulletin*. 2014;74:3–19. (in Russ.)

29. Loupian E.A., Balashov I.V., Bourtsev M.A., Efremov V.Yu., Kashnitskiy A.V., Kobets D.A., et al. Development of Information Systems Design Technologies. *Sovremennye problemy distantsionnogo zondirovaniya Zemli iz kosmosa*. 2015;12(5): 53–75. (in Russ.)

30. Miklashevich S.E., Balashov I.V., Burtsev M.A., Efremov V.Yu., Mazurov A.A., et al. Complex System for the Receiving, Processing, Archiving and Distribution of Satellite Data and Products of Thematic Processing. *Sovremennye problemy distantsionnogo zondirovaniya Zemli iz kosmosa*. 2012;9(4):47–56. (in Russ.)

31. Loupian E.A., Proshin A.A., Burtsev M.A., Balashov S.A., Bartalev S.A., Efremov V.Yu., et al. IKI Center for Collective Use of Satellite Data Archiving, Processing and Analysis Systems Aimed at Solving the Problems of Environmental Study and Monitoring. *Sovremennye problemy distantsionnogo zondirovaniya Zemli iz kosmosa*. 2015;12(5):263–284. (in Russ.)

32. Bartalev S. A., Egorov V.A., Zharko V.O., Loupian E.A., Plotnikov D.E., Khvostikov S.A., et al. *Satellite Mapping of the Vegetation Cover of Russia*. Moscow: Space Research Institute of Russian Academy of Sciences Publ.; 2016. 208 p. (in Russ.)

33. Kashnitskiy A.V., Balashov I.V., Loupian E.A., Tolpin V.A., Uvarov I.A. Development of Software Tools for Satellite Data Remote Processing in Contemporary Information Systems. *Sovremennye problemy distantsionnogo zondirovaniya Zemli iz kosmosa*. 2015;12(1):156–170. (in Russ.)

34. Kobets D.A., Matveev A.M., Mazurov A.A., Proshin A.A. Organization of Automated Multithreaded Processing of Satellite Information in Remote Monitoring Systems. *Sovremennye problemy distantsionnogo zondirovaniya Zemli iz kosmosa*. 2015;12(1):145–155. (in Russ.)

35. Shokin Yu.I., Pestunov I.A., Smirnov V.V., Sinyavskiya Yu.N., Skachkova A.P., Dubrov I.S., et al. The Distributed Informational System of Satellite Data Collecting, Storage and Processing for Siberia and the Far East Territories Monitoring. *Journal of Siberian Federal University. Engineering & Technologies.* 2008;1(4):291–314. (in Russ.)

36. Shokin Yu.I., Dobretsov N.N., Kikhtenko V.A., Smirnov V.V., Chubarov D.L., Chubarov L.B. On a Distributed Infrastructure for the Monitoring of Satellite Remote Sensing Data Using the Center for Shared Access. *Computational Technologies*. 2013;18(S1):86–94. (in Russ.)

37. Nedoluzhko I.V. Integration of Satellite Center Resources into Earth Observation Information Systems. Phd Theses. Vladivostok: Institute of Automation and Control Processes Publ.; 2014. 138 p. (in Russ.)

38. Babyak P.V., Nedoluzhko I.V., Fomin E. V. An Approach Used to Provide Satellite Data Processing Services at Multiple Access Centre for Regional Satellite Monitoring of Environment FEB RAS. Proceedings of the XIV All-Russian Joint Conference on Internet and Modern Society", IMS-2011, 10–12 October 2011, St. Petersburg, Russia. St. Petersburg: MultiProdzhektSistem-Servis Publ.; 2011. p.27–32. (in Russ.)

39. Uvarov I.A., Khalikov N.A., Balashov I.V., Burtsev M.A., Loupian E.A., Matveev A.M., et al. Meteorological Data Management in Framework of the Satellite Monitoring Information Systems. *Sovremennye problemy distantsionnogo zondirovaniya Zemli iz kosmosa*. 2013;10(2):30–45. (in Russ.)

Сведения об авторах:

СКАТКОВ Александр Владимирович

доктор технических наук, профессор, профессор кафедры «Информационные технологии и компьютерные системы» Севастопольского государственного университета, <u>vm1945@mail.ru</u>

https://orcid.org/0000-0002-5678-9587

кротов Кирилл Викторович Кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры «Информационные системы» Севастопольского государственного университета, <u>krotov k1@mail.ru</u> https://orcid.org/0000-0002-9670-6141

труды молодых ученых

Основой всей наухной работы служит увеждение, rmo мир представляет собой упорядогенную и погнаваемую 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 УДК 004.75

DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-122-131

Научные аспекты структурно-параметрического моделирования блокчейн-систем

А.В. Спиркина¹

¹Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. М.А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация *Адрес для переписки: spirkina.av@gmail.com

Информация о статье

Поступила в редакцию 10.02.2021 Принята к публикации 15.03.2021

Ссылка для цитирования: Спиркина А.В. Научные аспекты структурно-параметрического моделирования блокчейн-систем // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 1. С. 122–131. DOI:10.31854/1813-324Х-2021-7-1-122-131

Аннотация: В течение последнего десятилетия помимо мультисервисных сетей существенное развитие получила технология блокчейн из-за возможности организации безопасного, целостного, надежного обмена и хранения информации. В силу большой востребованности технологии возникает проблема передачи данных на сети операторов связи. При этом появляется ключевая задача рассмотреть влияние данной технологии на сетевые характеристики для прогнозирования поведения трафика на сети и обеспечения требуемых показателей качества услуг, а также стабильности состояния элементов сети связи общего пользования при работе технологии распределенного реестра. Однако рассмотреть и проанализировать влияние технологии в натурном эксперименте является трудозатратной задачей, которая не всегда может быть выполнена, поэтому в данной статье предлагается рассмотреть подходы к структурно-параметрическому моделированию данных систем.

Ключевые слова: блокчейн, распределенный реестр, децентрализованные системы, имитационное моделирование, аналитическое моделирование.

Введение

В настоящее время сети связи являются основой для создания системы, направленной на поддержку цифровизации мирового сообщества, поэтому необходимо обеспечить не только их устойчивое функционирование в настоящий момент, но и обратить внимание на перспективы развития [1]. Предполагается, что критерии безопасности, конфиденциальности, надежности, высокой скорости передачи данных для таких систем будут являться ключевыми, и им должно быть уделено особое внимание со стороны исследовательского сообщества.

Для решения вышеупомянутых проблем можно применять перспективную технологию блокчейн, которая позволит создавать новые формы распределенных архитектур, при этом использоваться для определения всей технологической системы, стоящей за обменом цифровыми активами между участниками одной сети без посредников [2, 3].

Блокчейн – это распределенная база данных, состоящая из постоянно обновляемого списка структурированных данных, у которой устройства хранения и обработки данных не подключены к общему серверу [4, 5]. Основными преимуществами блокчейн-технологии [3–5] можно считать децентрализацию, надежность системы, так как при любой попытке внесения несанкционированных изменений транзакция будет отклонена из-за несоответствия предыдущим копиям и проверки добавленных данных независимыми участниками.

Сегодня исследователи, разработчики предполагают, что технология блокчейн, хоть и является новой и неоднозначной, может изменить часть современных услуг. Возможности блокчейна делают его применение привлекательным для компаний, работающих в разных областях, основные кандидаты на внедрение блокчейна – финансовая сфера, телекоммуникационная область, транспорт, промышленность и агропромышленный комплекс. В отчете американской аналитической компании Transparency Market Research указано, что мировой рынок блокчейна к 2024 г. составит 20 млрд. долларов, а рост индустрии составит около 59 % в год. В компании Grand View Research было проведено аналогичное исследование. При этом GVR прогнозирует объем индустрии на уровне 7,74 млрд. долларов к 2024 г. [6].



Fig. 1. Growth Dynamics of the Blockchain Market [6]

Несмотря на значительную разницу в конечных цифрах, по мнению многих исследователей, рынок будет быстро расти и развиваться, что подчеркивает потребности существующих систем в интеграции. Блокчейн позволит создать новые формы взаимодействия, где участники сети будут использовать для транзакционного обмена данных через большую сеть недоверенных участников, не полагаясь на центральный узел [2]. При этом нельзя не обратить внимания на то, что данная технология может существенным образом отразиться на сфере телекоммуникаций.

Технология предполагает задействовать большое число узлов на сети для решения задач с дополнительным объемом служебного трафика и постоянным обменом данными. Таким образом, появляется необходимость рассмотреть ее влияние на сеть и определить вопросы проработки текущей сетевой инфраструктуры под новые требования, так как на этапе фактического развертывания может проявиться негативное влияние [5–7]. На сегодняшний день все еще не хватает унифицированных инструментов для оценки показателей при работе блокчейн-технологии, однако количество используемых блокчейн-приложений уже достигло высоких количественных показателей [8].

Технические аспекты блокчейн-технологии

В развитии блокчейна можно выделить два основных поколения. Первое поколение – это открытая бухгалтерская книга для денежных транзакций с ограниченными возможностями поддержки программируемых транзакций. Типичным примером являются приложения для обмена криптовалютой. Второе поколение блокчейнов стало общепрограммируемой инфраструктурой с общедоступным реестром, в котором записываются результаты вычислений, примером являются интеллектуальные контракты, голосование и цепочки поставок [2].

Технология блокчейна представляет собой специализированную информационно-коммуникационную технологию с некоторыми характерными особенностями. Ключевыми объектами системы, определяющими новые возможности, являются узлы, транзакции и алгоритмы консенсусов. Транзакция – это подписанная структура данных, выражающая передаваемое значение. Транзакции представляют собой переходы состояний с информацией о владельце (сообщение), которые могут включать новые записи данных и передачу между участниками. Каждая транзакция состоит из входного и выходного раздела, а также – цифровой подписи.

Блоки – это контейнеры, агрегирующие транзакции для дальнейшего включения в публичный реестр. Каждый блок является идентифицируемым и связан с его предыдущим блоком в цепочке. Он состоит из заголовка, содержащего метаданные, и тела из списка транзакций.

Узел – это устройство на блокчейн-сети, позволяющее ей функционировать. Это может быть любое активное электронное устройство, подключенное к сети Интернет. В зависимости от функциональности существуют различные типы узлов:

– полные узлы реализуют полный протокол блокчейна и содержат полную копию реестра; их технические возможности подразумевают обнаружение и общение с другими узлами, отправку, получение и хранение блоков, проверку транзакций; полный узел может автономно проверять транзакции, при этом храня большой объем данных, и проводить синхронизацию для обновления актуальных данных;

– легкие узлы не хранят закрытые ключи и не подписывают транзакции сами; такой узел хранит только заголовок каждого блока в своем локальном хранилище; преимущество легких клиентов перед другими типами клиентов заключается в том, что пользователю не нужно постоянно синхронизировать весь реестр, что подразумевает минимальные технические требования.

Майнеры – клиенты, которые используются для подтверждения транзакций и поиска решения головоломки с целью получения прибыли.

Также в большинстве блокчейн-систем представлены и другие виды узлов, например, узлы отслеживания (суперузлы), скоростные узлы и другие. Однако все узлы должны включать функции маршрутизации для проверки/распространения сообщений и обслуживания соединений. Алгоритм работы блокчейн-технологии для узлов, участвующих в эксперименте, представлен на рисунке 2 [7].

Работу блокчейн-технологии можно разделить на несколько этапов (обнаружение сети, создание транзакции и ее проверка, майнинг, проверка блока на корректность).

<u>Этап 1</u>. Обнаружение сети. При первом подключении узла к сети происходит его загрузка, а также соединение с узлом начальной загрузки для получения списка соседних узлов, синхронизации и получения актуальной версии цепочки блоков, в дальнейшем происходит отключение.



Рис. 2. Алгоритм работы блокчейн-технологии [7] *Fig. 2. Algorithm of Blockchain Technology [7]*

<u>Этап 2</u>. Создание транзакций и проверка. Создание новой транзакции подразумевает выполнение некоторых условий участниками обмена, поэтому в транзакции прописываются сумма и адресат, а также дополнительно могут быть обозначены условия выполнения сделки. После создания транзакции отправитель подписывает ее своим электронным ключом и отправляет в сеть. При этом транзакция будет отклонена, если она сформирована неправильно, недействительна или не содержит всю информацию, необходимую для выполнения, также транзакция будет отклонена, если у пользователя недостаточно средств для выполнения операции.

<u>Этап 3</u>. Майнинг. После получения новой транзакции узел инициализирует ее добавление в блок. Блок формируется на основании информации о прошлом принятом блоке и информации собранной на данном этапе. Майнеры пытаются найти решение, блок проверяется, добавляется в реестр и направляется в сеть другим узлам. В случае, если решение было найдено вторым, то оно отбрасывается, чтобы избежать ветвления.

<u>Этап 4</u>. Проверка блока на корректность. Проверка блока перед добавлением в реестр подразумевает, что предыдущий блок существует, структура данных не нарушена, что у отправителя достаточно средств, что подпись верна, синтаксис корректен, входы и выходы в пределах допустимого значения, размер транзакции не выше максимального, что транзакция еще не была обработана. В случае подтверждения происходит обновление цепочки в общем реестре, происходит валидация транзакции и статуса пользователя. При отсутствии ошибок каждый узел обрабатывает и записывает «блок» в свою базу данных. Происходит завершение транзакции. После попадания в блокчейн и подтверждения достаточным количеством последующих блоков, транзакция становится неотъемлемой частью реестра и признается действительной всеми участниками.

Развитие новой технологии и ее популяризация вносят существенные изменения в форму сетевого взаимодействия между устройствами. Как уже упоминалось в [9], в процессе обмена блокчейн генерирует дополнительный трафик для обновления реестров на всех задействованных узлах, и увеличенного объема служебного трафика, который появляется при шифровании данных и заметно снижает долю полезного трафика. Предварительные расчеты и моделирование помогут подготовить сеть к работе с необходимым количеством устройств и рассчитать ключевые параметры и возможности взаимодействия.

Анализ систем моделирования блокчейн

Сегодня симуляция и аналитическое моделирование являются стандартными инструментами для оценки поведения и производительности большинства решений на основе блокчейнов [10].

Моделирование применяется в случае, если проведение экспериментов с реальными объектами/системами неудобно, невозможно или слишком затратно. Главное отличие моделирования от других методов изучения сложных систем – возможность оптимизации системы до ее реализации. Поскольку много приложений, реализующих блокчейн, сложны в развертывании на тестовых сетях, моделирование и симуляция систем является важным аспектом для оценки производительности.

Традиционно модели разделяют на аналитические и имитационные. Аналитическая модель создается на основе теории или гипотезы, описывает определенный аспект системы с помощью математических выражений, и позволяет получать конечные результаты исследования в виде формальных соотношений, пригодных для количественного и качественного анализа. Данный тип моделей обычно применяют для описания фундаментальных свойств объектов.

На сегодняшний день в области решений блокчейн моделирование сетевых процессов развито слабо. Однако исследователи уже пытаются определить математические модели для описания процессов работы блокчейн-технологии и их зависимостей. Так, в таблице 1 приведено сравнение наиболее значимых решений в области аналитического моделирования.

Имитационные модели создаются с помощью стандартных программных средств с использованием стандартных вычислительных систем. Неоспоримым достоинством имитационного моделирования является возможность получения численных решений для тех моделей, которые не могут быть описаны конечными аналитическими выражениями [20]. Разумеется, не все задачи могут быть решены с использованием имитационного моделирования, например, задачи, требующие слишком большого объема вычислений из-за ограниченного ресурса вычислительных систем и конечного времени выполнения операций.

Для обеспечения качества предоставляемых услуг и стабильности состояния элементов сети связи при использовании технологии распределенных реестров планируется обеспечить за счет разработки эффективных моделей и методов прогнозирования трафика.

В настоящий момент существует несколько решений для моделирования работы блокчейн-технологии на сети связи, которые позволяют проводить различные проверки перед принятием окончательного решения о внедрении. В таблице 2 приведено сравнение наиболее значимых решений в области симуляции.

Моделирование блокчейн-систем на сети связи

Так как современные сети предоставляют широкий спектр услуг, то передача каждого вида трафика требует соблюдения некоторых условий к ряду параметров качества обслуживания, таких как задержка, потери, джиттер и другие. В связи с чем появляется необходимость моделирования систем и оценки параметров, поскольку при появлении трафика новых приложений существующие модели и характеристики трафика изменяются. В дальнейшем предлагается рассмотреть моделирование разных участков системы при передаче пользовательского трафика.

В настоящее время трафик пользовательских сессий относят к пуассоновским моделям [21], но при передаче гетерогенного трафика возможно наблюдать проявление самоподобия, которое оценивается коэффициентом Херста. Преобладание непуассоновского трафика приводит к необходимости использования моделей *G/G/v*, *G/D/v* для описания аналитических методов [22, 23].

В предлагаемой системе для описания характера потоков данных сторонних приложений на уровне доступа рассмотрим модели с интервалами времени между заявками пакетов, формируемых по простейшему закону распределения, широко применяемого при анализе и проектировании сетей передачи данных (*M*_{NET}). Интервал времени между заявками приложений блокчейн, согласно представленным в таблице 1 решениям, отнесем к Марковскому (*M*_{BC}). Согласно свойствам таких потоков, на маршрутизаторе суммарный поток (*M*_{NET+BC}) сходится к простейшему потоку с интенсивностью, равной сумме интенсивностей исходных потоков [24].

При этом закон распределения времени обслуживания такого трафика будет описан зависимостями с преобладанием самоподобия, которое возникает в результате объединения множества изолированных источников [25]. Для моделирования самоподобного потока используют различные ОNOF-методы, которые подразумевают формирование интересующего потока путем объединения потоков от нескольких источников [26]. Таким образом, из-за свойств пульсирующего трафика на оборудовании уровня агрегации распределение времени обслуживания трафика будет подчиняться закону с «тяжелыми хвостами» (Парето, Вейбулла и логнормальное распределения и др.). Рассмотрим распределение Парето для времени обслуживания трафика как наиболее подходящее по характеристикам [27]. Следовательно, упрощенную модель системы можно рассмотреть как $M_{NET+BC}/P_a/v$, а при рассмотрении и оценке характеристик каждого устройства – *M*_{NET+BC} /*P*_a/1.

Функция распределения Парето определяется следующим образом:

$$F(t) = 1 - \left(\frac{M}{t}\right)^a \, \text{при } t \ge M, t > 0, M > 0, \qquad (1)$$

где М – параметр масштаба; А – параметр формы.

| Исследование | Представленное решение | Инструмент/ технология | Рассматриваемые параметры и моделируемые характеристики | |
|--------------|---|--|---|--|
| [11] | Моделирование процесса, используя несколько очередей на основе четырех фаз (ожидание включения в блок; ожида- ние подтверждения; ожидание обслуживания; обслужива- ние). | Граф перехода состояний; Теория массового обслуживания; Марковские процессы | Моделирование генерации блока; Вероятности перехода состояний; Задержки доступа | |
| [12] | Модель организации майнинга определяют <i>M/M/n/L</i> . Емкость очереди устанавливается как <i>T_xB</i> , политика оче- реди – First Come First Serve, а правило отбрасывания – Block After Service, что означает, что только транзакции размера блока <i>T_xB</i> остаются в динамической памяти узлов майнинга, в то время как другие транзакции, даже если они обрабаты- ваются, находятся в пуле памяти. | Теория массового обслуживания | Среднее количество транзакций на блок; Общая мощность майнинга; Количество транзакций в секунду | |
| [13] | Модель <i>M/M/</i> 1 используется для моделирования пула па- мяти блокчейна, а майнинг пул моделируется моделью <i>M/M/n</i> . В любой момент времени в пуле майнинга может быть только один блок. Однако внутри пула майнинга про- цессы могут быть разделены на множество задач или пото- ков для параллельной обработки несколькими узлами май- нинга в сети. | Теория массового обслуживания | Среднее количество транзакций на блок; Скорость поступления транзакций; Среднее время майнинга каждого блока; Пропускная способность системы/транзакций; Время ожидания в пуле памяти; Количество неподтвержденных транзакций во всей системе; Общее количество транзакций | |
| [14] | Процесс майнинга моделируется с помощью системы очере- дей, анализируя время подтверждения транзакции. В реше- нии представлена модель <i>M/G/</i> 1 с пакетным обслужива- нием, в котором вновь поступающая транзакция не может попасть в объект обслуживания, даже если количество транзакций в средстве обслуживания не достигает макси- мального размера пакета. В этой модели время пребывания транзакции соответствует времени ее подтверждения. | Теория массового обслуживания | Среднее время генерации блока; Среднее количество транзакций в системе | |
| [15] | Рассматривается система на примере модели <i>M/G/</i> 1. По- ступление данных в узлы моделируется как неоднородный процесс Пуассона, где распределение скорости поступления на узлы выводится из аналитической модели протокола до- ставки данных. | Теория массового обслуживания | Вероятности времени распределе- ния блоков и транзакций; Время ответа узла; Вероятность разветвления цепочки; Продолжительность периода несогласованности реестра | |
| [16] | Предлагаются стохастические сетевые модели, чтобы фик- сировать эволюцию и динамику развития цепочки блоков. Используется комбинация аналитических расчетов и экспе- риментов по моделированию для исследования как стацио- нарных, так и переходных характеристик производительно- сти. | Стохастические модели | Влияние задержки распространения блока; Мощность хэширования узлов | |
| [17] | Для моделирования предлагаются игровые теории для ре- шения общих проблем в сети блокчейнов, таких как без- опасность, проблемы, связанные с управлением майнингом, а также вопросы, касающиеся экономики блочной цепи. | Теория игр | Экономические аспекты | |
| [18] | Рассматривается система на примере модели М/G/∞. Ис- пользуется эквивалентность между двумя конкретными дисциплинами обслуживания для получения стационар- ного распределения модели. | Теория массового обслуживания | Распределение периодов занятости; Задержки при обслуживании | |
| [19] | Развивается теория массового обслуживания в блокчейн- системах и дается оценка производительности системы. Для этого разрабатывается Марковская система очередей пакетного обслуживания с двумя различными этапами, ко- торые подходят для четкого выражения процесса майнинга в пуле майнеров и построения новой цепочки блоков. | Теория массового обслуживания; Марковские процессы | Среднее количество транзакций в очереди; Среднее количество транзакций в блоке; Среднее время подтверждения транзакции | |

ТАБЛИЦА 1. Решения в области аналитического моделирования для блокчейн-систем

TABLE 1. Analytical Modeling Solutions for Blockchain Systems

ТАБЛИЦА 2. Решения в области симуляции для блокчейн-систем

TABLE 2. Simulation Solutions for Blockchain Systems

| Решение | Описание | Пакеты программ | | |
|---|--|--|--|--|
| Тестовые сети | Тестовая сеть определенной системы применяется для про- верки работоспособности или значимости приложения. Используются анализаторы монет, которые не имеют реальной стоимости. | Bitcoin testnet explorer; Blockcypher; Testnet explorer; Bitcoin testnet faucet; Rinkeby network; Ganachecli; Ethereum Tester; Truffle framework; Remix ide; Ibm blockchain; Platform extension for visual studio code; Remme; Cryptospaniards | | |
| Демонстрация работы технологии | Данные решения показывают, как работают основные опера- ции блокчейна, такие как хеширование, майнинг, распростране- ние, а также позволяют получить сведения о результате проце- дуры при изменении определенных параметров. | Blockchain demo | | |
| Симуляторы для управления событиями | С помощью таких решений пользователи могут изучать основ- ные характеристики и показатели сети, исследовать взаимодей- ствия между узлами и сравнивать различные сценарии модели- рования. Они служат справедливым средством сравнения для различных платформ и позволяет глубже понять различные ва- рианты дизайна системы. Решения применяются как предвари- тельное тестирование для оценки общей производительности, и с рабочими нагрузками для оценки производительности от- дельных уровней. | Vibes; Simblock; Blocksim; BlockLite; Bitcoin simulator; Blockbench | | |
| Симулятор участка сети | Решения объединяют математические и логические аспекты и воспроизводят реальное поведение системы с помощью компьютерного программного обеспечения | AnyLogic; Mathlab; NS3; GPSS | | |

Проверка агрегированной исходной временной последовательности на самоподобие является важной задачей при моделировании данных СМО. Как было определено в [28], самоподобие сохраняется при агрегировании исходной временной последовательности. В данном случае процесс является самоподобным, если:

$$\lim_{n \to \infty} R^n(k) = \frac{\sigma^2}{2} ((k+1)^{2H} - 2k^{2H} + (k-1)^{2H}), \quad (2)$$

где $R^n(k)$ – корреляционная функция для агрегированного временного ряда; H – параметр Херста; k – временной сдвиг; σ^2 – выборочная дисперсия последовательности.

Однако если рассматривать ситуацию, когда закон распределения времени обслуживания такого трафика будет описан более сложными к инициализации зависимостями, то стоит перейти к модели с общим видом распределения – *M/G/1*. Тогда, в соответствии с [29], среднее время пребывания пакета в системе определяется по выражению:

$$T = \rho + \rho^2 \frac{1 + C_B^2}{2(1 - \rho)'}$$
(3)

где ρ – коэффициент использования системы; *C*_{B²} – нормированная дисперсия времени обслуживания.

Среднее время пребывания в очереди определяется следующим образом:

$$W = \frac{\lambda \ddot{x}^2}{2(1-\rho)},\tag{4}$$

где λ – средняя интенсивность поступления заявки; ^{ж²} – момент второго порядка случайной величины.

Большинство существующих приложений придерживается характера одноадресной передачи, при которой трафик направляется из одного источника к одному получателю. Широковещательная передача применяется для отправки единого потока команд управления и прочей служебной информации всем абонентам сети. Однако из-за специфики работы блокчейн-алгоритма можно отметить существенный рост многоадресной передачи трафика при обновлении данных в реестре, которая дублирует информацию для различных блокчейн-узлов.

В сетях передачи данных имеется много очередей на передачу, которые взаимодействуют друг с другом, происходят слияния с частями других потоков, что влияет и усложняет характер процессов [30]. В связи с чем на граничном маршрутизаторе может организовываться модель взаимодействия – G/G/1 и G/G/n. Однако одним из способов оценки вероятностно-временных характеристик телекоммуникационных узлов инфокоммуникационной сети, как системы массового обслуживания, в условиях слабовыраженных корреляционных связей является решение интегральных уравнений Линдли. Уделим особое внимание финальной формуле, полученной при выводе уравнения [30]. Так, интегральная функция времени ожидания при любых значениях аргумента:

$$W(y) = \int_{-\infty}^{y} W(y-u)c(u)du.$$
 (5)

Из-за сложности самоподобных процессов для расчета их аналитических моделей, как правило, применяются методы имитационного моделирования.

Для проверки адекватности использования систем имитационного моделирования и моделей в качестве инструмента оценки сетевых характеристик предлагается использовать систему имитационного моделирования AnyLogic.

Данная система поддерживает различные подходы к созданию имитационных моделей, позволяет учитывать различные аспекты моделируемой системы с различным уровнем детализации, имеет графический интерфейс [32].

На рисунке 3 представлена AnyLogic модель сети передачи данных при включении в нее блокчейнтехнологии.



Рис. 3. Моделирование системы с блокчейн-узлами Fig. 3. Modeling a System with Blockchain Nodes

Эксперимент показал, что работоспособность сети зависит от интенсивности появления заявок, при этом для корректной работы технологии блокчейн представленного типа можно варьировать значения интенсивности узлов и значения размера буфера.

На рисунке 4 представлено сравнение полученных значений при аналитическом моделировании и при имитационном. Данные незначительно различаются, так как при построении моделей автором не учитывались внутренние связи между сетевыми элементами, что могло повлиять на результаты. Также имитационная модель не дает возможности получения точечной оценки исследуемого параметра, а позволяет получить интервальные оценки, точность которых зависит от методов и объема наблюдений, начального состояния, генератора псевдослучайных чисел [30].



Рис. 4. Моделирование системы с блокчейн-технологией Fig. 4. Modeling a System with Blockchain Technology

Следует отметить, что моделирование производительности технологии блокчейн с помощью системы AnyLogic возможно и удобно для анализа при изменении различных параметров. Однако для более точных результатов необходимо провести дополнительные исследования в области моделирования работы блокчейна на эмуляторе AnyLogic. Анализ моделей показал применимость отдельных систем имитационного моделирования для оценки влияния технологии блокчейн на сети передачи данных.

Заключение

Сегодня объем производимого блокчейн-устройствами трафика меньше объема трафика таких услуг, как передача видео и передача данных, однако из-за растущей популярности технологии потенциально возможное число таких устройств, может стать так велико, что интенсивность производимого ими трафика будет сопоставима с трафиком традиционных услуг. Если трафик блокчейнтехнологии обслуживается совместно с критичным к задержке и потерям трафиком, то он может оказывать существенное влияние на качество обслуживания трафика традиционных услуг. В данной работе был проведен и представлен обзор решений в области аналитического и имитационного моделирования с акцентом на системы массового обслуживания. Представлены результаты сравнения моделирования.

В дальнейшем планируется расширить показатели системы для получения более точных результатов при помощи системы AnyLogic и предложить методику расчета сетевой инфраструктуры с учетом характеристик трафика и полученных данных.

ИСТОЧНИК ФИНАНСИРОВАНИЯ

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 19-37-90050/19.

Список используемых источников

1. Бородин А.С., Кучерявый А.Е. Сети связи и пандемия // Электросвязь. 2020. № 5. С. 8–10. DOI:10.34832/ELSV. 2020.6.5.002

2. Xu X., Pautasso C., Zhu L., Gramoli V., Ponomarev A., Tran A.B., et al. The Blockchain as a Software Connector // Proceedings of the 13th Working IEEE/IFIP Conference on Software Architecture (WICSA, Venice, Italy, 5–8 April 2016). IEEE, 2016. PP. 182–191. DOI:10.1109/WICSA.2016.21

3. Palmara P. Tracing and tracking with the blockchain // Tesi di laurea Magistrale. Politecnico di Milano, 2018.

4. Mougayar W. The Business Blockchain: Promise, Practice, and Application of the Next Internet Technology. Hoboken: John Wiley & Sons, 2016. 208 p.

5. Elagin V.S., Spirkina A.V., Levakov A., Belozertsev I. Blockchain Behavioral Traffic Model as a Tool to Influence Service IT Security // Future Internet. 2020. Vol. 12. PP. 68. DOI:10.3390/fi12040068

6. Shahid M.N. A Cross-Disciplinary Review of Blockchain Research Trends and Methodologies: Topic Modeling Approach // Proceedings of the 53rd Annual Hawaii International Conference on System Sciences (HICSS, Wailea, Maui, Hawaii, 7–10 January 2020). 2020. PP. 4053–4060. DOI:10.24251/HICSS.2020.495

7. Vladyko A.G., Spirkina A.V., Elagin V.S., Belozertsev I.A., Aptrieva E.A. Blockchain Models to Improve the Service Security on Board Communications // 2020 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications (Moscow, Russian, 19–20 March 2020). IEEE, 2020. PP. 1–5. DOI:10.1109/IEEECONF48371.2020.9078572

8. Lao L., Li Z., Hou S., Xiao B., Guo S., Yang Y. A Survey of IoT Applications in Blockchain Systems: Architecture, Consensus, and Traffic Modeling // ACM Computing Surveys. 2020. Vol. 53. Iss. 1. DOI:10.1145/3372136

9. Елагин В.С., Спиркина А.В., Владыко А.Г., Иванов Е.И., Помогалова А.В., Аптриева Е.А. Основные сетевые характеристики blockchain трафика и подходы к моделированию // Т-Сотт: Телекоммуникации и транспорт. 2020. Т. 14. № 4. С. 39–45. DOI:10.36724/2072-8735-2020-14-4-39-45

10. Smetanin S., Ometov A., Komarov M., Masek P., Koucheryavy Y. Blockchain Evaluation Approaches: State-of-the-Art and Future Perspective // Sensors. 2020. № 12. DOI:10.3390/s20123358

11. Ling X., Le Y., Wang J., Ding Z., Gao X. Practical Modeling and Analysis of Blockchain Radio Access Network // IEEE Transactions on Communications. 2020. Vol. 69. Iss. 2. PP. 1021–1037. DOI:10.1109/TCOMM.2020.3029779

12. Memon R.A., Li J., Ahmed J., Khan A., Nazir M.I., Mangrio M.I. Modeling of Blockchain Based Systems Using Queuing Theory Simulation // Processing of the 15th International Computer Conference on Wavelet Active Media Technology and Information (Chengdu, China, 14–16 December 2018). IEEE, 2018. PP. 107–111. DOI:10.1109/ICCWAMTIP.2018.8632560

13. Memon R.A., Li J.P., Ahmed J. Simulation model for blockchain systems using queuing theory // Electronics. 2019. Vol. 8. Iss. 2. DOI:10.3390/electronics8020234

14. Kawase Y., Kasahara S. Transaction-Confirmation Time for Bitcoin: A Queueing Analytical Approach to Blockchain Mechanism // Proceedings of the 12th International Conference on Queueing Theory and Network Applications (QTNA 2017, Qinhuangdao, China, 21–23 August 2017). Lecture Notes in Computer Science. Cham: Springer, 2017. Vol. 10591. PP. 75–88. DOI:10.1007/978-3-319-68520-5_5

15. Mišić J., Mišić V.B., Chang X., Motlagh S.G., Zulfiker M.A. Modeling of Bitcoin's Blockchain Delivery Network // IEEE Transactions on Network Science and Engineering. 2019. Vol. 7. Iss. 3. PP. 1368–1381. DOI:10.1109/TNSE.2019.2928716

16. Papadis N., Borst S., Walid A., Grissa M., Tassiulas L. Stochastic Models and Wide-Area Network Measurements for Blockchain Design and Analysis // Proceedings of the IEEE INFOCOM 2018 – IEEE Conference on Computer Communications (Honolulu, USA, 16–19 April 2018). IEEE, 2018. PP. 2546–2554. DOI:10.1109/INFOCOM.2018.8485982

17. Liu Z., Luong N.C., Wang W., Niyato D., Wang P., Liang Y.-C., Kim D.I. A Survey on Applications of Game Theory in Blockchain // arXiv preprint arXiv:1902.10865. 2019. PP. 1–26.

18. Frolkova M., Mandjes M. A Bitcoin-inspired infinite-server model with a random fluid limit // Stochastic Models. 2019. Vol. 35. Iss. 1. PP. 1–32. DOI:10.1080/15326349.2018.1559739

19. Li Q.L., Ma J.Y., Chang Y.X. Blockchain Queue Theory // Proceedings of the 7th International Conference on Computational Social Networks (CSoNet 2018, Shanghai, China, 18–20 December 2018). Lecture Notes in Computer Science. Cham: Springer, 2018. Vol. 11280. PP. 25–40. DOI:10.1007/978-3-030-04648-4_3

20. Makolkina M., Koucheryavy A., Paramonov A. Investigation of Traffic Pattern for the Augmented Reality Applications // Proceedings of the 15th IFIP WG 6.2 International Conference on Wired/Wireless Internet Communication (WWIC 2017, St. Petersburg, Russia, 21–23 June 2017). Lecture Notes in Computer Science. Cham: Springer, 2017. Vol. 10372. PP. 233–246. DOI:10.1007/978-3-319-61382-6_19

21. Rec. ITU-T. Q.3925 Traffic Flow Types for Testing Quality of Service Parameters on Model Networks. ITU, 2012.

22. Карташевский В.Г. Основы теории массового обслуживания. М.: Горячая линия – Телеком, 2013. 126 с.

23. Хинчин А.Я. Математические методы теории массового обслуживания: труды математического института им. В.А. Стеклова. М.: Изд. АН СССР, 1955, 122 с.

24. Лившиц Б.С., Пшеничинков А.П., Харкевич А.Д. Теория телетрафика. М.: Связь, 1979. 224 с.

25. Шелухин О.И. Мультифракталлы. Инфокоммуникационные приложения. М.: Горячая Линия – Телеком, 2011. 578 с.

26. Викулов А.С., Парамонов А.И. Анализ трафика в сети беспроводного доступа стандарта IEEE 802.11 // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. З. № 3. С. 21–27.

27. Кучерявый А.Е., Махмуд О.А., Парамонов А.И. Метод маршрутизации трафика в сети интернета вещей на основе минимума вероятности коллизий // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 3. С. 37–44. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-3-37-44

28. Назаров А.Н., Сычев К.И. Модели и методы расчета показателей качества функционирования узлового оборудования и структурно-сетевых параметров сетей связи следующего поколения. Красноярск: Полииздат, 2010. 390 с.

29. Клейнрок Л. Вычислительные сети с очередями. М.: Мир, 1979. 600 с.

30. Парамонов А.И. Разработка и исследование комплекса моделей трафика для сетей связи общего пользования. Автореф. дис. ... докт. техн. наук. СПб: СПбГУТ, 2014.

31. Самуйлов К.Е. Методы анализа и расчета сетей сигнализации и мультисервисных сетей с одноадресными и многоадресными соединениями. Автореф. дис. ... докт. техн. наук. Москва: МТУСИ, 2005.

32. Spirkina A.V., Aptrieva E.A., Elagin V.S., Shvidkiy A.A., Savelieva A.A. Approaches to Modeling Blockchain Systems // Proceedings of the 12th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (Brno, Czech Republic, 5–7 October 2020). IEEE, 2020. PP. 242–247. DOI:10.1109/ICUMT51630.2020.9222437

* * *

Scientific Aspects of Structural and Parametric Simulation Modeling of Blockchain Systems

A. Spirkina¹

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

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-122-131 Received 10th February 2021 Accepted 15th March 2021

For citation: Spirkina A. Scientific Aspects of Structural and Parametric Simulation Modeling of Blockchain Systems. *Proc. of Telecom. Universities.* 2021;7(1):122–131. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-122-131

Abstract: Over the past decade, in addition to multiservice networks, blockchain technology has undergone significant development due to the possibility of organizing a safe, integral, reliable exchange and storage of information. Due to the great demand for the technology, there is a problem of data transmission to the operators' networks. At the same time, a key task appears to consider the effect of this technology on network characteristics to predict traffic behavior on the network and ensure the required service quality indicators, as well as the stability of the state of the public communication network elements when the distributed ledger technology is operating. However, to consider and analyze the influence of technology in a full-scale experiment is a labor-intensive task that cannot always be performed, therefore, in this article, the authors propose to consider approaches to structural-parametric modeling of these systems.

Keywords: blockchain, distributed ledger, decentralized systems, simulation, analytical modeling.

FUNDING

The reported study was funded by RFBR according to the research project № 19-37-90050/19.

References

1. Borodin A.S., Koucheryavy A.Eu. Communications Networks and Pandemic. *Elektrosvyaz.* 2020;5:8–10. DOI:10.34832/ ELSV.2020.6.5.002 (in Russ.)

2. Xu X., Pautasso C., Zhu L., Gramoli V., Ponomarev A., Tran A.B., et al. The Blockchain as a Software Connector. *Proceedings* of the 13th Working IEEE/IFIP Conference on Software Architecture, WICSA, 5–8 April 2016, Venice, Italy. IEEE; 2016. p.182–191. DOI:10.1109/WICSA.2016.21

3. Palmara P. Tracing and tracking with the blockchain. *Tesi di laurea Magistrale*. Politecnico di Milano; 2018.

4. Mougayar W. *The Business Blockchain: Promise, Practice, and Application of the Next Internet Technology*. Hoboken: John Wiley & Sons; 2016. 208 p.

5. Elagin V.S., Spirkina A.V., Levakov A., Belozertsev I. Blockchain Behavioral Traffic Model as a Tool to Influence Service IT Security. *Future Internet*. 2020;12:68. DOI:10.3390/fi12040068

6. Shahid M.N. A Cross-Disciplinary Review of Blockchain Research Trends and Methodologies: Topic Modeling Approach. *Proceedings of the 53rd Annual Hawaii International Conference on System Sciences, HICSS, 7–10 January 2020, Wailea, Maui, Hawaii.* 2020. p.4053–4060. DOI:10.24251/HICSS.2020.495

7. Vladyko A.G., Spirkina A.V., Elagin V.S., Belozertsev I.A., Aptrieva E.A. Blockchain Models to Improve the Service Security on Board Communications. *2020 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications*, 19–20 *March 2020, Moscow, Russian*. IEEE; 2020. p.1–5. DOI:10.1109/IEEECONF48371.2020.9078572

8. Lao L. Li Z., Hou S., Xiao B., Guo S., Yang Y. A Survey of IoT Applications in Blockchain Systems: Architecture, Consensus, and Traffic Modeling. *ACM Computing Surveys*. 2020;53(1). DOI:10.1145/3372136

9. Elagin V.S., Spirkina A.V., Vladyko A.G., Ivanov E.I., Pomogalova A.V., Aptrieva E.A. The Main Network Characteristics of Blockchain Traffic and Modeling Approaches. *T-Comm*. 2020;4:39–45. (in Russ.) DOI:10.36724/2072-8735-2020-14-4-39-45

10. Smetanin S., Ometov A., Komarov M., Masek P., Koucheryavy Y. Blockchain Evaluation Approaches: State-of-the-Art and Future Perspective. *Sensors*. 2020;12. DOI:10.3390/s20123358

11. Ling X., Le Y., Wang J., Ding Z., Gao X. Practical Modeling and Analysis of Blockchain Radio Access Network. *IEEE Transactions on Communications*. 2020;69(2):1021–1037. DOI:10.1109/TCOMM.2020.3029779

12. Memon R.A., Li J., Ahmed J., Khan A., Nazir M.I., Mangrio M.I. Modeling of Blockchain Based Systems Using Queuing Theory Simulation. *Processing of the 15th International Computer Conference on Wavelet Active Media Technology and Information,* 14–16 December 2018, Chengdu, China. IEEE; 2018. p.107–111. DOI:10.1109/ICCWAMTIP.2018.8632560

13. Memon R.A., Li J.P., Ahmed J. Simulation model for blockchain systems using queuing theory. *Electronics*. 2019;8(2). DOI:10.3390/electronics8020234

14. Kawase Y., Kasahara S. Transaction-Confirmation Time for Bitcoin: A Queueing Analytical Approach to Blockchain Mechanism. *Proceedings of the 12th International Conference on Queueing Theory and Network Applications, QTNA 2017, 21–23 August 2017, Qinhuangdao, China. Lecture Notes in Computer Science.* Cham: Springer; 2017. vol.10591. p.75–88. DOI:10.1007/ 978-3-319-68520-5_5

15. Mišić J., Mišić V.B., Chang X., Motlagh S.G., Zulfiker M.A. Modeling of Bitcoin's Blockchain Delivery Network. *IEEE Transactions on Network Science and Engineering*. 2019;7(3):1368–1381. DOI:10.1109/TNSE.2019.2928716

16. Papadis N., Borst S., Walid A., Grissa M., Tassiulas L. Stochastic Models and Wide-Area Network Measurements for Blockchain Design and Analysis. *Proceedings of the IEEE INFOCOM 2018 – IEEE Conference on Computer Communications, 16–19 April 2018, Honolulu, USA*. IEEE; 2018. p.2546–2554. DOI:10.1109/INFOCOM.2018.8485982

17. Liu Z., Luong N.C., Wang W., Niyato D., Wang P., Liang Y.-C., Kim D.I. A Survey on Applications of Game Theory in Blockchain. *arXiv preprint arXiv:1902.10865*. 2019. p.1–26.

18. Frolkova M., Mandjes M. A Bitcoin-inspired infinite-server model with a random fluid limit. *Stochastic Models*. 2019;35(1):1–32. DOI:10.1080/15326349.2018.1559739

19. Li Q.L., Ma J.Y., Chang Y.X. Blockchain Queue Theory. *Proceedings of the 7th International Conference on Computational Social Networks, CSoNet 2018, 18–20 December 2018, Shanghai, China. Lecture Notes in Computer Science*. Cham: Springer; 2018. vol.11280. p.25–40. DOI:10.1007/978-3-030-04648-4_3

20. Makolkina M., Koucheryavy A., Paramonov A. Investigation of Traffic Pattern for the Augmented Reality Applications. *Proceedings of the 15th IFIP WG 6.2 International Conference on Wired/Wireless Internet Communication, WWIC 2017, 21–23 June 2017, St. Petersburg, Russia. Lecture Notes in Computer Science.* Cham: Springer; 2017. vol.10372. p.233–246. DOI:10.1007/978-3-319-61382-6_19

21. Rec. ITU-T. Q.3925 Traffic Flow Types for Testing Quality of Service Parameters on Model Networks. ITU; 2012.

22. Kartashevskij V.G. Basics of Queuing Theory. Moscow: Goryachaya liniya – Telekom Publ.; 2013. 126 p. (in Russ.)

23. Hinchin A.Ya. *Mathematical Methods of the Theory of Queuing: Proceedings of the Mathematical Institute named after V.A. Steklov.* Moscow: Academy of Sciences of the USSR Publ.; 1955. 122 p. (in Russ.)

24. Livshic B.S., Pshenichinkov A.P., Kharkevich A.D. Teletraffic Theory. Moscow: Svyaz Publ.; 1979. 224 p. (in Russ.)

25. Sheluhin O.I. *Multifractals. Infocommunication Applications*. Moscow: Goryachaya Liniya – Telekom; 2011. 578 p. (in Russ.)

26. Vikulov A., Paramonov A. IEEE 802.11 WLAN Traffic Analysis. Proc. of Telecom. Universities. 2017;3(3):21–27. (in Russ.)

27. Koucheryavy A., Mahmood O.A., Paramonov A. Traffic Routing Method for the Internet of Things Based on the Minimum of Collisions Probability. *Proc. of Telecom. Universities.* 2019;5(3):37–44. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-3-37-44 28. Nazarov A.N., Sychev K.I. *Models and Methods for Calculating Performance Indicators of Nodal Equipment and Structural*

and Network Parameters of Next Generation Communication Networks. Krasnoyarsk: Poliizdat Publ.; 2010. 390 p. (in Russ.) 29. Klejnrok L. Computing Networks with Queues. Moscow: Mir Publ.; 1979. 600 p. (in Russ.)

30. Paramonov A.I. *Development and Research of a Complex of Traffic Models for Public Communication Networks.* D.Sc Thesis. St. Petersburg: The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications; 2014. (in Russ.)

31. Samujlov K.E. *Methods for Analysis and Calculation of Signaling Networks and Multiservice Networks with Unicast and Multicast Connections*. D.Sc Thesis. Moscow: Moscow Technical University of Communications and Informatics; 2005. (in Russ.)

32. Spirkina A.V., Aptrieva E.A., Elagin V.S., Shvidkiy A.A., Savelieva A.A. Approaches to Modeling Blockchain Systems. *Proceedings of the 12th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops*, 5–7 *October 2020, Brno, Czech Republic.* IEEE; 2020. p.242–247. DOI:10.1109/ICUMT51630.2020.9222437

Сведения об авторе:

СПИРКИНА ского го Анастасия Валентиновна М.А. Бонч

аспирант кафедры Инфокоммуникационных систем Санкт-Петербург-Скина ского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, <u>spirkina.av@gmail.com</u> https://orcid.org/0000-0002-9047-1484 УДК 681.5

Программная методика оценки эффективности аппаратного состава серверов системы глубокой инспекции пакетов с использованием модернизированного метода Хука – Дживса

В.В. Фицов¹

¹Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация *Адрес для переписки: noldi@iks.sut.ru

Информация о статье

Поступила в редакцию 01.03.2021 Принята к публикации 17.03.2021

Ссылка для цитирования: Фицов В.В. Программная методика оценки эффективности аппаратного состава серверов системы глубокой инспекции пакетов с использованием модернизированного метода Хука – Дживса // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 1. С. 132–140. DOI:10.31854/1813-324Х-2021-7-1-132-140

Аннотация: Системы глубокой инспекции пакетов на сетях связи используются для распознавания приложения порождающего конкретный поток трафика. Вопросы, связанные с моделированием и проектированием систем глубокой инспекции пакетов, остаются малоизученными. В данной работе приводится программная методика оценки эффективности аппаратного состава серверов системы глубокой инспекции пакетов, использующая математическую модель такой системы и методы программного поиска. Дается описание программного поиска методом максимального элемента и методом Хука – Дживса. Предложена модернизация метода Хука – Дживса для монотонно убывающей функции. Проведено сравнение методов по числу шагов поиска.

Ключевые слова: глубокая инспекция пакетов, программный поиск, метод максимального элемента, метод Хука – Дживса, математическая модель.

Введение

С распространением сетевых приложений, использующих доступные транспортные порты, не закрепляемые за приложением, в современных мультисервисных сетях обострилась проблема распознавания трафика. Оказалось, что без специальных технологий классификации трафика и инспектирования пакетов сетевое оборудование не различает данные различных приложений.

Наиболее точный анализ выполняют устройства глубокой инспекции пакетов DPI (*аббр. от англ.* Deep Packet Inspection). Для распознавания приложения по потоку пакетов используется специальный метод анализа (в том числе сигнатурного), обычно разрабатываемый и поддерживаемый вендором. Из-за большего числа существующих приложений поддержка сотен и тысяч методов довольно затратная. Кроме того, методы анализа требуют значительных аппаратных ресурсов. Наиболее производительные системы DPI используют специализированные аппаратные платы для разбора и анализа поступающих пакетов [1]. Все это вместе приводит к высокой стоимости оборудования DPI.

В ряде работ исследуются вопросы анализа при классификации трафика и глубокой инспекции пакетов. Например, в [2, 3] описываются параметры выявления потоков данных и способы анализа этих потоков. Сетевое приложение может инициировать передачу данных с помощью одного или нескольких потоков пакетов. Пакеты объединяются в поток с помощью МАС и IP-адресов, транспортных портов и типа протокола. Исследования количества анализируемых пакетов из потока трафика были проведены в [4, 5]. Алгоритмы комбинации решений были представлены в работах по классификации трафика [6, 7].

В [8] проведена оценка необходимых аппаратных ресурсов для извлечения идентификатора потока на аппаратном фильтре, для поиска/добавления идентификатора потока и поиска сигнатуры в тактах.

Б. Ньянг [9] предлагает математическую модель взаимодействия системы DPI с различными внешними серверами сетей связи. Однако такая математическая модель системы DPI не дает описания числа обслуживающих устройств и взаимодействия между серверами внутри системы. Общеизвестные подходы по определению необходимой вычислительной мощности оборудования систем глубокой инспекции пакетов основываются на параметрах максимальной скорости сетевых интерфейсов и числе одновременно установленных соединений, и не предполагают проведения расчетов. Вопросы, связанные с моделированием и проектированием систем DPI, остаются малоизученными. В связи с этим в [10] была предложена математическая модель DPI, состоящая из двух различных математических моделей. Подробнее об этом будет сказано ниже. Недостаточно внимания уделено эффективности использования аппаратных ресурсов в системах DPI из-за сложности и новизны проблемы. Использование методики оценки эффективности вариантов аппаратного состава серверов системы DPI позволило бы выявить необходимость в модернизации системы с целью повысить быстродействие и получить подходящую загрузку аппаратных ресурсов в системе.

В данной работе описывается применение разработанной программной методики для оценки эффективности работы системы DPI, кратко упомянутой ранее в [11]. Программная методика основана на представленной в [10] математической модели. Программный поиск осуществляется методом максимального элемента (ММЭ) [12] или модернизированным методом Хука – Дживса (МНЈ), представленным в этой статье.

Особенности системы глубокой инспекции пакетов

Система DPI распознает приложения по потоку пакетов, проводит мониторинг трафика, собирает статистику, ограничивает скорость трафика по приложениям [13]. В значительном числе работ, например в [1, 13], рассказывается о способах применения системы DPI. А в [1, 9, 14] говорится о внутренней архитектуре системы DPI, состоящей из нескольких специализированных серверов. В [14] определяется ряд функциональных объектов системы DPI: сканирование (DPI-ScF, аббр. от англ. Scan Function), анализ (DPI-AnF, аббр. от англ. Analyser Function), выполнение действий (DPI-AcEF, аббр. от англ. Action Execution Function), выбор политики (PDF, аббр. от англ. Policy Decision Function). Зачастую функции сканирования и выполнения действий над потоками трафика (политик) объединены в сервере, который принято называть аппаратный фильтр (HWF, аббр. от англ. Hardware Filter) [9, 11]. Под политикой подразумевается набор правил по управлению доступом к ресурсам сети, применительно к проходящему через DPI трафику.

Каждый из серверов выполняет свои задачи и активно взаимодействует с остальными серверами системы DPI. Задачи аппаратного фильтра – выявлять потоки, пропускать или ограничивать известный трафик в соответствии с параметрами фильтрации, а также передавать на анализ неизвестный трафик. Сервер анализа проводит глубокую инспекцию пакетов потока и выявляет его принадлежность к определенному приложению. Сервер выбора политик для выявленного приложения указывает номер политики обработки его трафика. Сервера хранения информации сообщают инструкции по обработке трафика согласно выбранной политике, которые затем применяются на аппаратном фильтре.

Аппаратный фильтр системы DPI может работать в разных режимах, с точки зрения обработки пакетов неизвестного потока трафика, до того, как поток будет распознан. В первом режиме такие пакеты отбрасываются до тех пор, пока поток не будет определен. Во втором режиме пакеты неизвестного потока пропускаются согласно политике «по умолчанию», пока не будет получена уточненная политика. В третьем режиме пакеты потока буферизируются и пропускаются только по завершению анализа. Система DPI может быть представлена как сеть массового обслуживания (СеМО), состоящая из систем массового обслуживания (СМО). При расчете и проектировании такой СеМО возникает вопрос о необходимом числе обслуживающих устройств на каждом из СМО.

Математическая модель системы DPI

В [10] была предложена математическая модель DPI, состоящая из двух различных математических моделей, основанных на трудах И. Норроса [15], а также Е. Вентцель и Л. Овчарова [16]. Для аппаратного фильтра (СМО1) применяется математическая модель, основанная на [15], в которой поток поступления заявок описывается фрактальным броуновским движением. Для сервера анализа (СМО2) применяется математическая модель с бесконечной очередью и равномерным взаимодействием, о котором упоминалось в [16]. В [10] были представлены формулы расчета среднего времени нахождения заявок в системе DPI (1), и в частности для СМО1 (2) и СМО2 (4).

Время, затрачиваемое на серверах выбора политики (\overline{T}_3) и хранения информации (\overline{T}_4), не учитывалось, исходя из сравнительно небольшой нагрузки на эти сервера:

$$\overline{T_{dpi}} = \overline{T_1} + \overline{T_2} + \overline{T_3} + \overline{T_4},\tag{1}$$

$$\overline{T}_{1} \approx \left(\frac{\rho}{(V_{1} - \rho) \times m}\right) \times \\ \times \exp\left(-\frac{(C - m)^{2 \times H}}{2 \times \varphi(H)^{2} \times a \times m} \times x^{2 - 2 \times H}\right) + \frac{x}{m},$$
(2)

где ρ – загрузка СМО; V_1 – число обслуживающих устройств СМО1; C – пропускная способность системы; m – средняя величина поступающего трафика; H – параметр Херста для самоподобного процесса; $\varphi(H)$ – коэффициент определяемый согласно (3); параметр a – характерный момент фрактального броуновского движения; x – среднее число заявок в СМО1.

$$\varphi(H) = H^H \times (1 - H)^{1 - H}, \qquad (3)$$

$$I_{2} = \frac{\left[\frac{1}{\sum_{i=1}^{h} i \times l \times \mu + \sum_{j=h+1}^{V_{2}} j \times \mu} + \frac{\beta}{V_{2} \times \mu} \times \frac{\alpha^{h}}{h!} \times \beta \times \frac{1}{(1-\beta)^{2}}\right]}{\left[\sum_{i=0}^{h} \frac{\alpha^{i}}{i!} + \frac{\alpha^{h}}{h!} \times \frac{\beta^{h+1}}{1-\beta}\right]}, \quad (4)$$

где h – максимально возможное количество групп обслуживающих устройств СМО2; l – число устройств в одной группе; μ – интенсивность обслуживания заявок СМО2; V_2 – число обслуживающих устройств СМО2.

Коэффициенты α и β определяются в (5) и (6):

$$\alpha = \frac{\lambda}{l \times \mu'} \tag{5}$$

$$\beta = \frac{\lambda}{V_2 \times \mu'},\tag{6}$$

где λ – интенсивность поступающих заявок.

В программной методике формулы расчета среднего времени нахождения заявок в СМО1 (2) и СМО2 (4) будут использоваться для оценки эффективности числа обслуживающих устройств на аппаратном фильтре и сервере анализа системы DPI.

Программный поиск в методике оценки эффективности

Определить подходящее под заданные условия число обслуживающих устройств для серверов системы DPI можно, используя упомянутую выше математическую модель. При этом предлагается использовать методы программного поиска. Особенностью данной задачи является предположение о том, что с ростом числа обслуживающих устройств среднее время обработки заявки в системе будет снижаться. Таким образом, можно считать, что функция среднего времени обработки заявки от числа обслуживающих устройств будет монотонно убывающей. Данное обстоятельство значительно упрощает реализацию программных алгоритмов поиска эффективного распределения аппаратных ресурсов по серверам системы DPI.

Для программного поиска используют теорему Куна и Такера, ММЭ, метод динамического программирования, метод неопределенности множеств Лагранжа, метод Гаусса – Зейделя, метод Хука – Дживса (НЈ-метод), метод Нелдера – Мида, методы случайного поиска и другие. Одним из самых простых методов программного поиска для малого числа шагов является ММЭ. Об использовании ММЭ рассказывалось ранее в [12]. Альтернативным рекомендуемым подходом по сравнению с ММЭ может выступать НЈ-метод, разработанный в 1961 г. [17], но до сих пор являющийся весьма эффективным и оригинальным. НЈ-метод более сложный в программной реализации, но предполагает более быстрый поиск (т. е. требует меньшего числа шагов поиска).

Был разработан программный код на языке python с применением ММЭ и HJ-метода для оценки эффективности аппаратного состава серверов системы DPI. Алгоритм работы программной методики оценки числа устройств специализированных серверов системы DPI представлен на рисунке 1.

В ходе оценки эффективности аппаратного состава системы DPI будет проводиться расчет среднего времени нахождения заявки в системе с изменением числа обслуживающих устройств на серверах DPI согласно выбранному шагу по MMЭ или HJ. Для проведения расчетов согласно формулам математической модели, в программном коде на языке руthon требуются циклы для расчета математических сумм, а также элементарные математические функции библиотеки math для расчета факториала (factorial) и степени (pow) указанного числа.

В качестве шага по ММЭ выбрано увеличение числа обслуживающих устройств на 1 вплоть до 100. А начать расчет среднего времени нахождения заявки в системе DPI целесообразно с одного устройства. Т. к. математическая модель DPI дает описание для СМО1 и СМО2, то и программный поиск проводится для каждого из двух СМО. В таблице 1 даны значения среднего времени анализа потока трафика системой DPI, полученные с помощью программных функций расчета по математической модели DPI для разного числа устройств в СМО1 и СМО2. В качестве исходных данных для расчетов использовались значения набора параметров, полученных на основе статистического анализа трафика общежитий СПбГУТ, приведенные в [10].

| ТАБЛИЦА 1. Среднее время нахождения заявки в системе |
|---|
| DPI при увеличении числа обслуживающих устройств СМО1 |
| и СМО2 |

TABLE 1. Average Time Spent by a Request in the DPI System with an Increase in the Number of Servicing Devices QS1 and QS 2

| <i>V</i> 1, шт. | V ₂ , шт. | T _{dpi} , c | V ₁ , шт. | V2, шт. | T _{dpi} , c | V ₁ , шт. | V ₂ , шт. | <i>Т_{dpi},</i> с |
|--------------------|-------------------------|----------------------|-------------------------|------------|----------------------|-------------------------|-------------------------|---------------------------|
| 1 | 1 | 0,1369 | 2 | 1 | 0,1203 | 3 | 1 | 0,1147 |
| 1 | 2 | 0,0337 | 2 | 2 | 0,0171 | 3 | 2 | 0,0115 |
| 1 | 3 | 0,0334 | 2 | 3 | 0,0167 | 3 | 3 | 0,0112 |
| 1 | 4 | 0,0333 | 2 | 4 | 0,0167 | 3 | 4 | 0,0111 |



Рис. 1. Алгоритм логики работы основной программы оценки эффективного аппаратного состава серверов системы DPI

Fig. 1. Algorithm of the Logic for Main Program of the Effective Equipment Composition of the DPI Server System Значения среднего времени нахождения заявки в системе DPI, приведенные в таблице 1, подтверждают предположение об их монотонно убывающем характере с ростом числа обслуживающих устройств на серверах системы DPI. Увеличение числа устройств в СМО1 и СМО2 с различной степенью влияет на снижение среднего времени нахождения заявки в системе DPI.

Подобные расчеты позволяют определить подходящую комбинацию числа обслуживающих устройств для выполнения требования по максимально допустимому времени обнаружения потока трафика и применения к нему соответствующих политик. Однако если исходить из того, что дальнейшее снижение времени нахождения заявки в системе DPI дает некоторое преимущество, то возникает вопрос: до какого числа обслуживающих устройств СМО1 и СМО2 целесообразно наращивать производительность системы при заданных исходных данных, предполагающих поток поступающих заявок на определенном статистикой уровне.

Во-первых, увеличение числа обслуживающих устройств имеет смысл при ощутимом снижении времени нахождения заявки в системе. Как видно из таблицы 1, с ростом числа устройств эффект в виде снижения времени нахождения заявки в системе уменьшается. Поэтому в программную методику оценки эффективности был введен параметр минимально целесообразного снижения среднего времени нахождения заявки в системе (ΔT) при увеличении обслуживающих устройств на 1. Для примера в качестве ощутимого для сети изменения времени нахождения заявки в системе DPI было выбрано значение в 0,1 мс.

Во-вторых, рост количества обслуживающих устройств означает увеличение затрат на покупку оборудования, потребление электроэнергии и прочего. В данной статье не ставится задача по исследованию экономической целесообразности того или иного решения, а только показывается наличие такого влияния и возможность его практического внедрения в метод проектирования системы DPI. Таким образом, в программную методику оценки эффективности была введена функция стоимости, ранее представленная в [12], которая учитывает стоимость оборудования, амортизацию, издержки на потребление электроэнергии, недополученную прибыль по причине более высокой загруженности сети оператора связи, при менее эффективной работе системы DPI. При этом стоимость устройств для СМО1 и СМО2 может быть различной.

Для тех же исходных данных, взятых из [10], было выявлено, что снижение среднего времени нахождения заявки в системе DPI становится менее 0,1 мс при V_1 = 18 и V_2 = 3. Далее с увеличением числа приборов время изменяется незначительно, а функция эффективности указала на комбинацию обслуживающих устройств $V_1 = 3$ и $V_2 = 2$. Это означает, что при заданных параметрах функции эффективности не целесообразно далее увеличивать число обслуживающих устройств. В таблицу 2 сведены 3 комбинации распределения обслуживающих устройств по СМО1 и СМО2 в системе DPI. Комбинация $V_1 = 1$ и $V_2 = 1$ дана для сравнения.

ТАБЛИЦА 2. Комбинации аппаратного состава серверов системы DPI

TABLE 2. Hardware Combinations of DPI Servers

| V1, шт. | V2, шт. | <i>V</i> ₂ , шт. <i>T</i> ₁ , с <i>T</i> ₂ , с | | T_{dpi} , c | |
|---------|---------|---|--------|---------------|--|
| 3 | 2 | 0,0111 | 0,0004 | 0,0115 | |
| 18 | 3 | 0,0018 | 0,0001 | 0,0019 | |
| 1 | 1 | 0,0333 | 0,1036 | 0,1369 | |

Как было описано выше, методика оценки эффективности представлена следующими этапами: формирование исходных данных; определение ограничений для допустимого значения нахождения заявки в системе DPI и увеличения обслуживающих устройств серверов DPI; выполнение шагов поиска эффективного числа обслуживающих устройств, где на каждом шаге выполняется расчет по выбранным формулам (в данном случае по (2) и/или (4)); выбор подходящей комбинации числа обслуживающих устройств.

Таким образом, программная методика оценки эффективности аппаратного состава серверов системы DPI предлагает одну из комбинаций, которую можно получить самостоятельно логическим путем из таблицы 1. В случаях, когда может потребоваться несколько десятков шагов поиска MMЭ, имеет смысл применять другие методы поиска, например, HJ-метод.

Модернизация метода Хука – Дживса

Рассмотрим применение в программной методике оценки эффективности аппаратного состава серверов системы DPI HJ-метода. Он состоит из последовательности шагов исследующего поиска вокруг базисной точки, за которой в случае успеха следует поиск по образцу. Существует несколько улучшений HJ-метода. Например, в [18] предложен гибридный алгоритм HJ-методом с локальным поиском, в котором сканирование пространства переменных проводится с использованием кратного алгоритма столкновения частиц. В HJ-методе возможно проведение многомерного поиска, что может быть удачно использовано для проводимого одновременно поиска подходящего числа серверов для нескольких СМО в составе системы DPI.

НЈ-метод состоит из следующих этапов. Определяется величина базисной точки для начала поиска (*b*₀ – точка начала расчетов). Рассчитывается значение времени нахождения заявки в системе в базисной точке. Вычисляется размер шага поиска (St), который задает точность полученного результата по

иска. В случае желаемого изменения времени нахождения заявки в системе делается еще один шаг в данном направлении.

Если изменение не произошло или было противоположным, то делается шаг в противоположную сторону. В случае успеха он так же может быть повторен. При многомерном поиске такая процедура повторяется для базиса и шага другой переменной в составе времени нахождения заявки в системе.

Если шаги не приводят к успеху – это означает, что было найдено предварительное решение с точностью, соответствующей величине шага. Тогда результат поиска уточняется, для чего производится снижение величины шага (например, вдвое) вплоть до 10-кратного уменьшения величины шага.

Если процедура была успешна после выполнения одного или двух шагов, то наиболее успешная точка принимается за новую базисную точку, и начинается поиск по образцу. Упрощенный алгоритм поиска с применением базисной точки (b_j) , изменения величины шага и поиска по образцу по HJ-методу представлен на рисунке 2. Последний предполагает продолжение поиска в успешном направлении $(P_j - 3$ начение для проведения следующего исследования) согласно (7).

Для вычисления P_j используется значение предпоследней базисной точки (b_j) с добавлением удвоенной разницы последней точки (b_{j+1}) и b_j :

$$P_{j} = b_{j} + 2 \times (b_{j+1} - b_{j}).$$
(7)

Исходя из выше представленного описания части алгоритма работы HJ-метода, соседние базисные точки разделяют несколько шагов. Обозначим n за число необходимых шагов, а St_j является величиной шага после базисной точки (b_j) .

Тогда (7) можно переписать в виде (8), который не является наиболее удобным, т. к. не всегда применим, и приведен исключительно для большей наглядности процедуры поиска по образцу:

$$P_j = b_j + 2 \times n \times St_j. \tag{8}$$

Когда изменение времени нахождения заявки в системе для нового базиса окажется меньше 0,1 мс, согласно НЈ-методу, проводится уменьшение шага поиска до минимально доступного. Как уже говорилось выше, обычно на практике шаг уменьшают до 10 раз, после чего поиск считается завершенным. Более подробно НЈ-метод описан в [17]. Для определения числа обслуживающих устройств серверов системы DPI необходима точность, как минимум соответствующая одному аппаратному устройству. А процедура уточнения путем уменьшения величины шага приводит к значительному увеличению числа необходимых для получения точного решения шагов.



Рис. 2. Упрощенный алгоритм работы HJ-метода *Fig. 2. Simplified Algorithm of the Hooke – Jeeves Method*

Применение HJ-метода несколько раз для одной и той же CMO, с различной точностью изначального шага, приводит к избыточному числу необходимых шагов. Способ, позволяющий снизить число шагов поиска по HJ-методу, будет представлен далее.

Для начала поиска HJ-метода следует выбрать базисную точку (b_0). При расчете для одной СМО можно воспользоваться упрощенной или усложненной формулой, для получения условного числа обслуживающих устройств (V_b) для начала расчетов проводимых алгоритмом.

В качестве упрощенной формулы можно использовать (9) – соотношение интенсивности поступающих заявок (λ) к интенсивности обработки заявок (μ) с учетом предполагаемого коэффициента загрузки системы (ρ_b):

$$V_b = \frac{\lambda}{\mu \times \rho_b} = b_0. \tag{9}$$

В уточненной формуле расчет должен основываться на предполагаемом времени нахождения заявки в рассчитываемой СМО. Для расчета значения базисной точки используются исходные данные представленные в [10]. Величина шага (*St*) в сторону от базиса, для монотонно убывающих функций может быть задана как (10). Тогда величина шага будет снижаться по мере удаления значения времени нахождения заявки в системе (T_{dpi}) от своего максимально допустимого значения (T_{max}):

$$St = b_0 \times \frac{T_{dpi}}{T_{\max}}.$$
 (10)

Однако при $b_0 < 4$, для сокращения числа шагов поиска оказалось более практично задавать значение шага равным минимально допустимому значению шага ($St = St_{min}$). В случаях более 15 шагов поиска, использование стандартного HJ-метода с минимально допустимым шагом требует избыточного числа шагов.

Для случаев, когда число шагов может достигать 10-15 и более, эмпирическим путем был получен МНЈ. В нем за шаг принимается десятикратное значение минимально допустимого шага ($St = 10 \times$ St_{min}). Однако, при обнаружении ситуации, в которой изменение времени нахождения заявки в системе за удельный шаг (St/St_{min}) меньше минимально целесообразного изменения, следует уменьшить величину шага вдвое. А затем использовать в качестве базисной точки последнее значение, при котором изменение времени было больше минимально целесообразного значения (ΔT). Кроме того, необходимо использовать аналогичное предпоследнее значение как запасную базисную точку. Такой МНЈ становится более эффективен с возрастанием числа шагов поиска, что видно из таблицы 3 и рисунка 3, где показано сравнение использования следующих методов программного поиска: ММЭ, НЈметода, МНЈ.

МНЈ был положен в основу соответствующей функции в программной методике оценки эффективности аппаратного состава серверов системы DPI.

Результаты использования программной методики оценки эффективности

Используя (9) для исходных данных, представленных в [10], можно получить величину базиса для СМО1 и СМО2.

Для упрощения задачи минимально допустимая величина шага взята за одно аппаратное устройство ($St_{min} = 1$):

– для HJ-метода задан шаг 1 ($St = St_{min} = 1$);

– для МНЈ задан шаг 10 ($St = 10 \times St_{\min} = 10$).

Результаты поиска (эффективное число обслуживающих устройств (V) и среднее время нахождения заявки в СМО (T)), необходимое число шагов (n) и заданная точность представлены в таблице 3. Результаты в этих таблицах были получены без учета функции стоимости, которая обычно прекращает программный поиск при меньшем числе устройств.

| Метод | ММЭ | | | HJ-метод | | | МНЈ |
|--------------------------------------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| Базис (<i>b</i> ₀), шт. | -/- | -/- | -/- | 2/2 | 2/2 | 2/2 | 2/2 |
| Шаг (St), шт. | 1/1 | 2/2 | 2/2 | 10/10 | 10/10 | 1/1 | 10/10 |
| <i>St_{min},</i> шт. | 1/1 | 1/1 | 1/1 | 1/1 | 1/1 | 1/1 | 1/1 |
| Точность шага, шт. | 1/1 | 2/2 | 1/1 | 10/10 | 1/1 | 1/1 | 1/1 |
| Число шагов (n), шт. | 19/4 | 10/3 | 12/4 | 4/2 | 28/4 | 12/3 | 12/5 |
| <i>V,</i> шт. | 18/3 | 18/3 | 18/3 | 22/2 | 18/3 | 18/3 | 18/3 |
| Δ <i>Т</i> , мс | 0,1/0,1 | 0,1/0,1 | 0,1/0,1 | 0,1/0,1 | 0,1/0,1 | 0,1/0,1 | 0,1/0,1 |
| Т, с | 1,85/0,09 | 1,85/0,09 | 1,85/0,09 | 1,51/0,42 | 1,85/0,09 | 1,85/0,09 | 1,85/0,09 |

ТАБЛИЦА 3. Поиск числа обслуживающих устройств CMO1/CMO2 TABLE 3. Search of the Number of Servicing Devices 0S1/0S2

Следует еще раз подчеркнуть значение крайних правых столбцов таблицы 3, где представлен результат работы МНЈ по сравнению с ММЭ и оригинальным НЈ-методом. Таким образом, рекомендуемое число серверов для СМО1 и СМО2 (см. таблицу 2) может быть расчитано как с помощью метода ММЭ, так и с помощью МНЈ.

На рисунке 3 показано сравнение ММЭ, HJ-метода и МНЈ по числу шагов при изменении значения минимально целесообразного снижения среднего времени нахождения заявки в системе (ΔT).



Изменение величины ΔT было выбрано для демонстрации работы методов программного поиска. Подобное влияние могут оказывать и другие исходные данные для расчетов.

ММЭ более эффективен при числе шагов менее 10, а также может быть рекомендован, когда необходима простейшая программная реализация поиска. Однако в большинстве случаев более предпочтителен МНЈ, требующий более сложную программную реализацию. В случаях, когда требуется более 10 шагов ММЭ, использование МНЈ снизит число необходимых шагов поиска. За счет использования поиска по образцу выполнение расчетов по НЈ-методу будет выполняться быстрее, чем при использовании ММЭ.

Заключение

В данной статье были определены условия целесообразности применения для монотонно убывающей функции МНЈ по сравнению с ММЭ применительно к программной методике оценки эффективного аппаратного состава серверов системы глубокой инспекции пакетов. Также была упомянута возможность многомерного поиска с помощью НЈметода для данной задачи, которая будет приведена в последующих работах.

Представленная программная методика позволила определить эффективные численные комбинации распределения обслуживающих устройств по серверам системы глубокой инспекции пакетов для функционирования в заданных условиях с учетом следующих критериев: времени нахождения заявки в системе, минимально целесообразным изменением этого времени при увеличении на одно обслуживающее устройство, функции стоимости системы.

Использование программной методики позволяет выявить необходимость модернизации системы, с целью повысить быстродействие и эффективность использования аппаратных ресурсов в системе глубокой инспекции пакетов. А также повысить эффективность работы системы за счет перераспределения аппаратных ресурсов в режиме реального времени.

Список используемых источников

1. Сенченко Ю.Л. Некоторые аспекты высокоскоростной обработки трафика // Технологии и средства связи. 2013. № 1(94). С. 52–53.

2. Trammell B., Boschi E., Procissi G., Callegari C., Dorfinger P., Schatzmann D. Identifying Skype Traffic in a Large-Scale Flow Data Repository // Proceedings of the 3rd International Workshop on Traffic Monitoring and Analysis (TMA, Vienna, Austria, 27 April 2011). Lecture Notes in Computer Science. Berlin, Heidelberg: Springer, 2011. Vol. 6613. PP. 72–85. DOI:10.1007/978-3-642-20305-3_7

3. Sommer R., Feldmann A. NetFlow: Information loss or win? // Proceedings of the 2nd ACM SIGCOMM Workshop on Internet measurment (IMW '02, Marseille, France, November, 2002). New York: Association for Computing Machinery, 2002. PP. 173–174. DOI: 10.1145/637201.637226

4. Park J., Yoon S., Kim M. Software Architecture for a Lightweight Payload Signature-Based Traffic Classification System // Proceedings of the 3rd International Workshop on Traffic Monitoring and Analysis (TMA, Vienna, Austria, 27 April 2011). Lecture Notes in Computer Science. Berlin, Heidelberg: Springer, 2011. Vol. 6613. PP. 136–149. DOI:10.1007/978-3-642-20305-3_12

5. Deart V., Mankov V., Krasnova I. Agglomerative Clustering of Network Traffic Based on Various Approaches to Determining the Distance Matrix // Proceedings of the 28th Conference of Open Innovations Association (FRUCT'28, Moscow, Russia, 27–29 January 2021). IEEE, 2021. Vol. 1. PP. 81–88. DOI:10.23919/FRUCT50888.2021.9347616

6. Dainotti A., Pescape A., Sansone C. Early Classification of Network Traffic through Multi-classification // Proceedings of the 3rd International Workshop on Traffic Monitoring and Analysis (TMA, Vienna, Austria, 27 April 2011). Lecture Notes in Computer Science. Berlin, Heidelberg: Springer, 2011. Vol. 6613. PP. 122–135. DOI:10.1007/978-3-642-20305-3_11

7. Sheluhin O., Kazhemskiy M. Influence Of Fractal Dimension Statistical Charachteristics On Quality Of Network Attacks Binary Classification // Proceedings of the 28th Conference of Open Innovations Association (FRUCT'28, Moscow, Russia, 27– 29 January 2021). IEEE, 2021. Vol. 1. 2021. PP. 407–413. DOI:10.23919/FRUCT50888.2021.9347600

8. Cascarano N., Ciminiera L., Risso F. Optimizing Deep Packet Inspection for High-Speed Traffic Analysis // Journal of Network and Systems Management. 2011. Vol. 19. PP. 7–31. DOI:10.1007/s10922-010-9181-x

9. Niang B. Bandwidth management – A deep packet inspection mathematical model // Proceedings of the 6th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT, St. Petersburg, Russia, 6-8 October 2014). IEEE, 2014. PP. 169–175. DOI:10.1109/ICUMT.2014.7002098

10. Goldstein B., Fitsov V. Dual Mathematical Model for Calculating of Deep Packet Inspection // Proceedings of the 28th Conference of Open Innovations Association (FRUCT'28, Moscow, Russia, 27–29 January 2021). IEEE, 2021. Vol. 1. 2021. PP. 127–133. DOI:10.23919/FRUCT50888.2021.9347547

11. Фицов В. Методы построения сетевых архитектур систем DPI // Вестник связи. 2020. № 12. С. 32–37.

12. Фицов В. Применение программного кода для оптимизации числа серверов DPI методом максимального элемента // VII Международная научно-техническая и научно-методическая конференция «Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании» (Санкт-Петербург, Россия, 28 февраля – 01 марта 2018). СПб: СПбГУТ, 2018. С. 650–656.

13. Якимович С. Управление трафиком и услугами в сетях ШПД с помощью решений DPI // Вестник связи. 2010. № 12. С. 27–29.

14. Rec. ITU-T Y.2771 Framework for deep packet inspection. ITU, 2014.

15. Norros I. A storage model with self-similar input // Queueing Systems. 1994. Iss. 16. PP. 387–396. DOI:10.1007/ BF01158964

16. Овчаров Л. Прикладные задачи теории массового обслуживания. М.: Машиностроение, 1969. 324 с.

17. Hooke R., Jeeves T.A. «Direct Search» Solution of Numerical and Statistical Problems // Journal of the ACM. 1961. Vol. 8. Iss. 2. PP. 212–229. DOI:10.1145/321062.321069

18. Сулимов В., Шкапов П., Носачев С. Локальный поиск методом Хука – Дживса в гибридном алгоритме глобальной оптимизации // Наука и образование. 2014. № 6. С. 107–123. DOI:10.7463/0614.0716155

* * *

Software Methodology for Estimating the Efficiency of the Hardware Composition of Deep Packet Inspection System Using the Modernized Hooke – Jeeves Method

V. Fitsov¹©

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

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-132-140 Received 01st March 2021 Accepted 17th March 2021 **For citation:** Fitsov V. Software Methodology for Estimating the Efficiency of the Hardware Composition of Deep Packet Inspection System Using the Modernized Hooke – Jeeves Method. *Proc. of Telecom. Universities.* 2021;7(1):132–140. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-132-140

Abstract: Deep packet inspection systems on communication networks are used to identify the application generating a specific traffic flow. The issues related to modeling and design of deep packet inspection systems remain poorly understood. In this paper, a software technique for evaluating the effectiveness of the hardware composition of the servers of the deep packet inspection system is presented, using a mathematical model of such a system and software search methods. The description of the program search by the maximum element method and the Hook-Jeeves method is given. A modernization of the Hook-Jeeves method for a monotonically decreasing function is proposed. Comparison of the methods by the number of search steps is performed.

Keywords: programmatic search, maximum element method, Hooke-Jeeves method, mathematical model.

References

1. Senchenko Yu.L. Some Aspects of High-Speed Traffic Processing. Tekhnologii i sredstva sviazi. 2013;1(94):52-53. (in Russ.)

2. Trammell B., Boschi E., Procissi G., Callegari C., Dorfinger P., Schatzmann D. Identifying Skype Traffic in a Large-Scale Flow Data Repository. *Proceedings of the 3rd International Workshop on Traffic Monitoring and Analysis, TMA, 27 April 2011, Vienna, Austria. Lecture Notes in Computer Science.* Berlin, Heidelberg: Springer; 2011. vol.6613. p.72–85. DOI:10.1007/978-3-642-20305-3_7

3. Sommer R., Feldmann A. NetFlow: Information loss or win? *Proceedings of the 2nd ACM SIGCOMM Workshop on Internet measurment, IMW '02, November, 2002, Marseille, France*. New York: Association for Computing Machinery; 2002. p.173–174. DOI: 10.1145/637201.637226

4. Park J., Yoon S., Kim M. Software Architecture for a Lightweight Payload Signature-Based Traffic Classification System. *Proceedings of the 3rd International Workshop on Traffic Monitoring and Analysis, TMA, 27 April 2011, Vienna, Austria. Lecture Notes in Computer Science.* Berlin, Heidelberg: Springer; 2011. vol.6613. p.136–149. DOI:10.1007/978-3-642-20305-3_12

5. Deart V., Mankov V., Krasnova I. Agglomerative Clustering of Network Traffic Based on Various Approaches to Determining the Distance Matrix. *Proceedings of the 28th Conference of Open Innovations Association, FRUCT'28, 27–29 January 2021, Moscow, Russia.* IEEE; 2021. vol.1. p.81–88. DOI:10.23919/FRUCT50888.2021.9347616

6. Dainotti A., Pescape A., Sansone C. Early Classification of Network Traffic through Multi-classification. *Proceedings of the 3rd International Workshop on Traffic Monitoring and Analysis, TMA, 27 April 2011, Vienna, Austria. Lecture Notes in Computer Science.* Berlin, Heidelberg: Springer; 2011. vol.6613. p.122–135. DOI:10.1007/978-3-642-20305-3_11

7. Sheluhin O., Kazhemskiy M. Influence Of Fractal Dimension Statistical Charachteristics On Quality Of Network Attacks Binary Classification. *Proceedings of the 28th Conference of Open Innovations Association, FRUCT'28, 27–29 January 2021, Moscow, Russia.* IEEE; 2021. vol.1. p.407–413. DOI:10.23919/FRUCT50888.2021.9347600

8. Cascarano N., Ciminiera L., Risso F. Optimizing Deep Packet Inspection for High-Speed Traffic Analysis. *Journal of Network and Systems Management*. 2011;19:7–31. DOI:10.1007/s10922-010-9181-x

9. Niang B. Bandwidth management – A deep packet inspection mathematical model. *Proceedings of the 6th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops, ICUMT, St. Petersburg, Russia, 6-8 October 2014.* IEEE; 2014. p.169–175. DOI:10.1109/ICUMT.2014.7002098

10. Goldstein B., Fitsov V. Dual Mathematical Model for Calculating of Deep Packet Inspection. *Proceedings of the 28th Conference of Open Innovations Association, FRUCT'28, 27–29 January 2021, Moscow, Russia.* IEEE; 2021. vol.1. p.127–133. DOI:10.23919/FRUCT50888.2021.9347547

11. Fitsov V. Methods for Constructing Network Architectures of Dpi Systems. Vestnik Svyazi. 2020;12:32-37. (in Russ.)

12. Fitsov V. Employment Software Code for Optimization the Number of Dpi-Servers by Maximal Element Method. *Proceedings of the VIIIth International Conference on Infotelecommunications in Science and Education, 28 February – 1 March 2018, St. Petersburg, Russia.* St. Petersburg: The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications Publ.; 2018. p.650–656. (in Russ.)

13. Yakimovich, S. Controlling Traffic and Services in Broadband Networks Using DPI Solutions. *Vestnik Svyazi*. 2010;12: 27–29. (in Russ.)

14. Rec. ITU-T Y.2771 Framework for deep packet inspection. ITU; 2014.

15. Norros I. A storage model with self-similar input. Queueing Systems. 1994;16:387-396. DOI:10.1007/ BF01158964

16. Ovcharov L. *Applied Problems of Queuing Theory*. Moscow: Mashinostroenie Publ; 1969. 324 p. (in Russ.)

17. Hooke R., Jeeves T.A. «Direct Search» Solution of Numerical and Statistical Problems. *Journal of the ACM*. 1961;8(2): 212–229. DOI:10.1145/321062.321069

18. Sulimov V.D., Shkapov P.M., Nosachev S.K. Hooke–Jeeves Method-used Local Search in a Hybrid Global Optimization Algorithm. *Science and Education*. 2014;6:107–123. DOI:10.7463/0614.0716155 (in Russ.)

Сведения об авторе:

 Фицов
 аспирант кафедры Инфокоммуникационных систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, noldi@iks.sut.ru

 Вадим Владленович
 noldi@iks.sut.ru

b https://orcid.org/0000-0002-3226-927X

<u>ДЛЯ ЗАМЕТОК</u>



РОССИЙСКАЯ НЕДЕЛЯ Высоких технологий

 \square









«Информационные и коммуникационные технологии»

 \bigcirc

 $\left(\right)$

 \bigcirc

 \bigcirc

 $\left(\right)$

 \bigcirc

 \cap

15–1<mark>8 июня 202</mark>1

33-я международная выставка

Организатор



При поддержке:

- Министерства цифрового развития, связи
- и массовых коммуникаций РФ
- Министерства промышленности и торговли РФ

Под патронатом ТПП РФ

Россия, Москва, ЦВК «ЭКСПОЦЕНТР» www.sviaz-expo.ru





Реклама

СПбГУТ))) год науки и технологий в спбгут

75 ЮБИЛЕЙНАЯ РЕГИОНАЛЬНАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ СТУДЕНТОВ, АСПИРАНТОВ И МОЛОДЫХ УЧЕНЫХ

Студенческая В ЕСНА 8

НАУЧНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ КОНФЕРЕНЦИИ:

- Радиотехнологии связи
- Инфокоммуникационные сети и системы
- Информационные системы и технологии
- Теоретические основы радиоэлектроники
- Цифровая экономика, управление и бизнес-информатика
- Социальные цифровые технологии
- Сети связи специального назначения

МЕСТО ПРОВЕДЕНИЯ: Санкт-Петербург пр. Большевиков, 22/1 Английский пр., 3 наб. р. Мойки, 65



ПОДРОБНОСТИ НА САЙТЕ: apino.spbgut.ru/stud-vesna

25-26

КАМ
| Выходные данные | | | | | |
|---|------------------|--------------------------------|--|-----------------|----------------|
| Дизайн обложки – ООО «Комильфо» | | | | | |
| План издания научной литературы 2021 г., п. 3 | | | | | |
| Дата выхода в свет 31.03.2021 | Услпеч. л. 18 | Формат 60×84 _{1/8} | Тираж 1000 экз. | Заказ № 1215 | Свободная цена |
| Ответственный редактор Татарникова И.М. Выпускающий редактор Яшугин Д.Н. | | | Адрес типографии: 193232, Санкт-Петербург, пр. Большевиков, 22/1 | | |

Учредитель и издатель: Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича" E-mail: tuzs@spbgut.ru Web: tuzs.sut.ru VK: vk.com/spbtuzs





Подписной индекс в Объединенном каталоге "ПРЕССА РОССИИ" - 59983